

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2016-140077

(P2016-140077A)

(43) 公開日 平成28年8月4日(2016. 8. 4)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
H04J 99/00 (2009.01)	H04J 15/00	5K067
H04B 7/04 (2006.01)	H04B 7/04	5K159
H04W 16/28 (2009.01)	H04W 16/28 130	
	H04W 16/28 110	

審査請求 有 請求項の数 2 O L (全 445 頁)

(21) 出願番号	特願2016-28346 (P2016-28346)	(71) 出願人	316002062
(22) 出願日	平成28年2月17日 (2016. 2. 17)		サン パテント トラスト
(62) 分割の表示	特願2014-171318 (P2014-171318) の分割		アメリカ合衆国 10017 ニューヨー ク州 ニューヨーク レキシントン アベ ニュー 450 38階
原出願日	平成24年4月18日 (2012. 4. 18)	(74) 代理人	110001900
(31) 優先権主張番号	特願2011-93539 (P2011-93539)		特許業務法人 ナカジマ知的財産総合事務 所
(32) 優先日	平成23年4月19日 (2011. 4. 19)	(72) 発明者	村上 豊
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)		大阪府門真市大字門真1006番地 パナ ソニック株式会社内
(31) 優先権主張番号	特願2011-102099 (P2011-102099)	(72) 発明者	木村 知弘
(32) 優先日	平成23年4月28日 (2011. 4. 28)		大阪府門真市大字門真1006番地 パナ ソニック株式会社内
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)		
(31) 優先権主張番号	特願2011-118453 (P2011-118453)		
(32) 優先日	平成23年5月26日 (2011. 5. 26)		
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)		

最終頁に続く

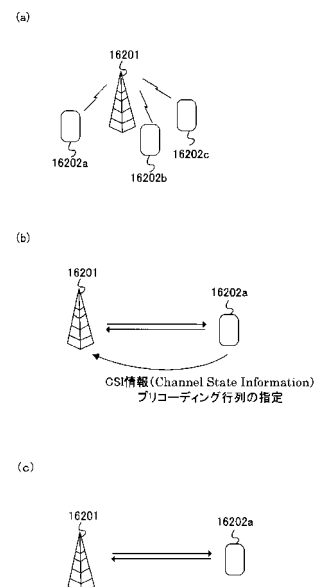
(54) 【発明の名称】 中継方法、中継装置

(57) 【要約】

【課題】 異なる通信形態が存在する場合におけるプリコーディング処理が施された受信信号の復調を行う。

【解決手段】 第1の受信信号は、N個の行列の中からスロット毎に切り替えて選択された一つの行列に応じたプリコーディング処理の結果に基づく信号であり、第2の受信信号は、受信装置からフィードバックされた情報に基づいて選択された一つの行列に応じたプリコーディング処理の結果得られた信号であり、第1の受信信号に対してスロット毎に切り替えて選択された一つの行列に応じたプリコーディング処理に応じた復調を行い、第2の受信信号に対して、フィードバックされた情報に基づいて選択された一つの行列に応じたプリコーディング処理に応じた復調を行う。

【選択図】 図162



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

受信装置であって、

それぞれ同一の周波数で同時に複数のアンテナから送信された複数の信号を受信して得られた信号である第 1 の受信信号及び第 2 の受信信号を取得する取得部と、

取得した第 1 の受信信号及び第 2 の受信信号を復調する復調部とを備え、

前記第 1 の受信信号は、

N 個の行列（ただし、N は 3 以上の奇数である。）の中からスロット毎に切り替えて選択された一つの行列に応じたプリコーディング処理により前記スロット毎に第 1 の変調信号 s 1 及び第 2 の変調信号 s 2 から生成された第 1 の送信信号 z 1 と第 2 の送信信号 z 2 を受信した信号であり、

10

前記第 2 の受信信号は、

複数の行列の中から、前記受信装置からフィードバックされた情報に基づいて選択された一つの行列に応じたプリコーディング処理により、第 1 の変調信号 s 1 及び第 2 の変調信号 s 2 から生成された第 1 の送信信号 z 1 と第 2 の送信信号 z 2 を受信した信号であり、

前記復調部は、

前記第 1 の受信信号に対して、前記スロット毎に切り替えて選択された一つの行列に応じたプリコーディング処理に応じた復調を行い、

前記第 2 の受信信号に対して、前記フィードバックされた情報に基づいて選択された一つの行列に応じたプリコーディング処理に応じた復調を行うことを特徴とする受信装置。

20

【請求項 2】

受信装置における受信方法であって、

それぞれ同一の周波数で同時に複数のアンテナから送信された複数の信号を受信して得られた信号である第 1 の受信信号及び第 2 の受信信号を取得し、

取得した第 1 の受信信号及び第 2 の受信信号を復調するものであって、

前記第 1 の受信信号は、

N 個の行列（ただし、N は 3 以上の奇数である。）の中からスロット毎に切り替えて選択された一つの行列に応じたプリコーディング処理により前記スロット毎に第 1 の変調信号 s 1 及び第 2 の変調信号 s 2 から生成された第 1 の送信信号 z 1 と第 2 の送信信号 z 2 を受信した信号であり、

30

前記第 2 の受信信号は、

複数の行列の中から、前記受信装置からフィードバックされた情報に基づいて選択された一つの行列に応じたプリコーディング処理により、第 1 の変調信号 s 1 及び第 2 の変調信号 s 2 から生成された第 1 の送信信号 z 1 と第 2 の送信信号 z 2 を受信した信号であり、

前記第 1 の受信信号に対して、前記スロット毎に切り替えて選択された一つの行列に応じたプリコーディング処理に応じた復調を行い、

前記第 2 の受信信号に対して、前記フィードバックされた情報に基づいて選択された一つの行列に応じたプリコーディング処理に応じた復調を行うことを特徴とする受信方法。

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本出願は、日本国で提出された（1）特願2011-093539、（2）特願2011-102099、（3）特願2011-118453、（4）特願2011-140747、（5）特願2011-192123に基づく。このため、これらの出願の内容を援用する。

本発明は、特にマルチアンテナを用いた通信を行うプリコーディング方法、プリコーディング装置、送信方法、送信装置、受信方法および受信装置に関する。

50

【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28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28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28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。

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派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、例えば、空間多重MIMO伝送方式では、ライスファクタが大きくなると受信品質が劣化するという問題が発生する。(非特許文献3参照)

図29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29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29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29(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。

【0005】

放送やマルチキャスト通信は、見通し内のユーザに対するサービスであり、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環境であることが多い。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。

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）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。

【0006】

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】

【0007】

【特許文献1】国際公開第2005/050885号

【非特許文献】

【0008】

【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.

10

20

30

40

50

, “ Limited feedback unitary precoding for spatial multiplexing systems, ” IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 51, no. 8, pp. 2967–2976, 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 performance in a MIMO channel, ” IEICE 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, pp. 399–431, 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, newsgathering 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.

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

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】

【0010】

かかる課題を解決するため、本発明に係るプリコーディング方法は、それぞれ同相成分及び直交成分で表される複数の選択された変調方式に基づく信号から、同一の周波数帯域に同時に送信される複数のプリコーディングされた信号を生成するプリコーディング方法であって、複数のプリコーディングウェイト行列の中から一つのプリコーディングウェイト行列を規則的に切り替えながら選択し、前記選択されたプリコーディングウェイト行列を前記複数の選択された変調方式に基づく信号に乗算することで前記複数のプリコーディングされた信号を生成し、前記複数のプリコーディングウェイト行列は、正の実数 α を用いて表される、式 (339)～式 (347) (詳細は後述) の 9 個の行列である、プリコーディング方法。

【0011】

上記の本発明の各態様によると、複数のプリコーディングウェイト行列の中から規則的に切り替えながら選択された一つのプリコーディングウェイト行列によりプリコーディングされた信号を送受信することにより、プリコーディングに使用されるプリコーディングウェイト行列が予め決められた複数のプリコーディングウェイト行列のいずれかとなるた

め、複数のプリコーディングウェイト行列の設計に応じてLOS環境における受信品質を改善することができる。

【発明の効果】

【0012】

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プリコーディング方法、プリコーディング装置、送信方法、受信方法、送信装置、受信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】

【0013】

10

【図1】空間多重MIMO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】プリコーディングウェイト切り替え方法適用時の送信装置の構成の例

【図4】プリコーディングウェイト切り替え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】プリコーディングウェイト切り替え方法の例

【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

20

【図11】受信状態の例

【図12】BER特性例

【図13】プリコーディングウェイト切り替え方法適用時の送信装置の構成の例

【図14】プリコーディングウェイト切り替え方法適用時の送信装置の構成の例

【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】フレーム構成の例

【図20】受信品質劣悪点の位置

30

【図21】受信品質劣悪点の位置

【図22】フレーム構成の一例

【図23】フレーム構成の一例

【図24】マッピング方法の一例

【図25】マッピング方法の一例

【図26】重み付け合成部の構成の例

【図27】シンボルの並び換え方法の一例

【図28】空間多重MIMO伝送システムにおける送受信装置の構成の例

【図29】BER特性例

【図30】空間多重型の2x2MIMOシステムモデルの例

40

【図31】受信劣悪点の位置

【図32】受信劣悪点の位置

【図33】受信劣悪点の位置

【図34】受信劣悪点の位置

【図35】受信劣悪点の位置

【図36】受信劣悪点の複素平面における最小距離の特性例

【図37】受信劣悪点の複素平面における最小距離の特性例

【図38】受信劣悪点の位置

【図39】受信劣悪点の位置

【図40】実施の形態7における送信装置の構成の一例

50

【図 4 1】送信装置が送信する変調信号のフレーム構成の一例	
【図 4 2】受信劣悪点の位置	
【図 4 3】受信劣悪点の位置	
【図 4 4】受信劣悪点の位置	
【図 4 5】受信劣悪点の位置	
【図 4 6】受信劣悪点の位置	
【図 4 7】時間一周波数軸におけるフレーム構成の一例	
【図 4 8】時間一周波数軸におけるフレーム構成の一例	
【図 4 9】信号処理方法	
【図 5 0】時空間ブロック符号を用いたときの変調信号の構成	10
【図 5 1】時間一周波数軸におけるフレーム構成の詳細の例	
【図 5 2】送信装置の構成の一例	
【図 5 3】図 5 2 の変調信号生成部 # 1 ～ # M の構成の一例	
【図 5 4】図 5 2 における OFDM 方式関連処理部 (5 2 0 7 __ 1 、および、 5 2 0 7 __ 2) の構成を示す図	
【図 5 5】時間一周波数軸におけるフレーム構成の詳細の例	
【図 5 6】受信装置の構成の一例	
【図 5 7】図 5 6 における OFDM 方式関連処理部 (5 6 0 0 __ X 、 5 6 0 0 __ Y) の構成を示す図	
【図 5 8】時間一周波数軸におけるフレーム構成の詳細の例	20
【図 5 9】放送システムの一例	
【図 6 0】受信劣悪点の位置	
【図 6 1】フレーム構成の例	
【図 6 2】時間一周波数軸におけるフレーム構成の一例	
【図 6 3】送信装置の構成の一例	
【図 6 4】周波数ー時間軸におけるフレーム構成の一例	
【図 6 5】フレーム構成の例	
【図 6 6】シンボルの配置方法の一例	
【図 6 7】シンボルの配置方法の一例	
【図 6 8】シンボルの配置方法の一例	30
【図 6 9】フレーム構成の一例	
【図 7 0】時間一周波数軸におけるフレーム構成	
【図 7 1】時間一周波数軸におけるフレーム構成の一例	
【図 7 2】送信装置の構成の一例	
【図 7 3】受信装置の構成の一例	
【図 7 4】受信装置の構成の一例	
【図 7 5】受信装置の構成の一例	
【図 7 6】周波数ー時間軸におけるフレーム構成の一例	
【図 7 7】周波数ー時間軸におけるフレーム構成の一例	
【図 7 8】プリコーディング行列の割り当ての例	40
【図 7 9】プリコーディング行列の割り当ての例	
【図 8 0】プリコーディング行列の割り当ての例	
【図 8 1】信号処理部の構成の一例	
【図 8 2】信号処理部の構成の一例	
【図 8 3】送信装置の構成の一例	
【図 8 4】デジタル放送用システムの全体構成図	
【図 8 5】受信機の構成例を示すブロック図	
【図 8 6】多重化データの構成を示す図	
【図 8 7】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	50

【図 8 8】 P E S 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更に詳しく示した図

【図 8 9】 多重化データにおける T S パケットとソースパケットの構造を示す図

【図 9 0】 P M T のデータ構成を示す図

【図 9 1】 多重化データ情報の内部構成を示す図

【図 9 2】 ストリーム属性情報の内部構成を示す図

【図 9 3】 映像表示、音声出力装置の構成図

【図 9 4】 1 6 Q A M の信号点配置の例

【図 9 5】 Q P S K の信号点配置の例

【図 9 6】 ベースバンド信号入れ替え部を示す図

10

【図 9 7】 シンボル数、スロット数を示す図

【図 9 8】 シンボル数、スロット数を示す図

【図 9 9】 フレーム構成を示す図

【図 1 0 0】 スロット数を示す図

【図 1 0 1】 スロット数を示す図

【図 1 0 2】 時間一周波数軸における P L P を示す図

【図 1 0 3】 P L P の構成を示す図

【図 1 0 4】 時間一周波数軸における P L P を示す図

【図 1 0 5】 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 1 0 6】 受信装置が得る対数尤度比の絶対値の好適な例

20

【図 1 0 7】 重み付け合成部に関連する信号処理部の構成の例

【図 1 0 8】 重み付け合成部に関連する信号処理部の構成の例

【図 1 0 9】 I - Q 平面における 6 4 Q A M の場合の信号点配置の例

【図 1 1 0】 プリコーディング行列に関する表を示す図

【図 1 1 1】 プリコーディング行列に関する表を示す図

【図 1 1 2】 重み付け合成部に関連する信号処理部の構成の例

【図 1 1 3】 重み付け合成部に関連する信号処理部の構成の例

【図 1 1 4】 プリコーディング行列に関する表を示す図

【図 1 1 5】 プリコーディング行列に関する表を示す図

【図 1 1 6】 重み付け合成部に関連する信号処理部の構成の例

30

【図 1 1 7】 信号点配置の例

【図 1 1 8】 信号点の位置の関係を示す図

【図 1 1 9】 重み付け合成部（プリコーディング部）周辺の構成を示す図

【図 1 2 0】 信号点配置の例

【図 1 2 1】 重み付け合成部（プリコーディング部）周辺の構成を示す図

【図 1 2 2】 信号点配置の例

【図 1 2 3】 信号点配置の例

【図 1 2 4】 信号点配置の例

【図 1 2 5】 重み付け合成部（プリコーディング部）周辺の構成を示す図

【図 1 2 6】 信号点配置の例

40

【図 1 2 7】 重み付け合成部（プリコーディング部）周辺の構成を示す図

【図 1 2 8】 信号点配置の例

【図 1 2 9】 信号点配置の例

【図 1 3 0】 信号点配置の例

【図 1 3 1】 信号点配置の例

【図 1 3 2】 信号点配置の例

【図 1 3 3】 信号点の配置の一例

【図 1 3 4】 信号生成部の構成の一例

【図 1 3 5】 ベースバンド信号の同相成分および直交成分

【図 1 3 6】 信号生成部の構成の一例

50

- 【図 1 3 7】 信号生成部の構成の一例
- 【図 1 3 8】 ベースバンド信号の同相成分および直交成分
- 【図 1 3 9】 信号生成部の構成の一例
- 【図 1 4 0】 信号生成部の構成の一例
- 【図 1 4 1】 受信システムの外観
- 【図 1 4 2】 受信システムの構成
- 【図 1 4 3】 受信システムの構成
- 【図 1 4 4】 受信システムの構成
- 【図 1 4 5】 テレビの構成
- 【図 1 4 6】 受信システムの構成 10
- 【図 1 4 7】 (a) は地上デジタル放送の放送波の概念図。(b) は B S 放送の放送波の概念図。
- 【図 1 4 8】 (a) はフィルタリング前の受信信号の概念図。(b) は放送局が複数の変調信号を複数アンテナを用いて送信した周波数帯域の受信信号を除去したときの図
- 【図 1 4 9】 (a) は周波数変更前の受信信号の概念図。(b) は放送局が複数の変調信号を複数アンテナを用いて送信した周波数帯域の受信信号を周波数変換したときの図。
- 【図 1 5 0】 (a) は周波数変更前の受信信号の概念図。(b) は放送局が複数の変調信号を複数アンテナを用いて送信した周波数帯域の受信信号を周波数変換したときの図。
- 【図 1 5 1】 図 1 4 9 のようにした場合の、家庭内への引き込みを 1 本で行う際の、周波数配置。 20
- 【図 1 5 2】 図 1 5 0 のようにした場合の、家庭内への引き込みを 1 本で行う際の、周波数配置。
- 【図 1 5 3】 (a) は集合住宅での共同受信に用いる中継装置の配置例。(b) は個人住宅に用いる中継装置の配置例。(c) は C A T V 事業者で用いる中継装置の配置例。
- 【図 1 5 4】 受信したテレビ放送のデータ構成の概念図。
- 【図 1 5 5】 ケーブルテレビ事業者における中継装置の構成例
- 【図 1 5 6】 信号処理部の構成例
- 【図 1 5 7】 配信用データ生成部の構成例
- 【図 1 5 8】 結合前の信号の例
- 【図 1 5 9】 結合後の信号の例 30
- 【図 1 6 0】 テレビ受信機の構成例
- 【図 1 6 1】 ケーブルテレビ事業者における中継装置の構成例
- 【図 1 6 2】 (a) はマルチキャスト通信の例。(b) はフィードバックのあるユニキャスト通信の例。(c) はフィードバックのないユニキャスト通信の例
- 【図 1 6 3】 送信機の構成例
- 【図 1 6 4】 フィードバック機能を有する受信機の構成例
- 【図 1 6 5】 C S I のフレーム構成例
- 【発明を実施するための形態】
- 【0 0 1 4】
- 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。 40
- (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。
- 本説明を行う前に、従来システムである空間多重 M I M O 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。
- $N_t \times N_r$ 空間多重 M I M O 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 $u = (u_1, \dots, u_{N_t})$ 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 $s = (s_1, \dots, s_{N_t})^T$ 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 $E\{|s_i|^2\} = E_s / N_t$ とあらわされる (E_s : チャンネル当たり 50

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。

【0015】

【数1】

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

10

【0016】

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。

【0017】

【数2】

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

20

【0018】

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。

【0019】

【数3】

$$\mathbf{L}(\mathbf{u}) = (L(u_1), \dots, L(u_{N_t}))^T \quad \dots \text{式(3)}$$

30

【0020】

【数4】

$$\mathbf{L}(u_i) = (L(u_{i1}), \dots, L(u_{iM})) \quad \dots \text{式(4)}$$

40

【0021】

【数5】

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

50

【0022】

<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。

【0023】

【数6】

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

10

【0024】

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。

【0025】

【数7】

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

20

【0026】

ただし、 $U_{mn, \pm 1} = \{\mathbf{u} | u_{mn} = \pm 1\}$ とする。そして、 $\ln \sum a_j \sim \max_l \ln a_j$ 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。

【0027】

【数8】

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

30

【0028】

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

40

【0029】

【数 9】

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

10

【0 0 3 0】

【数 1 0】

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

【0 0 3 1】

【数 1 1】

20

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

【0 0 3 2】

30

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。

【0 0 3 3】

【数 1 2】

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

【0 0 3 4】

40

したがって、式(7)，(13)から、MAP、または、APP (a p o s t e r i o r i p r o b a b i l i t y) では、事後の L - v a l u e は、以下のようにあらわされる。

【0 0 3 5】

【数 1 3】

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

50

【 0 0 3 6 】

以降では、反復A P P復号と呼ぶ。また、式（ 8 ） ， （ 1 2 ） から、M a x − L o g 近似に基づく対数尤度比（M a x − L o g A P P）では、事後のL − v a l u e は、以下のようにならわされる。

【 0 0 3 7 】

【 数 1 4 】

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

10

【 0 0 3 8 】

【 数 1 5 】

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

20

【 0 0 3 9 】

以降では、反復M a x − l o g A P P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（ 1 3 ） または（ 1 4 ） 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 2 8 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M I M Oシステムとし、ストリーム A ， B ではそれぞれにo u t e rエンコーダがあり、2つのo u t e rエンコーダは同一のL D P C符号のエンコーダとする（ここではo u t e rエンコーダとしてL D P C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、o u t e rエンコーダが用いる誤り訂正符号はL D P C符号に限ったものではなく、ターボ符号、畳み込み符号、L D P C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、o u t e r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、o u t e r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o u t e r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 − Q A Mとする（1シンボルでhビットを送信することになる。）。

30

受信機では、上述のM I M O信号の反復検波（反復A P P（またはM a x − l o g A P P）復号）を行うものとする。そして、L D P C符号の復号としては、例えば、s u m − p r o d u c t 復号を行うものとする。

40

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。

【 0 0 4 0 】

【 数 1 6 】

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

【 0 0 4 1 】

50

【数 1 7】

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

【0 0 4 2】

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。

【0 0 4 3】

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。

【0 0 4 4】

【数 1 8】

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

【0 0 4 5】

【数 1 9】

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

【0 0 4 6】

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) $l_{\text{sum}} = 1$ とし、ループ最大回数を $l_{\text{sum, max}}$ 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。

【0 0 4 7】

【数 2 0】

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

【0 0 4 8】

10

20

30

40

50

【数 2 1】

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

【0 0 4 9】

【数 2 2】

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

10

【0 0 5 0】

このとき、 f は G a l l a g e r 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。

S t e p A・3（列処理）： $n = 1, 2, \dots, N$ の順に $H_{m\ n} = 1$ 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 $\beta_{m\ n}$ を更新する。

【0 0 5 1】

【数 2 3】

20

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

【0 0 5 2】

S t e p 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。

【0 0 5 3】

【数 2 4】

30

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

【0 0 5 4】

S t e p A・5（反復回数のカウント）：もし $l_{sum} < l_{sum, max}$ ならば l_{sum} をインクリメントして、s t e p A・2に戻る。 $l_{sum} = l_{sum, max}$ の場合、この回の s u m - p r o d u c t 復号は終了する。

40

以上が、1回の s u m - p r o d u c t 復号の動作である。その後、M I M O 信号の反復検波が行われる。上述の s u m - p r o d u c t 復号の動作の説明で用いた変数 $m, n, \alpha_{m\ n}, \beta_{m\ n}, \lambda_n, L_n$ 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。

< M I M O 信号の反復検波 >

ここでは、M I M O 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。

【0 0 5 5】

式（1）から、次式が成立する。

【0 0 5 6】

50

【数 2 5】

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

【0 0 5 7】

図 2 のフレーム構成から、式 (1 6) (1 7) から、以下の関係式が成立する。

【0 0 5 8】

10

【数 2 6】

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

【0 0 5 9】

【数 2 7】

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

20

【0 0 6 0】

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 $\lambda_{n_a}, L_{n_a}, \lambda_{n_b}, L_{n_b}$ をそれぞれ $\lambda_{k, n_a}, L_{k, n_a}, \lambda_{k, n_b}, L_{k, n_b}$ 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、 $\lambda_{0, n_a}, \lambda_{0, n_b}$ を以下のように求める。

反復 APP 復号のとき：

30

【0 0 6 1】

【数 2 8】

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

40

【0 0 6 2】

反復 Max-log APP 復号のとき：

【0 0 6 3】

【数 2 9】

$$\lambda_{0,n_X} = \max_{U_{0,n_X,+1}} \{\Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X))\} - \max_{U_{0,n_X,-1}} \{\Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X))\} \quad \cdots \text{式(29)}$$

【0 0 6 4】

50

【数 3 0】

$$\Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X)) = -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X) \mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 \quad \dots \text{式(30)}$$

【0 0 6 5】

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 $l_{\text{mimo}, \text{max}}$ 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 $\lambda_{k, n_a}, \lambda_{k, n_b}$ は、式(11) (13) – (15) (16) (17) から式(31) – (34)のようにならわされる。ただし、 $(X, Y) = (a, b) (b, a)$ となる。

反復APP復号のとき：

【0 0 6 6】

【数 3 1】

$$\lambda_{k, n_X} = L_{k-1, \Omega_{iX, jX}^X}(u_{\Omega_{iX, jX}^X}) + \ln \frac{\sum_{U_{k, n_X, i+1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X) \mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 + \rho(u_{\Omega_{iX, jX}^X}) \right\}}{\sum_{U_{k, n_X, i-1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X) \mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 + \rho(u_{\Omega_{iX, jX}^X}) \right\}} \quad \dots \text{式(31)}$$

20

【0 0 6 7】

【数 3 2】

$$\rho(u_{\Omega_{iX, jX}^X}) = \sum_{\gamma=1}^h \left| \frac{L_{k-1, \Omega_{iX, \gamma}^X}(u_{\Omega_{iX, \gamma}^X})}{2} \left(u_{\Omega_{iX, \gamma}^X} \text{sign}(L_{k-1, \Omega_{iX, \gamma}^X}(u_{\Omega_{iX, \gamma}^X})) - 1 \right) + \sum_{\gamma=1}^h \left| \frac{L_{k-1, \Omega_{iX, \gamma}^X}(u_{\Omega_{iX, \gamma}^X})}{2} \left(u_{\Omega_{iX, \gamma}^X} \text{sign}(L_{k-1, \Omega_{iX, \gamma}^X}(u_{\Omega_{iX, \gamma}^X})) - 1 \right) \right| \quad \dots \text{式(32)}$$

30

【0 0 6 8】

反復Max-log APP復号のとき：

【0 0 6 9】

【数 3 3】

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

40

【0 0 7 0】

【数 3 4】

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

50

【0071】

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。

【0072】

【数35】

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

10

【0073】

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。）にしたがい、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303Aを出力する。

20

【0074】

インタリーブ部304Aは、符号化後のデータ303A、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305A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306Aは、インタリーブ後のデータ305A、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307A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。）

30

図24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IQ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24（A）のように、入力データが「00」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「01」の場合、 $I = -1.0$ 、 $Q = 1.0$ が出力され、・・・、が出力される。図24（B）は、図24（A）とは異なるQPSK変調のIQ平面におけるマッピング方法の例であり、図24（B）が図24（A）と異なる点は、図24（A）における信号点が、原点を中心に回転させることで図24（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10に示されており、また、非特許文献9、非特許文献10に示されているCyclic Q Delayを適用してもよい。図24とは別の例として、図25に16QAMのときのIQ平面における信号点配置を示しており、図24（A）に相当する例が図25（A）であり、図24（B）に相当する例が図25（B）となる。

40

【0075】

符号化部302Bは、情報（データ）301B、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

50

方式は、切り替えても良い。)にしたがい、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303Bを出力する。

【0076】

インタリーブ部304Bは、符号化後のデータ303B、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305B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306Bは、インタリーブ後のデータ305B、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307B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。)

重み付け合成情報生成部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に基づいた重み付け合成方法に関する情報315を出力する。なお、重み付け合成方法は、規則的に重み付け合成方法が切り替わりことが特徴となる。

【0077】

重み付け合成部308Aは、ベースバンド信号307A、ベースバンド信号307B、重み付け合成方法に関する情報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309A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。

【0078】

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、重み付け合成方法に関する情報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309Bを出力する。

【0079】

図26に重み付け合成部の構成を示す。ベースバンド信号307Aは、 $w_{11}(t)$ と乗算し、 $w_{11}(t)s_1(t)$ を生成し、 $w_{21}(t)$ と乗算し、 $w_{21}(t)s_1(t)$ を生成する。同様に、ベースバンド信号307Bは、 $w_{12}(t)$ と乗算し、 $w_{12}(t)s_2(t)$ を生成し、 $w_{22}(t)$ と乗算し、 $w_{22}(t)s_2(t)$ を生成する。次に、 $z_1(t) = w_{11}(t)s_1(t) + w_{12}(t)s_2(t)$ 、 $z_2(t) = w_{21}(t)s_1(t) + w_{22}(t)s_2(t)$ を得る。

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。

【0080】

無線部310Bは、重み付け合成後の信号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。

【0081】

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403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

10

20

30

40

50

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。

【0082】

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}のチャン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。

【0083】

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}のチャン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。

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。

【0084】

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ン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。

【0085】

【数36】

$$\begin{pmatrix} r_1(t) \\ r_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(36)}$$

【0086】

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)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 $s_1(t)$ およびストリーム $s_2(t)$ 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同相I、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 $s_1(t)$ は、シンボル番号 u の信号を $s_1(u)$ 、シンボル番号 $u+1$ の信号を $s_1(u+1)$ 、・・・とあらわす。同様に、ストリーム $s_2(t)$ は、シンボル番号 u の信号を $s_2(u)$ 、シンボル番号 $u+1$ の信号を $s_2(u+1)$ 、・・・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($s_1(t)$)および307B($s_2(t)$)、重み付け情報に関する情報315を入力とし、重み付け情報に関する情報315にしたがった重み付け方法を施し、図3の重み付け

合成後の信号 309A (z1(t))、309B (z2(t)) を出力する。このとき、z1(t)、z2(t) は以下のようにあらわされる。

シンボル番号 4i のとき (i は 0 以上の整数とする) :

【0087】

【数37】

$$\begin{pmatrix} z1(4i) \\ z2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j\frac{3}{4}\pi} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(37)}$$

10

【0088】

ただし、j は虚数単位。

シンボル番号 4i+1 のとき :

【0089】

【数38】

$$\begin{pmatrix} z1(4i+1) \\ z2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{3}{4}\pi} & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(38)}$$

20

【0090】

シンボル番号 4i+2 のとき :

【0091】

【数39】

$$\begin{pmatrix} z1(4i+2) \\ z2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j\frac{3}{4}\pi} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(39)}$$

30

【0092】

シンボル番号 4i+3 のとき :

【0093】

【数40】

$$\begin{pmatrix} z1(4i+3) \\ z2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\frac{3}{4}\pi} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(40)}$$

40

【0094】

このように、図6の重み付け合成部は、4スロット周期で規則的にプリコーディングウェイトを切り替えるものとする。(ただし、ここでは、4スロットで規則的にプリコーディングウェイトを切り替える方式としているが、規則的に切り替えるスロット数は4スロットに限ったものではない。)

ところで、非特許文献4において、スロットごとにプリコーディングウェイトを切り替えることが述べられており、非特許文献4では、プリコーディングウェイトをランダムに切り替えることを特徴としている。一方で、本実施の形態では、ある周期を設け規則的に

50

プリコーディングウェイトを切り替えることを特徴としており、また、4つのプリコーディングウェイトで構成される2行2列のプリコーディングウェイト行列において、4つのプリコーディングウェイトの各絶対値が等しく($1/\sqrt{2}$)、この特徴をもつプリコーディングウェイト行列を規則的に切り替えることを特徴としている。

【0095】

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、この規則に従い特殊なプリコーディング行列を規則的に切り替えれば、データの受信品質が大きく改善する。一方、ランダムにプリコーディング行列を切り替えた場合、先にのべた特殊なプリコーディング行列以外のプリコーディング行列も存在することになる可能性、また、L O S環境には適さない片寄ったプリコーディング行列のみでプリコーディングを行う可能性も存在し、これにより、必ずしもL O S環境で、良好な受信品質が得られるとは限らない。したがって、L O S環境に適したプリコーディング切り替え方法を実現する必要がある、本発明は、それに関するプリコーディング方法を提案している。

【0096】

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(36)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。

【0097】

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(36)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。

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(36)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。

【0098】

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(36)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。

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。

【0099】

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。

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、重み付け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、時間とともにプリコーディングウェイトを変更する 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 $W(t)$ (ただし、 t によりプリコーディングウェイト行列は変化する。)、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。

【0100】

【数 41】

$$R(t) = H(t)W(t)S(t) \quad \cdots \text{式(41)}$$

【0101】

このとき、受信装置は、 $H(t)W(t)$ をチャネル行列と考えることで、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。

したがって、図 8 の重み付け係数生成部 819 は、送信装置が通知した送信方法の情報に関する信号 818 (図 7 の 710 に相当) を入力とし、重み付け係数の情報に関する信号 820 を出力する。

【0102】

INNER MIMO 検波部 803 は、重み付け係数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 (41) の演算を行うことになる。そして、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。

図 8 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。

【0103】

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 802X (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 801Y (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 802Y (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 (41) における $H(t)W(t)$ 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 816X、変形チャネル推定信号群 817X、ベースバンド信号 816Y、変形チャネル推定信号群 817Y として出力する。

【0104】

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 >

10

20

30

40

50

INNER MIMO検波部803は、ベースバンド信号801X、チャネル推定信号群802X、ベースバンド信号801Y、チャネル推定信号群802Y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16QAMとして説明する。

【0105】

INNER MIMO検波部803は、まず、チャネル推定信号群802X、チャネル推定信号群802Yから $H(t)W(t)$ を実行し、ベースバンド信号801X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16QAM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 b_0 、 b_1 、 b_2 、 b_3 、変調信号s2で伝送する4ビットを b_4 、 b_5 、 b_6 、 b_7 とすると、図11において（ 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801X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。

【0106】

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 $H(t)W(t)$ 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。

【0107】

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。

【0108】

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（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。

【0109】

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（807A）は、対数尤度信号806Aを入力とし、インタリーブ（図3のインタリーブ（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。

【0110】

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3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 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。

【0111】

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。

【0112】

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 3 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。

【0113】

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 3 のインタリーブ (304B) のインタリーブパターンと同様である。

【0114】

INNER MIMO 検波部 803 は、ベースバンド信号 816X、変形チャネル推定信号群 817X、ベースバンド信号 816Y、変形チャネル推定信号群 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、チャネル推定信号群 802X、ベースバンド信号 801Y、チャネル推定信号群 802Y ではなく、ベースバンド信号 816X、変形チャネル推定信号群 817X、ベースバンド信号 816Y、変形チャネル推定信号群 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。

【0115】

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 914B 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。

【0116】

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 (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。

【0117】

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。

そして、本実施の形態で重要な部分は、 $H(t)W(t)$ の演算を行うことである。なお、非特許文献5等々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1 1に示されているように、 $H(t)W(t)$ 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。

【0 1 1 8】

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。

【0 1 1 9】

図1 2に、図2 9のときと同様の条件で、伝送方式を本実施の形態のプリコーディングウェイトを用いた送信方法としたときのBER特性を示す。図1 2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 posteriori probability)のBER特性、図1 2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1 2と図2 9を比較すると、本実施の形態の送信方法を用いると、ライスファクタが大きいときのBER特性が、空間多重MIMO伝送を用いたときのBER特性より大きく改善していることがわかり、本実施の形態の方式の有効性が確認できる。

【0 1 2 0】

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、時間とともにプリコーディングウェイトを切り替えると同時に、切り替え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、伝送品質が向上するという効果を得ることができる。

【0 1 2 1】

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。

【0 1 2 2】

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

10

20

30

40

50

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。

【0123】

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 13 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 13 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 1301A 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 1302A を出力する。同様に、OFDM 方式関連処理部 1301B は、重み付け後の信号 309B を入力とし、送信信号 1302B を出力する。

【0124】

図 14 は、図 13 の OFDM 方式関連処理部 1301A、1301B 以降の構成の一例を示しており、図 13 の 1301A から 312A に関連する部分が、1401A から 1410A であり、1301B から 312B に関連する部分が 1401B から 1410B である。

シリアルパラレル変換部 1402A は、重み付け後の信号 1401A (図 13 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 1403A を出力する。

【0125】

並び換え部 1404A は、パラレル信号 1403A を入力とし、並び換えを行い、並び換え後の信号 1405A 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 1406A は、並び換え後の信号 1405A 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 1407A を出力する。

無線部 1408A は、逆フーリエ変換後の信号 1407A を入力とし、周波数変換、増幅等の処理を行い、変調信号 1409A を出力し、変調信号 1409A はアンテナ 1410A から電波として出力される。

シリアルパラレル変換部 1402B は、重み付け後の信号 1401B (図 13 の重み付け後の信号 309B に相当する) シリアルパラレル変換を行い、パラレル信号 1403B を出力する。

【0126】

並び換え部 1404B は、パラレル信号 1403B を入力とし、並び換えを行い、並び換え後の信号 1405B 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 1406B は、並び換え後の信号 1405B 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 1407B を出力する。

無線部 1408B は、逆フーリエ変換後の信号 1407B を入力とし、周波数変換、増幅等の処理を行い、変調信号 1409B を出力し、変調信号 1409B はアンテナ 1410B から電波として出力される。

【0127】

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 周期となるようにプリコーディングを切り替え、プリコーディング後のシンボルを時間軸方向に配置している。図 13 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。

10

20

30

40

50

【0128】

図15は、横軸周波数、縦軸時間における、図14の並び替え部1404A、1404B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z1とz2は、同一時刻(時間)に同一の周波数帯域を使用しており、図15(A)は変調信号z1のシンボルの並び替え方法、図15(B)は変調信号z2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1402Aが入力とする重み付け後の信号1401Aのシンボルに対し、順番に、#1、#2、#3、#4、・・・と番号をふる。このとき、図15(A)のように、シンボル#1、#2、#3、#4、・・・をキャリア0から順番に配置し、シンボル#1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。

10

【0129】

同様に、シリアルパラレル変換部1402Bが入力とする重み付け後の信号1401Bのシンボルに対し、順番に、#1、#2、#3、#4、・・・と番号をふる。このとき、図15(B)のように、シンボル#1、#2、#3、#4、・・・をキャリア0から順番に配置し、シンボル#1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。

【0130】

そして、図15に示すシンボル群1501、シンボル群1502は、図6に示すプリコーディングウェイト切り替え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のスロット4iのプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、シンボル#1は図6のスロット4i+1のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、シンボル#2は図6のスロット4i+2のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、シンボル#3は図6のスロット4i+3のプリコーディングウェイト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のとき、シンボル#xは図6のスロット4iのプリコーディングウェイト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のスロット4i+1のプリコーディングウェイト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のスロット4i+2のプリコーディングウェイト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のスロット4i+3のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルである。

20

30

【0131】

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15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16、図17を用いて説明する。

図16は、図15とは異なる、横軸周波数、縦軸時間における、図14の並び替え部1404A、1404B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z1のシンボルの並び替え方法、図16(B)は変調信号z2のシンボルの並び替え方法を示している。図16(A)(B)が図15と異なる点は、変調信号z1のシンボルの並び替え方法と変調信号z2のシンボルの並び替え方法が異なる点であり、図16(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15と同様に、図16に示すシンボル群1601、シンボル群1602は、図6に示すプリコーディングウェイト切り替え方法を用いたときの1周期分のシンボルである。

40

【0132】

図17は、図15と異なる、横軸周波数、縦軸時間における、図14の並び替え部1404A、1404B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z1のシンボルの並び替え方法、図17(B)は変調信号z2のシンボルの並

50

び替え方法を示している。図17(A)(B)が図15と異なる点は、図15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17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17において、図16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。

【0133】

図18、図15～17とは異なる、横軸周波数、縦軸時間における、図14の並び替え部1404A、1404B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15～17では、シンボルを周波数軸方向に並べているが、図18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。

【0134】

図6では、プリコーディングウェイトの切り替えを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18に示すシンボル群1801、シンボル群1802は、プリコーディングウェイト切り替え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はスロット $8i$ のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、シンボル#1はスロット $8i+1$ のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、シンボル#2はスロット $8i+2$ のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、シンボル#3はスロット $8i+3$ のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、シンボル#4はスロット $8i+4$ のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、シンボル#5はスロット $8i+5$ のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、シンボル#6はスロット $8i+6$ のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、シンボル#7はスロット $8i+7$ のプリコーディングウェイト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 はスロット $8i$ のプリコーディングウェイト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 はスロット $8i+1$ のプリコーディングウェイト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 はスロット $8i+2$ のプリコーディングウェイト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 はスロット $8i+3$ のプリコーディングウェイト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 はスロット $8i+4$ のプリコーディングウェイト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 はスロット $8i+5$ のプリコーディングウェイト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 はスロット $8i+6$ のプリコーディングウェイト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 はスロット $8i+7$ のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルである。図18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、プリコーディングウェイトは $m \times n$ 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プリコーディングウェイト変更を行うので、プリコーディングウェイト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18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、直接波は定常的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。

【0135】

図19は、図18とは異なる、横軸周波数、縦軸時間における、図14の並び替え部1404A、1404B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19(A)は変調信号z1のシンボルの並び替え方法、図19(B)は変調信号z2のシンボルの並び替え方法を示している。図19は、図18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18と異なる点は、図18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19では、時間軸方向を優先し、その後、周波数軸方向にシンボルを配置している点である。図19において、シンボル群1901、シンボル群1902は、プリコーディング切り替え方法を用いたときの1周期分のシンボルである。

10

【0136】

なお、図18、図19では、図16と同様に、変調信号z1のシンボルの配置方法と変調信号z2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18、図19において、図17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。

【0137】

図27は、上記とは異なる、横軸周波数、縦軸時間における図14の並び替え部1404A、1404Bにおけるシンボルの並び換え方法の一例を示している。式(37)～式(40)のような4スロットを用いて規則的にプリコーディング行列を切り替える場合を考える。図27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27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27における周波数軸方向のシンボル群2710に示した4シンボルにおいて、式(37)～式(40)のプリコーディング行列の切り替えを行うものとする。

20

【0138】

このとき、#0のシンボルでは式(37)のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、#1では式(38)のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、#2では式(39)のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、#3では式(40)のプリコーディング行列を用いたプリコーディングを行うものとする。

30

周波数軸方向のシンボル群2720についても同様に、#4のシンボルでは式(37)のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、#5では式(38)のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、#6では式(39)のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、#7では式(40)のプリコーディング行列を用いたプリコーディングを行うものとする。

【0139】

時間\$1のシンボルにおいて、上記のようなプリコーディング行列の切り替えを行ったが、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2701、2702、2703、2704については以下のようにプリコーディング行列の切り替えを行うことになる。

40

時間軸方向のシンボル群2701では、#0のシンボルでは式(37)のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、#9では式(38)のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、#18では式(39)のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、#27では式(40)のプリコーディング行列を用いたプリコーディングを行うものとする。

【0140】

時間軸方向のシンボル群2702では、#28のシンボルでは式(37)のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、#1では式(38)のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、#10では式(39)のプリコーディング行列を用いたプリコー

50

ディング、# 19では式(40)のプリコーディング行列を用いたプリコーディングを行うものとする。

【0141】

時間軸方向のシンボル群2703では、#20のシンボルでは式(37)のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、#29では式(38)のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、#2では式(39)のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、#11では式(40)のプリコーディング行列を用いたプリコーディングを行うものとする。

【0142】

時間軸方向のシンボル群2704では、#12のシンボルでは式(37)のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、#21では式(38)のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、#30では式(39)のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、#3では式(40)のプリコーディング行列を用いたプリコーディングを行うものとする。

【0143】

図27においての特徴は、例えば#11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(#10と#12)は、ともに#11とは異なるプリコーディング行列を用いてプリコーディングを行っているとともに、#11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とは異なるプリコーディング行列を用いてプリコーディング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、効果的にプリコーディング行列を切り替えていることになり、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。

【0144】

図27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27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。

【0145】

(実施の形態2)

実施の形態1では、図6に示すようなプリコーディングウェイトを規則的に切り替える場合について説明したが、本実施の形態では、図6のプリコーディングウェイトとは異なる具体的なプリコーディングウェイトの設計方法について説明する。

図6では、式(37)～式(40)のプリコーディングウェイトを切り替える方法を説明した。これを一般化した場合、プリコーディングウェイトは以下のように変更することができる。(ただし、プリコーディングウェイトの切り替え周期は4とし、式(37)～式(40)と同様の記載を行う。)

シンボル番号 $4i$ のとき(i は0以上の整数とする)：

【0146】

【数42】

$$\begin{pmatrix} z1(4i) \\ z2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(42)}$$

【0147】

ただし、 j は虚数単位。

シンボル番号 $4i+1$ のとき：

【 0 1 4 8 】

【 数 4 3 】

$$\begin{pmatrix} z1(4i+1) \\ z2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j(\theta_{11}(4i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j(\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(43)}$$

10

【 0 1 4 9 】

シンボル番号 $4i+2$ のとき：

【 0 1 5 0 】

【 数 4 4 】

$$\begin{pmatrix} z1(4i+2) \\ z2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j(\theta_{11}(4i+2)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j(\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(44)}$$

20

【 0 1 5 1 】

シンボル番号 $4i+3$ のとき：

【 0 1 5 2 】

【 数 4 5 】

$$\begin{pmatrix} z1(4i+3) \\ z2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j(\theta_{11}(4i+3)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j(\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(45)}$$

【 0 1 5 3 】

30

そして、式(36)および式(41)から、受信ベクトルを $R(t) = (r1(t), r2(t))^T$ を以下のようにあらわすことができる。

シンボル番号 $4i$ のとき：

【 0 1 5 4 】

【 数 4 6 】

$$\begin{pmatrix} r1(4i) \\ r2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i) & h_{12}(4i) \\ h_{21}(4i) & h_{22}(4i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(46)}$$

40

【 0 1 5 5 】

シンボル番号 $4i+1$ のとき：

【 0 1 5 6 】

【 数 4 7 】

$$\begin{pmatrix} r1(4i+1) \\ r2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i+1) & h_{12}(4i+1) \\ h_{21}(4i+1) & h_{22}(4i+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j(\theta_{11}(4i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j(\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(47)}$$

【 0 1 5 7 】

50

シンボル番号 4 i + 2 のとき :

【 0 1 5 8 】

【 数 4 8 】

$$\begin{pmatrix} r1(4i+2) \\ r2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i+2) & h_{12}(4i+2) \\ h_{21}(4i+2) & h_{22}(4i+2) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j(\theta_{11}(4i+2)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j(\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

...式(48)

【 0 1 5 9 】

10

シンボル番号 4 i + 3 のとき :

【 0 1 6 0 】

【 数 4 9 】

$$\begin{pmatrix} r1(4i+3) \\ r2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i+3) & h_{12}(4i+3) \\ h_{21}(4i+3) & h_{22}(4i+3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j(\theta_{11}(4i+3)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j(\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

...式(49)

【 0 1 6 1 】

20

このとき、チャネル要素 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ において、直接波の成分しか存在しないと仮定し、その直接波の成分の振幅成分は全て等しく、また、時間において、変動が起こらないとする。すると、式(46)～式(49)は以下のようにあらわすことができる。

シンボル番号 4 i のとき :

【 0 1 6 2 】

【 数 5 0 】

$$\begin{pmatrix} r1(4i) \\ r2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix}$$

...式(50)

30

【 0 1 6 3 】

シンボル番号 4 i + 1 のとき :

【 0 1 6 4 】

【 数 5 1 】

$$\begin{pmatrix} r1(4i+1) \\ r2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j(\theta_{11}(4i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j(\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix}$$

...式(51)

40

【 0 1 6 5 】

シンボル番号 4 i + 2 のとき :

【 0 1 6 6 】

【数 5 2】

$$\begin{pmatrix} r1(4i+2) \\ r2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j(\theta_{11}(4i+2)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j(\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

…式(52)

【0 1 6 7】

シンボル番号 4 i + 3 のとき：

【0 1 6 8】

10

【数 5 3】

$$\begin{pmatrix} r1(4i+3) \\ r2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j(\theta_{11}(4i+3)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j(\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

…式(53)

【0 1 6 9】

ただし、式(50)～式(53)において、Aは正の実数であり、qは複素数であるものとする。このA及びqの値は、送信装置と受信装置との位置関係に応じて決まる。そして、式(50)～式(53)を以下のようにあらわすものとする。

20

シンボル番号 4 i のとき：

【0 1 7 0】

【数 5 4】

$$\begin{pmatrix} r1(4i) \\ r2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix}$$

…式(54)

30

【0 1 7 1】

シンボル番号 4 i + 1 のとき：

【0 1 7 2】

【数 5 5】

$$\begin{pmatrix} r1(4i+1) \\ r2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j(\theta_{11}(4i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j(\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix}$$

…式(55)

40

【0 1 7 3】

シンボル番号 4 i + 2 のとき：

【0 1 7 4】

【数 5 6】

$$\begin{pmatrix} r1(4i+2) \\ r2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j(\theta_{11}(4i+2)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j(\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

...式(56)

【0 1 7 5】

シンボル番号 4 i + 3 のとき :

10

【0 1 7 6】

【数 5 7】

$$\begin{pmatrix} r1(4i+3) \\ r2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j(\theta_{11}(4i+3)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j(\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

...式(57)

【0 1 7 7】

20

すると、q が以下のようにあらわされるとき、r 1、r 2 に、s 1 または s 2 のいずれか一方に基づく信号成分が含まれなくなるため、s 1、s 2 のいずれかの信号を得ることができなくなる。

シンボル番号 4 i のとき :

【0 1 7 8】

【数 5 8】

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(4i) - \theta_{21}(4i))}, -A e^{j(\theta_{11}(4i) - \theta_{21}(4i) - \delta)} \quad \dots \text{式(58)}$$

30

【0 1 7 9】

シンボル番号 4 i + 1 のとき :

【0 1 8 0】

【数 5 9】

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(4i+1) - \theta_{21}(4i+1))}, -A e^{j(\theta_{11}(4i+1) - \theta_{21}(4i+1) - \delta)} \quad \dots \text{式(59)}$$

40

【0 1 8 1】

シンボル番号 4 i + 2 のとき :

【0 1 8 2】

【数 6 0】

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(4i+2) - \theta_{21}(4i+2))}, -A e^{j(\theta_{11}(4i+2) - \theta_{21}(4i+2) - \delta)} \quad \dots \text{式(60)}$$

【0 1 8 3】

50

シンボル番号 $4i+3$ のとき：

【0184】

【数61】

$$q = -Ae^{j(\theta_{11}(4i+3)-\theta_{21}(4i+3))} - Ae^{j(\theta_{11}(4i+3)-\theta_{21}(4i+3)-\delta)} \quad \dots \text{式(61)}$$

【0185】

このとき、シンボル番号 $4i$ 、 $4i+1$ 、 $4i+2$ 、 $4i+3$ において、 q が同一の解をもつと、直接波のチャネル要素は大きな変動がないため、 q の値が上記の同一解と等しいチャネル要素を有する受信装置は、いずれのシンボル番号においても、良好な受信品質を得ることができなくなるため、誤り訂正符号を導入しても、誤り訂正能力を得ることが難しい。したがって、 q が同一の解をもたないためには、 q の2つの解のうち、 δ を含まないほうの解に着目すると、式(58)～式(61)から、以下の条件が必要となる。

【0186】

【数62】

<条件#1>

$$e^{j(\theta_{11}(4i+x)-\theta_{21}(4i+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(4i+y)-\theta_{21}(4i+y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, 3) \quad 20$$

【0187】

(x は 0, 1, 2, 3 であり、 y は 0, 1, 2, 3 であり、 $x \neq y$ である。)

条件#1を満たす例として、

(例#1)

$$\langle 1 \rangle \quad \theta_{11}(4i) = \theta_{11}(4i+1) = \theta_{11}(4i+2) = \theta_{11}(4i+3) = 0 \text{ ラジアン}$$

とし、

$$\langle 2 \rangle \quad \theta_{21}(4i) = 0 \text{ ラジアン}$$

$$\langle 3 \rangle \quad \theta_{21}(4i+1) = \pi/2 \text{ ラジアン}$$

$$\langle 4 \rangle \quad \theta_{21}(4i+2) = \pi \text{ ラジアン}$$

$$\langle 5 \rangle \quad \theta_{21}(4i+3) = 3\pi/2 \text{ ラジアン}$$

と設定する方法が考えられる。(上記は例であり、 $(\theta_{21}(4i), \theta_{21}(4i+1), \theta_{21}(4i+2), \theta_{21}(4i+3))$ のセットには、0 ラジアン、 $\pi/2$ ラジアン、 π ラジアン、 $3\pi/2$ ラジアンが一つずつ存在すればよい。) このとき、特に、 $\langle 1 \rangle$ の条件があると、ベースバンド信号 $s_1(t)$ に対し、信号処理(回転処理)を与える必要がないため、回路規模の削減を図ることができるという利点がある。別の例として

(例#2)

$$\langle 6 \rangle \quad \theta_{11}(4i) = 0 \text{ ラジアン}$$

$$\langle 7 \rangle \quad \theta_{11}(4i+1) = \pi/2 \text{ ラジアン}$$

$$\langle 8 \rangle \quad \theta_{11}(4i+2) = \pi \text{ ラジアン}$$

$$\langle 9 \rangle \quad \theta_{11}(4i+3) = 3\pi/2 \text{ ラジアン}$$

とし、

$$\langle 10 \rangle \quad \theta_{21}(4i) = \theta_{21}(4i+1) = \theta_{21}(4i+2) = \theta_{21}(4i+3) = 0 \text{ ラジアン}$$

と設定する方法も考えられる。(上記は例であり、 $(\theta_{11}(4i), \theta_{11}(4i+1), \theta_{11}(4i+2), \theta_{11}(4i+3))$ のセットには、0 ラジアン、 $\pi/2$ ラジ

アン、 π ラジアン、 $3\pi/2$ ラジアンが一つずつ存在すればよい。)このとき、特に、 $\langle 6 \rangle$ の条件があると、ベースバンド信号 $s_2(t)$ に対し、信号処理(回転処理)を与える必要がないため、回路規模の削減を図ることができるという利点がある。さらに別の例として、以下をあげる。

(例 # 3)

$$\langle 11 \rangle \quad \theta_{11}(4i) = \theta_{11}(4i+1) = \theta_{11}(4i+2) = \theta_{11}(4i+3) = 0 \text{ ラジアン}$$

とし、

$$\langle 12 \rangle \quad \theta_{21}(4i) = 0 \text{ ラジアン}$$

$$\langle 13 \rangle \quad \theta_{21}(4i+1) = \pi/4 \text{ ラジアン}$$

$$\langle 14 \rangle \quad \theta_{21}(4i+2) = \pi/2 \text{ ラジアン}$$

$$\langle 15 \rangle \quad \theta_{21}(4i+3) = 3\pi/4 \text{ ラジアン}$$

(上記は例であり、 $(\theta_{21}(4i), \theta_{21}(4i+1), \theta_{21}(4i+2), \theta_{21}(4i+3))$ のセットには、0ラジアン、 $\pi/4$ ラジアン、 $\pi/2$ ラジアン、 $3\pi/4$ ラジアンが一つずつ存在すればよい。)

(例 # 4)

$$\langle 16 \rangle \quad \theta_{11}(4i) = 0 \text{ ラジアン}$$

$$\langle 17 \rangle \quad \theta_{11}(4i+1) = \pi/4 \text{ ラジアン}$$

$$\langle 18 \rangle \quad \theta_{11}(4i+2) = \pi/2 \text{ ラジアン}$$

$$\langle 19 \rangle \quad \theta_{11}(4i+3) = 3\pi/4 \text{ ラジアン}$$

とし、

$$\langle 20 \rangle \quad \theta_{21}(4i) = \theta_{21}(4i+1) = \theta_{21}(4i+2) = \theta_{21}(4i+3) = 0 \text{ ラジアン}$$

(上記は例であり、 $(\theta_{11}(4i), \theta_{11}(4i+1), \theta_{11}(4i+2), \theta_{11}(4i+3))$ のセットには、0ラジアン、 $\pi/4$ ラジアン、 $\pi/2$ ラジアン、 $3\pi/4$ ラジアンが一つずつ存在すればよい。)

なお、4つの例をあげたが、条件 # 1 を満たす方法はこれに限ったものではない。

【0188】

次に、 θ_{11} 、 θ_{12} のみだけではなく、 λ 、 δ についての設計要件について説明する。 λ については、ある値に設定すればよく、要件としては、 δ についての要件を与える必要がある。そこで、 λ を0ラジアンとした場合の δ の設定方法について説明する。

この場合、 δ に対し、 $\pi/2 \text{ ラジアン} \leq |\delta| \leq \pi \text{ ラジアン}$ 、とすると、特に、LOS環境において、良好な受信品質を得ることができる。

【0189】

ところで、シンボル番号 $4i$ 、 $4i+1$ 、 $4i+2$ 、 $4i+3$ において、それぞれ、悪い受信品質となる q は2点存在する。したがって、 $2 \times 4 = 8$ 点の点が存在することになる。LOS環境において、特定の受信端末において受信品質が劣化することを防ぐためには、これら8点がすべて異なる解であるとよい。この場合、 $\langle \text{条件} \# 1 \rangle$ に加え、 $\langle \text{条件} \# 2 \rangle$ の条件が必要となる。

【0190】

【数63】

$\langle \text{条件} \# 2 \rangle$

$$e^{j(\theta_{11}(4i+x) - \theta_{21}(4i+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(4i+y) - \theta_{21}(4i+y) - \delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x, y = 0, 1, 2, 3)$$

かつ

$$e^{j(\theta_{11}(4i+x) - \theta_{21}(4i+x) - \delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(4i+y) - \theta_{21}(4i+y) - \delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, 3)$$

10

20

30

40

50

【0191】

加えて、これら8点の位相が均一に存在するとよい。(直接波の位相は、一様分布となる可能性が高いと考えられるので)以下では、この要件を満たす δ の設定方法について説明する。

(例#1)(例#2)の場合、 δ を $\pm 3\pi/4$ ラジアンと設定することで、受信品質の悪い点を、位相が均一に存在するようになる。例えば、(例#1)とし、 δ を $3\pi/4$ ラジアンとすると、(Aは正の実数とする)図20のように、4スロットに1回受信品質が悪くなる点が存在する。(例#3)(例#4)の場合、 δ を $\pm\pi$ ラジアンと設定することで、受信品質の悪い点を、位相が均一に存在するようになる。例えば、(例#3)とし、 δ を π ラジアンとすると図21のように、4スロットに1回受信品質が悪くなる点が存在する。(チャンネル行列Hにおける要素qが、図20、図21に示す点に存在すると、受信品質が劣化することになる。)

以上のようにすることで、LOS環境において、良好な受信品質を得ることができる。上記では、4スロット周期で、プリコーディングウェイトを変更する例で説明したが、以下では、Nスロット周期で、プリコーディングウェイトを変更する場合について説明する。実施の形態1、および、上述の説明と同様に考えると、シンボル番号に対し、以下であらわされるような処理を行うことになる。

シンボル番号 Ni のとき(i は0以上の整数とする)：

【0192】

【数64】

$$\begin{pmatrix} z1(Ni) \\ z2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(62)}$$

【0193】

ただし、 j は虚数単位。

シンボル番号 $Ni+1$ のとき：

【0194】

【数65】

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+1) \\ z2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(63)}$$

【0195】

・
・
・

シンボル番号 $Ni+k$ ($k=0, 1, \dots, N-1$ (k は0以上 $N-1$ 以下の整数))のとき：

【0196】

10

20

30

40

【数 6 6】

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+k) \\ z2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

…式(64)

【0 1 9 7】

・
・
・

10

シンボル番号 $Ni + N - 1$ のとき：

【0 1 9 8】

【数 6 7】

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+N-1) \\ z2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

…式(65)

20

【0 1 9 9】

よって、 $r1$ 、 $r2$ は以下のようにあらわされる。シンボル番号 Ni のとき (i は 0 以上の整数とする)：

【0 2 0 0】

【数 6 8】

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni) & h_{12}(Ni) \\ h_{21}(Ni) & h_{22}(Ni) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

…式(66)

30

【0 2 0 1】

ただし、 j は虚数単位。シンボル番号 $Ni + 1$ のとき：

【0 2 0 2】

【数 6 9】

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+1) & h_{12}(Ni+1) \\ h_{21}(Ni+1) & h_{22}(Ni+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

…式(67)

40

【0 2 0 3】

・

50

・
・

シンボル番号 $Ni + k$ ($k = 0, 1, \dots, N-1$ (k は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)) のとき:

【0204】

【数70】

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+k) & h_{12}(Ni+k) \\ h_{21}(Ni+k) & h_{22}(Ni+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(68)}$$

10

【0205】

・
・
・

シンボル番号 $Ni + N-1$ のとき:

【0206】

【数71】

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+N-1) & h_{12}(Ni+N-1) \\ h_{21}(Ni+N-1) & h_{22}(Ni+N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(69)}$$

20

【0207】

このとき、チャネル要素 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ において、直接波の成分しか存在しないと仮定し、その直接波の成分の振幅成分は全て等しく、また、時間において、変動が起こらないとする。すると、式(66)～式(69)は以下のようにあらわすことができる。

30

シンボル番号 Ni のとき (i は 0 以上の整数とする):

【0208】

【数72】

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(70)}$$

40

【0209】

ただし、 j は虚数単位。

シンボル番号 $Ni + 1$ のとき:

【0210】

【数 7 3】

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(71)}$$

【0 2 1 1】

・
・
・

10

シンボル番号 $Ni+k$ ($k=0, 1, \dots, N-1$ (k は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)) のとき:

【0 2 1 2】

【数 7 4】

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(72)}$$

20

【0 2 1 3】

・
・
・

シンボル番号 $Ni+N-1$ のとき:

【0 2 1 4】

【数 7 5】

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(73)}$$

30

【0 2 1 5】

ただし、式(70)～式(73)において、 A は実数であり、 q は複素数であるものとする。この A 及び q の値は、送信装置と受信装置との位置関係に応じて決まる。そして、式(70)～式(73)を以下のようにあらわすものとする。

シンボル番号 Ni のとき (i は 0 以上の整数とする) :

【0 2 1 6】

【数 7 6】

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(74)}$$

40

【0 2 1 7】

ただし、 j は虚数単位。

シンボル番号 $Ni+1$ のとき:

50

【 0 2 1 8 】

【 数 7 7 】

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

…式(75)

【 0 2 1 9 】

・
・
・

10

シンボル番号 $Ni + k$ ($k = 0, 1, \dots, N-1$ (k は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)) のとき:

【 0 2 2 0 】

【 数 7 8 】

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

…式(76)

20

【 0 2 2 1 】

・
・
・

シンボル番号 $Ni + N-1$ のとき:

【 0 2 2 2 】

【 数 7 9 】

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

…式(77)

30

【 0 2 2 3 】

すると、 q が以下のようにあらわされるとき、 $r1$ 、 $r2$ に、 $s1$ または $s2$ のいずれか一方に基づく信号成分が含まれなくなるため、 $s1$ 、 $s2$ のいずれかの信号を得ることができなくなる。

40

シンボル番号 Ni のとき (i は 0 以上の整数とする) :

【 0 2 2 4 】

【 数 8 0 】

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(Ni) - \theta_{21}(Ni))}, -A e^{j(\theta_{11}(Ni) - \theta_{21}(Ni) - \delta)} \quad \dots \text{式(78)}$$

【 0 2 2 5 】

50

シンボル番号 $Ni + 1$ のとき：

【 0 2 2 6 】

【 数 8 1 】

$$q = -Ae^{j(\theta_{11}^{(Ni+1)} - \theta_{21}^{(Ni+1)})}, -Ae^{j(\theta_{11}^{(Ni+1)} - \theta_{21}^{(Ni+1)} - \delta)} \dots \text{式(79)}$$

【 0 2 2 7 】

・
・
・

10

シンボル番号 $Ni + k$ ($k = 0, 1, \dots, N-1$ (k は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)) のとき：

【 0 2 2 8 】

【 数 8 2 】

$$q = -Ae^{j(\theta_{11}^{(Ni+k)} - \theta_{21}^{(Ni+k)})}, -Ae^{j(\theta_{11}^{(Ni+k)} - \theta_{21}^{(Ni+k)} - \delta)} \dots \text{式(80)}$$

20

【 0 2 2 9 】

・
・
・

シンボル番号 $Ni + N-1$ のとき：

【 0 2 3 0 】

【 数 8 3 】

$$q = -Ae^{j(\theta_{11}^{(Ni+N-1)} - \theta_{21}^{(Ni+N-1)})}, -Ae^{j(\theta_{11}^{(Ni+N-1)} - \theta_{21}^{(Ni+N-1)} - \delta)} \dots \text{式(81)}$$

30

【 0 2 3 1 】

このとき、シンボル番号 $N \sim Ni + N-1$ において、 q が同一の解をもつと、直接波のチャネル要素は大きな変動がないため、 q の値が上記の同一解と等しい受信装置は、いずれのシンボル番号においても、良好な受信品質を得ることができなくなるため、誤り訂正符号を導入しても、誤り訂正能力を得ることが難しい。したがって、 q が同一の解をもたないためには、 q の 2 つの解のうち、 δ を含まないほうの解に着目すると、式 (78) ～式 (81) から、以下の条件が必要となる。

40

【 0 2 3 2 】

【 数 8 4 】

<条件#3>

$$e^{j(\theta_{11}^{(Ni+x)} - \theta_{21}^{(Ni+x)})} \neq e^{j(\theta_{11}^{(Ni+y)} - \theta_{21}^{(Ni+y)})} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

【 0 2 3 3 】

(x は 0, 1, 2, $\dots$, $N-2$, $N-1$ であり、 y は 0, 1, 2, $\dots$, $N-2$, $N-1$ (x, y は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) であり、 $x \neq y$ である。)

50

次に、 θ_{11} 、 θ_{12} のみだけではなく、 λ 、 δ についての設計要件について説明する。 λ については、ある値に設定すればよく、要件としては、 δ についての要件を与える必要がある。そこで、 λ を0ラジアンとした場合の δ の設定方法について説明する。

【0234】

この場合、4スロット周期でプリコーディングウェイトを変更する方法のときと同様に、 δ に対し、 $\pi/2$ ラジアン $\leq |\delta| \leq \pi$ ラジアン、とすると、特に、LOS環境において、良好な受信品質を得ることができる。

シンボル番号 $N_i \sim N_i + N - 1$ において、それぞれ、悪い受信品質となる q は2点存在する、したがって、 $2N$ 点の点が存在することになる。LOS環境において、良好な特性を得るためには、これら $2N$ 点がすべて異なる解であるとよい。この場合、＜条件#3＞に加え、＜条件#4＞の条件が必要となる。

【0235】

【数85】

＜条件#4＞

$$e^{j(\theta_{11}(N_i+x)-\theta_{21}(N_i+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(N_i+y)-\theta_{21}(N_i+y)-\delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

かつ

$$e^{j(\theta_{11}(N_i+x)-\theta_{21}(N_i+x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(N_i+y)-\theta_{21}(N_i+y)-\delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

10

20

【0236】

加えて、これら $2N$ 点の位相が均一に存在するとよい。（各受信装置における直接波の位相は、一様分布となる可能性が高いと考えられるので）

以上のように、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、時間とともにプリコーディングウェイトを切り替えるとともに、切り替え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、伝送品質が向上するという効果を得ることができる。

【0237】

本実施の形態において、受信装置の構成は、実施の形態1で説明したとおりであり、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、実施の形態1と同様に、誤り訂正符号は限定されるものではない。

【0238】

また、本実施の形態では、実施の形態1と対比させ、時間軸におけるプリコーディングウェイト変更方法について説明したが、実施の形態1で説明したように、マルチキャリア伝送方式を用い、周波数軸、周波数－時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイト変更方法し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。

【0239】

（実施の形態3）

実施の形態1、実施の形態2では、プリコーディングウェイトを規則的に切り替える方式において、プリコーディングウェイトの行列の各要素の振幅が等しい場合について説明したが、本実施の形態では、この条件を満たさない例について説明する。

実施の形態2と対比するために、 N スロット周期で、プリコーディングウェイトを変更する場合について説明する。実施の形態1、および、実施の形態2と同様に考えると、シン

30

40

50

ボル番号に対し、以下であらわされるような処理を行うことになる。ただし、 β は正の実数とし、 $\beta \neq 1$ とする。

シンボル番号 Ni のとき (i は 0 以上の整数とする) :

【0240】

【数86】

$$\begin{pmatrix} z1(Ni) \\ z2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(82)}$$

10

【0241】

ただし、 j は虚数単位。

シンボル番号 $Ni+1$ のとき :

【0242】

【数87】

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+1) \\ z2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

20

...式(83)

【0243】

・
・
・

シンボル番号 $Ni+k$ ($k=0, 1, \dots, N-1$ (k は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)) のとき :

【0244】

【数88】

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+k) \\ z2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

...式(84)

30

【0245】

・
・
・

シンボル番号 $Ni+N-1$ のとき :

【0246】

40

【数 8 9】

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+N-1) \\ z2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

…式(85)

【0 2 4 7】

よって、r 1、r 2 は以下のようにあらわされる。

10

シンボル番号 N i のとき (i は 0 以上の整数とする) :

【0 2 4 8】

【数 9 0】

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni) & h_{12}(Ni) \\ h_{21}(Ni) & h_{22}(Ni) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

…式(86)

20

【0 2 4 9】

ただし、j は虚数単位。

シンボル番号 N i + 1 のとき :

【0 2 5 0】

【数 9 1】

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+1) & h_{12}(Ni+1) \\ h_{21}(Ni+1) & h_{22}(Ni+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

30

…式(87)

【0 2 5 1】

.
.
.シンボル番号 N i + k (k = 0、1、・・・、N - 1 (k は 0 以上 N - 1 以下の整数))
のとき :

【0 2 5 2】

【数 9 2】

40

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+k) & h_{12}(Ni+k) \\ h_{21}(Ni+k) & h_{22}(Ni+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

…式(88)

【0 2 5 3】

50

・
・
・

シンボル番号 $Ni + N - 1$ のとき：

【 0 2 5 4 】

【 数 9 3 】

$$\begin{pmatrix} r1(Ni + N - 1) \\ r2(Ni + N - 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni + N - 1) & h_{12}(Ni + N - 1) \\ h_{21}(Ni + N - 1) & h_{22}(Ni + N - 1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni + N - 1)} & \beta \times e^{j\theta_{11}(Ni + N - 1) + \lambda} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni + N - 1)} & e^{j\theta_{21}(Ni + N - 1) + \lambda + \delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni + N - 1) \\ s2(Ni + N - 1) \end{pmatrix}$$

10

…式(89)

【 0 2 5 5 】

このとき、チャネル要素 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ において、直接波の成分しか存在しないと仮定し、その直接波の成分の振幅成分は全て等しく、また、時間において、変動が起こらないとする。すると、式(86)～式(89)は以下のようにあらわすことができる。

シンボル番号 Ni のとき (i は 0 以上の整数とする)：

20

【 0 2 5 6 】

【 数 9 4 】

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j\theta_{11}(Ni) + \lambda} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j\theta_{21}(Ni) + \lambda + \delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

…式(90)

30

【 0 2 5 7 】

ただし、 j は虚数単位。

シンボル番号 $Ni + 1$ のとき：

【 0 2 5 8 】

【 数 9 5 】

$$\begin{pmatrix} r1(Ni + 1) \\ r2(Ni + 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni + 1)} & \beta \times e^{j\theta_{11}(Ni + 1) + \lambda} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni + 1)} & e^{j\theta_{21}(Ni + 1) + \lambda + \delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni + 1) \\ s2(Ni + 1) \end{pmatrix}$$

…式(91)

40

【 0 2 5 9 】

・
・
・

シンボル番号 $Ni + k$ ($k = 0, 1, \dots, N - 1$ (k は 0 以上 $N - 1$ 以下の整数)) のとき：

【 0 2 6 0 】

50

【数 9 6】

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

…式(92)

【0 2 6 1】

10

.

シンボル番号 $Ni + N - 1$ のとき：

【0 2 6 2】

【数 9 7】

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

20

…式(93)

【0 2 6 3】

ただし、式(90)～式(93)において、Aは実数であり、qは複素数であるものとする。そして、式(90)～式(93)を以下のようにあらわすものとする。

シンボル番号 Ni のとき (i は 0 以上の整数とする)：

【0 2 6 4】

【数 9 8】

30

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

…式(94)

【0 2 6 5】

ただし、jは虚数単位。

40

シンボル番号 $Ni + 1$ のとき：

【0 2 6 6】

【数 9 9】

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

…式(95)

50

【 0 2 6 7 】

.
.
.

シンボル番号 $Ni + k$ ($k = 0, 1, \dots, N-1$ (k は 0 以上 $N-1$ 以下の整数))
のとき :

【 0 2 6 8 】

【 数 1 0 0 】

10

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} (A e^{j0} \quad q) \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

・・・式(96)

【 0 2 6 9 】

.
.
.

20

シンボル番号 $Ni + N-1$ のとき :

【 0 2 7 0 】

【 数 1 0 1 】

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} (A e^{j0} \quad q) \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

・・・式(97)

30

【 0 2 7 1 】

すると、 q が以下のようにあらわされるとき、 $s1$ 、 $s2$ のいずれかの信号を得ることができなくなる。

シンボル番号 Ni のとき (i は 0 以上の整数とする) :

【 0 2 7 2 】

【 数 1 0 2 】

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni)-\delta)} \quad \cdots \text{式(98)}$$

40

【 0 2 7 3 】

シンボル番号 $Ni + 1$ のとき :

【 0 2 7 4 】

【数 1 0 3】

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(N_{i+1}) - \theta_{21}(N_{i+1}))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(N_{i+1}) - \theta_{21}(N_{i+1}) - \delta)} \quad \dots \text{式(99)}$$

【0 2 7 5】

・
・
・

10

シンボル番号 $N i + k$ ($k = 0, 1, \dots, N - 1$ (k は 0 以上 $N - 1$ 以下の整数))
のとき:

【0 2 7 6】

【数 1 0 4】

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(N_{i+k}) - \theta_{21}(N_{i+k}))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(N_{i+k}) - \theta_{21}(N_{i+k}) - \delta)} \quad \dots \text{式(100)}$$

【0 2 7 7】

20

・
・
・

シンボル番号 $N i + N - 1$ のとき:

【0 2 7 8】

【数 1 0 5】

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(N_{i+N-1}) - \theta_{21}(N_{i+N-1}))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(N_{i+N-1}) - \theta_{21}(N_{i+N-1}) - \delta)}$$

…式(101)

30

【0 2 7 9】

このとき、シンボル番号 $N \sim N i + N - 1$ において、 q が同一の解をもつと、直接波のチャネル要素は大きな変動がないため、いずれのシンボル番号においても、良好な受信品質を得ることができなくなるため、誤り訂正符号を導入しても、誤り訂正能力を得ることが難しい。したがって、 q が同一の解をもたないためには、 q の 2 つの解のうち、 δ を含まないほうの解に着目すると、式 (98) ~ 式 (101) から、以下の条件が必要となる。

【0 2 8 0】

40

【数 1 0 6】

<条件#5>

$$e^{j(\theta_{11}(N_{i+x}) - \theta_{21}(N_{i+x}))} \neq e^{j(\theta_{11}(N_{i+y}) - \theta_{21}(N_{i+y}))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1)$$

【0 2 8 1】

(x は 0, 1, 2, $\dots$, $N - 2, N - 1$ であり、 y は 0, 1, 2, $\dots$, $N - 2, N - 1$ (x, y は 0 以上 $N - 1$ 以

50

下の整数)であり、 $x \neq y$ である。)

次に、 θ_{11} 、 θ_{12} のみだけではなく、 λ 、 δ についての設計要件について説明する。 λ については、ある値に設定すればよく、要件としては、 δ についての要件を与える必要がある。そこで、 λ を0ラジアンとした場合の δ の設定方法について説明する。

【0282】

この場合、4スロット周期でプリコーディングウェイトを変更する方法のときと同様に、 δ に対し、 $\pi/2$ ラジアン $\leq |\delta| \leq \pi$ ラジアン、とすると、特に、LOS環境において、良好な受信品質を得ることができる。

シンボル番号 $N_i \sim N_i + N - 1$ において、それぞれ、悪い受信品質となる q は2点存在する、したがって、 $2N$ 点の点が存在することになる。LOS環境において、良好な特性を得るためには、これら $2N$ 点がすべて異なる解であるとよい。この場合、＜条件#5＞に加え、 β は正の実数とし、 $\beta \neq 1$ であることを考慮すると、＜条件#6＞の条件が必要となる。

【0283】

【数107】

＜条件#6＞

$$e^{j(\theta_{11}(N_i+x)-\theta_{21}(N_i+x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(N_i+y)-\theta_{21}(N_i+y)-\delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

【0284】

以上のように、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、時間とともにプリコーディングウェイトを切り替えるとともに、切り替え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、伝送品質が向上するという効果を得ることができる。

本実施の形態において、受信装置の構成は、実施の形態1で説明したとおりであり、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、実施の形態1と同様に、誤り訂正符号は限定されるものではない。

【0285】

また、本実施の形態では、実施の形態1と対比させ、時間軸におけるプリコーディングウェイト変更方法について説明したが、実施の形態1で説明したように、マルチキャリア伝送方式を用い、周波数軸、周波数－時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイト変更方法し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。

【0286】

（実施の形態4）

実施の形態3では、プリコーディングウェイトを規則的に切り替える方式において、プリコーディングウェイトの行列の各要素の振幅を1と β の2種類の場合を例に説明した。

なお、ここでは、

【0287】

【数 1 0 8】

$$\frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}}$$

【0 2 8 8】

は無視している。

続いて、 β の値をスロットで切り替える場合の例について説明する。

10

実施の形態 3 と対比するために、 $2 \times N$ スロット周期で、プリコーディングウェイトを変更する場合について説明する。

実施の形態 1、実施の形態 2、実施の形態 3 と同様に考えると、シンボル番号に対し、以下であらわされるような処理を行うことになる。ただし、 β は正の実数とし、 $\beta \neq 1$ とする。また、 α は正の実数とし、 $\alpha \neq \beta$ とする。

シンボル番号 $2Ni$ のとき (i は 0 以上の整数とする) :

【0 2 8 9】

【数 1 0 9】

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni) \\ z2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

20

…式(102)

【0 2 9 0】

ただし、 j は虚数単位。

シンボル番号 $2Ni+1$ のとき :

【0 2 9 1】

【数 1 1 0】

30

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+1) \\ z2(2Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+1) \\ s2(2Ni+1) \end{pmatrix}$$

…式(103)

【0 2 9 2】

・
・
・

40

シンボル番号 $2Ni+k$ ($k=0, 1, \dots, N-1$ (k は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)) のとき :

【0 2 9 3】

【数 1 1 1】

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+k) \\ z2(2Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+k) \\ s2(2Ni+k) \end{pmatrix}$$

…式(104)

【0 2 9 4】

.
.
.

10

シンボル番号 $2Ni+N-1$ のとき：

【0 2 9 5】

【数 1 1 2】

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+N-1) \\ z2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N-1) \\ s2(2Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

…式(105)

20

【0 2 9 6】

シンボル番号 $2Ni+N$ のとき（ i は 0 以上の整数とする）：

【0 2 9 7】

【数 1 1 3】

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+N) \\ z2(2Ni+N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N) \\ s2(2Ni+N) \end{pmatrix}$$

…式(106)

30

【0 2 9 8】

ただし、 j は虚数単位。シンボル番号 $2Ni+N+1$ のとき：

【0 2 9 9】

【数 1 1 4】

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+N+1) \\ z2(2Ni+N+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+1) \\ s2(2Ni+N+1) \end{pmatrix}$$

…式(107)

40

【0 3 0 0】

.
.
.シンボル番号 $2Ni+N+k$ （ $k=0, 1, \dots, N-1$ （ k は 0 以上 $N-1$ 以下の整

50

数)) のとき :

【 0 3 0 1 】

【 数 1 1 5 】

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+N+k) \\ z2(2Ni+N+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+k) \\ s2(2Ni+N+k) \end{pmatrix}$$

…式(108)

10

【 0 3 0 2 】

・
・
・

シンボル番号 2 N i + 2 N - 1 のとき :

【 0 3 0 3 】

【 数 1 1 6 】

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+2N-1) \\ z2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+2N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+2N-1) \\ s2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix}$$

20

…式(109)

【 0 3 0 4 】

よって、r 1、r 2 は以下のようにあらわされる。

シンボル番号 2 N i のとき (i は 0 以上の整数とする) :

【 0 3 0 5 】

【 数 1 1 7 】

30

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni) \\ r2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni) & h_{12}(2Ni) \\ h_{21}(2Ni) & h_{22}(2Ni) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

…式(110)

【 0 3 0 6 】

ただし、j は虚数単位。

40

シンボル番号 2 N i + 1 のとき :

【 0 3 0 7 】

【 数 1 1 8 】

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+1) \\ r2(2Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+1) & h_{12}(2Ni+1) \\ h_{21}(2Ni+1) & h_{22}(2Ni+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+1) \\ s2(2Ni+1) \end{pmatrix}$$

…式(111)

50

【 0 3 0 8 】

.
.
.

シンボル番号 $2Ni + k$ ($k = 0, 1, \dots, N-1$ (k は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)) のとき :

【 0 3 0 9 】

【 数 1 1 9 】

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+k) \\ r2(2Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+k) & h_{12}(2Ni+k) \\ h_{21}(2Ni+k) & h_{22}(2Ni+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+k) \\ s2(2Ni+k) \end{pmatrix}$$

10

・・・式(112)

【 0 3 1 0 】

.
.
.

シンボル番号 $2Ni + N - 1$ のとき :

20

【 0 3 1 1 】

【 数 1 2 0 】

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N-1) \\ r2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N-1) & h_{12}(2Ni+N-1) \\ h_{21}(2Ni+N-1) & h_{22}(2Ni+N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N-1) \\ s2(2Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

・・・式(113)

【 0 3 1 2 】

30

シンボル番号 $2Ni + N$ のとき (i は 0 以上の整数とする) :

【 0 3 1 3 】

【 数 1 2 1 】

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N) \\ r2(2Ni+N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N) & h_{12}(2Ni+N) \\ h_{21}(2Ni+N) & h_{22}(2Ni+N) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N) \\ s2(2Ni+N) \end{pmatrix}$$

・・・式(114)

40

【 0 3 1 4 】

ただし、 j は虚数単位。

シンボル番号 $2Ni + N + 1$ のとき :

【 0 3 1 5 】

【数 1 2 2】

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+1) \\ r2(2Ni+N+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N+1) & h_{12}(2Ni+N+1) \\ h_{21}(2Ni+N+1) & h_{22}(2Ni+N+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)+\lambda} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+1) \\ s2(2Ni+N+1) \end{pmatrix}$$

…式(115)

【0 3 1 6】

・
・
・

10

シンボル番号 $2Ni+N+k$ ($k=0, 1, \dots, N-1$ (k は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)) のとき:

【0 3 1 7】

【数 1 2 3】

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+k) \\ r2(2Ni+N+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N+k) & h_{12}(2Ni+N+k) \\ h_{21}(2Ni+N+k) & h_{22}(2Ni+N+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)+\lambda} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+k) \\ s2(2Ni+N+k) \end{pmatrix}$$

20

…式(116)

【0 3 1 8】

・
・
・

シンボル番号 $2Ni+2N-1$ のとき:

【0 3 1 9】

【数 1 2 4】

30

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+2N-1) \\ r2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+2N-1) & h_{12}(2Ni+2N-1) \\ h_{21}(2Ni+2N-1) & h_{22}(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)+\lambda} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+2N-1) \\ s2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix}$$

…式(117)

【0 3 2 0】

このとき、チャネル要素 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ において、直接波の成分しか存在しないと仮定し、その直接波の成分の振幅成分は全て等しく、また、時間において、変動が起これないとする。すると、式(110)～式(117)は以下のようにあらわすことができる。

40

シンボル番号 $2Ni$ のとき (i は 0 以上の整数とする) :

【0 3 2 1】

【数 1 2 5】

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni) \\ r2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

…式(118)

【0 3 2 2】

ただし、j は虚数単位。

10

シンボル番号 2 N i + 1 のとき：

【0 3 2 3】

【数 1 2 6】

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+1) \\ r2(2Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+1) \\ s2(2Ni+1) \end{pmatrix}$$

…式(119)

20

【0 3 2 4】

.
.
.

シンボル番号 2 N i + k (k = 0、1、・・・、N - 1 (k は 0 以上 N - 1 以下の整数)) のとき：

【0 3 2 5】

【数 1 2 7】

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+k) \\ r2(2Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+k) \\ s2(2Ni+k) \end{pmatrix}$$

…式(120)

30

【0 3 2 6】

.
.
.

シンボル番号 2 N i + N - 1 のとき：

40

【0 3 2 7】

【数 1 2 8】

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N-1) \\ r2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N-1) \\ s2(2Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

…式(121)

【0 3 2 8】

50

シンボル番号 $2Ni + N$ のとき (i は 0 以上の整数とする) :

【 0 3 2 9 】

【 数 1 2 9 】

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni + N) \\ r2(2Ni + N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni + N) \\ s2(2Ni + N) \end{pmatrix}$$

…式(122)

【 0 3 3 0 】

10

ただし、 j は虚数単位。

シンボル番号 $2Ni + N + 1$ のとき :

【 0 3 3 1 】

【 数 1 3 0 】

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni + N + 1) \\ r2(2Ni + N + 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni + N + 1) \\ s2(2Ni + N + 1) \end{pmatrix}$$

…式(123)

20

【 0 3 3 2 】

・
・
・

シンボル番号 $2Ni + N + k$ ($k = 0, 1, \dots, N-1$ (k は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)) のとき :

【 0 3 3 3 】

【 数 1 3 1 】

30

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni + N + k) \\ r2(2Ni + N + k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni + N + k) \\ s2(2Ni + N + k) \end{pmatrix}$$

…式(124)

【 0 3 3 4 】

・
・
・

40

シンボル番号 $2Ni + 2N - 1$ のとき :

【 0 3 3 5 】

【 数 1 3 2 】

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni + 2N - 1) \\ r2(2Ni + 2N - 1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+2N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni + 2N - 1) \\ s2(2Ni + 2N - 1) \end{pmatrix}$$

…式(125)

50

【 0 3 3 6 】

ただし、式 (1 1 8) ～ 式 (1 2 5) において、A は実数であり、q は複素数であるものとする。そして、式 (1 1 8) ～ 式 (1 2 5) を以下のようにあらわすものとする。

シンボル番号 2 N i のとき (i は 0 以上の整数とする) :

【 0 3 3 7 】

【 数 1 3 3 】

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni) \\ r2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

10

…式(126)

【 0 3 3 8 】

ただし、j は虚数単位。

シンボル番号 2 N i + 1 のとき :

【 0 3 3 9 】

【 数 1 3 4 】

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+1) \\ r2(2Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+1) \\ s2(2Ni+1) \end{pmatrix}$$

20

…式(127)

【 0 3 4 0 】

.

.

.

30

シンボル番号 2 N i + k (k = 0 、 1 、 . . . 、 N - 1 (k は 0 以上 N - 1 以下の整数)) のとき :

【 0 3 4 1 】

【 数 1 3 5 】

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+k) \\ r2(2Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+k) \\ s2(2Ni+k) \end{pmatrix}$$

40

…式(128)

【 0 3 4 2 】

.

.

.

シンボル番号 2 N i + N - 1 のとき :

【 0 3 4 3 】

【数 1 3 6】

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N-1) \\ r2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)+\lambda} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N-1) \\ s2(2Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

…式(129)

【0 3 4 4】

10

シンボル番号 $2Ni+N$ のとき (i は 0 以上の整数とする) :

【0 3 4 5】

【数 1 3 7】

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N) \\ r2(2Ni+N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N)+\lambda} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+N)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N) \\ s2(2Ni+N) \end{pmatrix}$$

…式(130)

20

【0 3 4 6】

ただし、 j は虚数単位。シンボル番号 $2Ni+N+1$ のとき :

【0 3 4 7】

【数 1 3 8】

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+1) \\ r2(2Ni+N+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)+\lambda} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+1) \\ s2(2Ni+N+1) \end{pmatrix}$$

…式(131)

30

【0 3 4 8】

.

.

.

シンボル番号 $2Ni+N+k$ ($k=0, 1, \dots, N-1$ (k は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)) のとき :

【0 3 4 9】

【数 1 3 9】

40

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+k) \\ r2(2Ni+N+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)+\lambda} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+k) \\ s2(2Ni+N+k) \end{pmatrix}$$

…式(132)

【0 3 5 0】

.

.

50

シンボル番号 $2Ni + 2N - 1$ のとき：

【 0 3 5 1 】

【 数 1 4 0 】

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+2N-1) \\ r2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)+\lambda} \\ e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)} & e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+2N-1) \\ s2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix}$$

・・・式(133)

10

【 0 3 5 2 】

すると、 q が以下のようにあらわされるとき、 $s1$ 、 $s2$ のいずれかの信号を得ることができなくなる。

シンボル番号 $2Ni$ のとき（ i は 0 以上の整数とする）：

【 0 3 5 3 】

【 数 1 4 1 】

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni)-\theta_{21}(2Ni))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni)-\theta_{21}(2Ni)-\delta)} \quad \cdots \text{式(134)}$$

20

【 0 3 5 4 】

シンボル番号 $2Ni + 1$ のとき：

【 0 3 5 5 】

【 数 1 4 2 】

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)-\theta_{21}(2Ni+1))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)-\theta_{21}(2Ni+1)-\delta)} \quad \cdots \text{式(135)}$$

30

【 0 3 5 6 】

・
・
・

シンボル番号 $2Ni + k$ （ $k = 0, 1, \dots, N-1$ （ k は 0 以上 $N-1$ 以下の整数））のとき：

【 0 3 5 7 】

【 数 1 4 3 】

40

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)-\theta_{21}(2Ni+k))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)-\theta_{21}(2Ni+k)-\delta)} \quad \cdots \text{式(136)}$$

【 0 3 5 8 】

・
・

50

シンボル番号 $2Ni + N - 1$ のとき：

【0359】

【数144】

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)-\theta_{21}(2Ni+N-1))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)-\theta_{21}(2Ni+N-1)-\delta)}$$

…式(137)

10

【0360】

シンボル番号 $2Ni + N$ のとき（ i は 0 以上の整数とする）：

【0361】

【数145】

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)-\theta_{21}(2Ni+N))}, -A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)-\theta_{21}(2Ni+N)-\delta)}$$

…式(138)

20

【0362】

シンボル番号 $2Ni + N + 1$ のとき：

【0363】

【数146】

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)-\theta_{21}(2Ni+N+1))}, -A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)-\theta_{21}(2Ni+N+1)-\delta)}$$

…式(139)

30

【0364】

・
・
・

シンボル番号 $2Ni + N + k$ （ $k = 0, 1, \dots, N-1$ （ k は 0 以上 $N-1$ 以下の整数））のとき：

【0365】

【数147】

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)-\theta_{21}(2Ni+N+k))}, -A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)-\theta_{21}(2Ni+N+k)-\delta)}$$

…式(140)

40

【0366】

・

50

・
・

シンボル番号 $2Ni + 2N - 1$ のとき：

【 0 3 6 7 】

【 数 1 4 8 】

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)-\theta_{21}(2Ni+2N-1))} - A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)-\theta_{21}(2Ni+2N-1)-\delta)}$$

・・・式(141)

10

【 0 3 6 8 】

このとき、シンボル番号 $2Ni \sim 2Ni + N - 1$ において、 q が同一の解をもつと、直接波のチャネル要素は大きな変動がないため、いずれのシンボル番号においても、良好な受信品質を得ることができなくなるため、誤り訂正符号を導入しても、誤り訂正能力を得ることが難しい。したがって、 q が同一の解をもたないためには、 q の 2 つの解のうち、 δ を含まないほうの解に着目すると、式 (134) ～ 式 (141) および、 $\alpha \neq \beta$ より、＜条件 # 7＞または＜条件 # 8＞が必要となる。

【 0 3 6 9 】

【 数 1 4 9 】

20

＜条件 # 7＞

$$e^{j(\theta_{11}(2Ni+x)-\theta_{21}(2Ni+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(2Ni+y)-\theta_{21}(2Ni+y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x は0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$ であり、
 y は0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$ であり、 $x \neq y$ である。)

かつ

30

$$e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+x)-\theta_{21}(2Ni+N+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+y)-\theta_{21}(2Ni+N+y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x は0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$ であり、
 y は0, 1, 2, ..., $N-2$, $N-1$ であり、 $x \neq y$ である。)

【 0 3 7 0 】

【 数 1 5 0 】

40

＜条件 # 8＞

$$e^{j(\theta_{11}(2Ni+x)-\theta_{21}(2Ni+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(2Ni+y)-\theta_{21}(2Ni+y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

【 0 3 7 1 】

このとき、＜条件 # 8＞は、実施の形態 1 ～ 実施の形態 3 で述べた条件と、同様の条件で

50

あるが、＜条件#7＞は、 $\alpha \neq \beta$ であるが故に、 q の2つの解のうち、 δ を含まないほうの解は、異なる解を持つことになる。

次に、 θ_{11} 、 θ_{12} のみだけではなく、 λ 、 δ についての設計要件について説明する。 λ については、ある値に設定すればよく、要件としては、 δ についての要件を与える必要がある。そこで、 λ を0ラジアンとした場合の δ の設定方法について説明する。

【0372】

この場合、4スロット周期でプリコーディングウェイトを変更する方法のときと同様に、 δ に対し、 $\pi/2$ ラジアン $\leq |\delta| \leq \pi$ ラジアン、とすると、特に、LOS環境において、良好な受信品質を得ることができる。

シンボル番号 $2Ni \sim 2Ni + 2N - 1$ において、それぞれ、悪い受信品質となる q は2点存在する、したがって、 $4N$ 点の点が存在することになる。LOS環境において、良好な特性を得るためには、これら $4N$ 点がすべて異なる解であるとよい。このとき、振幅に着目すると、＜条件#7＞または＜条件#8＞に対して、 $\alpha \neq \beta$ であるので以下の条件が必要となる。

【0373】

【数151】

＜条件#9＞

$$\alpha \neq \frac{1}{\beta}$$

【0374】

以上のように、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、時間とともにプリコーディングウェイトを切り替えるとともに、切り替え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、伝送品質が向上するという効果を得ることができる。

本実施の形態において、受信装置の構成は、実施の形態1で説明したとおりであり、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、実施の形態1と同様に、誤り訂正符号は限定されるものではない。

【0375】

また、本実施の形態では、実施の形態1と対比させ、時間軸におけるプリコーディングウェイト変更方法について説明したが、実施の形態1で説明したように、マルチキャリア伝送方式を用い、周波数軸、周波数－時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイト変更方法し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。

【0376】

（実施の形態5）

実施の形態1～実施の形態4では、プリコーディングウェイトを規則的に切り替える方法について説明したが、本実施の形態では、その変形例について説明する。

実施の形態1～実施の形態4では、プリコーディングウェイトを図6のように規則的に切り替える方法について説明した。本実施の形態では、図6とは異なる規則的にプリコー

ディングウェイトを切り替える方法について説明する。

【0377】

図6と同様に、4つの異なるプリコーディングウェイト（行列）を切り替える方式で、図6とは異なる切り替え方法に関する図を図22に示す。図22において、4つの異なるプリコーディングウェイト（行列）をW1、W2、W3、W4とあらわすものとする。（例えば、W1を式（37）におけるプリコーディングウェイト（行列）、W2を式（38）におけるプリコーディングウェイト（行列）、W3を式（39）におけるプリコーディングウェイト（行列）、W4を式（40）におけるプリコーディングウェイト（行列）とする。）そして、図3と図6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22において、固有な部分は、

- ・第1の周期2201、第2の周期2202、第3の周期2203、・・・はすべて、4スロットで構成されている。

- ・4スロットではスロットごとに異なるプリコーディングウェイト行列、つまり、W1、W2、W3、W4をそれぞれ1度用いる。

- ・第1の周期2201、第2の周期2202、第3の周期2203、・・・において、必ずしもW1、W2、W3、W4の順番を同一とする必要がない。

である。これを実現するために、プリコーディングウェイト生成部2200は重み付け方法に関する信号を入力とし、各周期における順番にしたがったプリコーディングウェイトに関する情報2210を出力する。そして、重み付け合成部600は、この信号と、s1(t)、s2(t)を入力とし、重み付け合成を行い、z1(t)、z2(t)を出力する。

【0378】

図23は、上述のプリコーディング方法に対し、図22とは重み付け合成方法を示している。図23において、図22の異なる点は、重み付け合成部以降に並び換え部を配置し、信号の並び換えを行うことで、図22と同様な方法を実現している点である。

図23において、プリコーディングウェイト生成部2200は、重み付け方法に関する情報315を入力とし、プリコーディングウェイトW1、W2、W3、W4、W1、W2、W3、W4、・・・の順にプリコーディングウェイトの情報2210を出力する。したがって、重み付け合成部600は、プリコーディングウェイトW1、W2、W3、W4、W1、W2、W3、W4、・・・の順にプリコーディングウェイトを用い、プリコーディング後の信号2300A、2300Bを出力する。

【0379】

並び換え部2300は、プリコーディング後の信号2300A、2300Bを入力とし、図23の第1の周期2201、第2の周期2202、第3の周期2203の順番となるように、プリコーディング後の信号2300A、2300Bについて並び換えを行い、z1(t)、z2(t)を出力する。

なお、上述では、プリコーディングウェイトの切り替え周期を図6と比較するために4として説明したが、実施の形態1～実施の形態4のように、周期4以外のときでも同様に実施することが可能である。

また、実施の形態1～実施の形態4、および、上述のプリコーディング方法において、周期内では、 δ 、 β の値をスロットごとに同一であるとして説明したが、スロットごとに δ 、 β の値を切り替えるようにしてもよい。

【0380】

以上のように、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、時間とともにプリコーディングウェイトを切り替えるとともに、切り替え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、伝送品質が向上するという効果を得ることができる。

本実施の形態において、受信装置の構成は、実施の形態1で説明したとおりであり、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

10

20

30

40

50

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、実施の形態1と同様に、誤り訂正符号は限定されるものではない。

【0381】

また、本実施の形態では、実施の形態1と対比させ、時間軸におけるプリコーディングウェイト変更方法について説明したが、実施の形態1で説明したように、マルチキャリア伝送方式を用い、周波数軸、周波数－時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイト変更方法し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。

10

【0382】

（実施の形態6）

実施の形態1～4において、プリコーディングウェイトを規則的に切り替える方法について述べたが、本実施の形態では、実施の形態1～4で述べた内容を含め、再度、プリコーディングウェイトを規則的に切り替える方法について説明する。

ここでは、まず、LOS環境を考慮した、通信相手からのフィードバックが存在しないプリコーディングを適用した空間多重型の2x2MIMOシステムのプリコーディング行列の設計方法について述べる。

【0383】

図30は、通信相手からのフィードバックが存在しないプリコーディングを適用した空間多重型の2x2MIMOシステムモデルを示している。情報ベクトル $\mathbf{z}$ 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 $\mathbf{u}(p) = (u_1(p), u_2(p))$ が得られる（ p はスロット時間である。）。ただし、 $u_i(p) = (u_{i1}(p), \dots, u_{ih}(p))$ とする（ h :シンボル当たりの送信ビット数）。変調後（マッピング後）の信号を $\mathbf{s}(p) = (s_1(p), s_2(p))^T$ とすると、プリコーディング行列を $\mathbf{F}(p)$ とするとプリコーディング後の信号 $\mathbf{x}(p) = (x_1(p), x_2(p))^T$ は次式であらわされる。

20

【0384】

【数152】

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(p) &= (x_1(p), x_2(p))^T \\ &= \mathbf{F}(p) \mathbf{s}(p) \end{aligned} \quad \dots \text{式(142)}$$

30

【0385】

したがって、受信ベクトルを $\mathbf{y}(p) = (y_1(p), y_2(p))^T$ とすると、次式であらわされる。

【0386】

【数153】

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(p) &= (y_1(p), y_2(p))^T \\ &= \mathbf{H}(p) \mathbf{F}(p) \mathbf{s}(p) + \mathbf{n}(p) \end{aligned} \quad \dots \text{式(143)}$$

40

【0387】

このとき、 $\mathbf{H}(p)$ はチャネル行列、 $\mathbf{n}(p) = (n_1(p), n_2(p))^T$ はノイズベクトルであり、 $n_i(p)$ は平均値0、分散 σ^2 のi.i.d.複素ガウス雑音である。そして、ライスファクタを K としたとき、上式は、以下のようにあらわすことができる。

50

【 0 3 8 8 】

【 数 1 5 4 】

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(p) &= (y_1(p), y_2(p))^T \\ &= \left(\sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_d(p) + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_s(p) \right) \mathbf{F}(p) \mathbf{s}(p) + \mathbf{n}(p) \end{aligned}$$

・・・式(144)

10

【 0 3 8 9 】

このとき、 $\mathbf{H}_d(p)$ は直接波成分のチャネル行列、 $\mathbf{H}_s(p)$ は散乱波成分のチャネル行列である。したがって、チャネル行列 $\mathbf{H}(p)$ を以下のようにあらわす。

【 0 3 9 0 】

【 数 1 5 5 】

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(p) &= \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_d(p) + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_s(p) \\ &= \sqrt{\frac{K}{K+1}} \begin{pmatrix} h_{11,d} & h_{12,d} \\ h_{21,d} & h_{22,d} \end{pmatrix} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \begin{pmatrix} h_{11,s}(p) & h_{12,s}(p) \\ h_{21,s}(p) & h_{22,s}(p) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

・・・式(145)

20

【 0 3 9 1 】

式(145)において、直接波の環境は通信機同士の位置関係で一意に決定すると仮定し、直接波成分のチャネル行列 $\mathbf{H}_d(p)$ は時間的には変動がないものとする。また、直接波成分のチャネル行列 $\mathbf{H}_d(p)$ において、送信アンテナ間隔と比較し、送受信機間の距離が十分長い環境となる可能性が高いため、直接波成分のチャネル行列正則行列であるものとする。したがって、チャネル行列 $\mathbf{H}_d(p)$ を以下のようにあらわすものとする。

30

【 0 3 9 2 】

【 数 1 5 6 】

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_d(p) &= \begin{pmatrix} h_{11,d} & h_{12,d} \\ h_{21,d} & h_{22,d} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} A e^{j\psi} & q \\ A e^{j\psi} & q \end{pmatrix} \end{aligned}$$

・・・式(146)

40

【 0 3 9 3 】

ここで、 A は正の実数であり、 q は複素数であるものとする。以下では、LOS環境を考慮した、通信相手からのフィードバックが存在しないプリコーディングを適用した空間多重型の2x2MIMOシステムのプリコーディング行列の設計方法について述べる。

50

式(144), (145)から、散乱波を含んだ状態での解析は困難であることから、散乱波を含んだ状態で適切なフィードバックなしのプリコーディング行列を求めるのは困難となる。加えて、NLOS環境では、LOS環境と比較し、データの受信品質の劣化が少ない。したがって、LOS環境での適切なフィードバックなしのプリコーディング行列の設計方法(時間とともにプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列)について述べる。

【0394】

上述したように、式(144), (145)から、散乱波を含んだ状態での解析は困難であることから、直接波のみの成分を含むチャネル行列において、適切なプリコーディング行列を求めることにする。したがって、式(144)において、チャネル行列が直接波のみの成分を含む場合を考える。したがって、式(146)から、以下のようにあらわすことができる。

10

【0395】

【数157】

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \mathbf{H}_d(p) \mathbf{F}(p) \mathbf{s}(p) + \mathbf{n}(p) \\ = \begin{pmatrix} A e^{j\psi} & q \\ A e^{j\psi} & q \end{pmatrix} \mathbf{F}(p) \mathbf{s}(p) + \mathbf{n}(p) \quad \dots \text{式(147)}$$

20

【0396】

ここで、プリコーディング行列として、ユニタリ行列を用いるものとする。したがって、プリコーディング行列を以下のようにあらわす。

【0397】

【数158】

$$\mathbf{F}(p) = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(148)}$$

30

【0398】

このとき λ は固定値である。したがって、式(147)は、以下のようにあらわすことができる。

40

【0399】

【数 1 5 9】

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j\psi} & q \\ A e^{j\psi} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(p) \\ s_2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p)$$

・・・式(149)

10

【0 4 0 0】

式(149)からわかるように、受信機がZF (zeroforcing) やMMSE (minimum meansquared error) の線形演算を行った場合、 $s_1(p)$, $s_2(p)$ によって送信したビットを判定することはできない。このことから、実施の形態1で述べたような反復APP (または、反復Max-log APP) またはAPP (または、Max-log APP) を行い (以降ではML (Maximum Likelihood) 演算とよぶ)、 $s_1(p)$, $s_2(p)$ で送信した各ビットの対数尤度比を求め、誤り訂正符号における復号を行うことになる。したがって、ML演算を行う受信機に対するLOS環境での適切なフィードバックなしのプリコーディング行列の設計方法について説明する。

【0 4 0 1】

式(149)におけるプリコーディングを考える。1行目の右辺、および、左辺に $e^{-j\psi}$ を乗算し、同様に、2行目の右辺、および、左辺に $e^{-j\psi}$ を乗算する。すると、次式のよう

20

【0 4 0 2】

【数 1 6 0】

$$\begin{pmatrix} e^{-j\psi} y_1(p) \\ e^{-j\psi} y_2(p) \end{pmatrix} = e^{-j\psi} \left\{ \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j\psi} & q \\ A e^{j\psi} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(p) \\ s_2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p) \right\}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & e^{-j\psi} q \\ A e^{j0} & e^{-j\psi} q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(p) \\ s_2(p) \end{pmatrix} + e^{-j\psi} \mathbf{n}(p)$$

・・・式(150)

30

【0 4 0 3】

40

$e^{-j\psi} y_1(p)$, $e^{-j\psi} y_2(p)$, $e^{-j\psi} q$ をそれぞれ $y_1(p)$, $y_2(p)$, q と再定義し、また、 $e^{-j\psi} \mathbf{n}(p) = (e^{-j\psi} n_1(p), e^{-j\psi} n_2(p))^T$ となり、 $e^{-j\psi} n_1(p)$, $e^{-j\psi} n_2(p)$ は平均値0、分散 σ^2 のi.i.d. (independent identically distributed) 複素ガウス雑音となるので、 $e^{-j\psi} \mathbf{n}(p)$ を $\mathbf{n}(p)$ と再定義する。すると、式(150)を式(151)のようにしても一般性は失われていない。

【0 4 0 4】

【数 1 6 1】

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(p) \\ s_2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p)$$

…式(151)

10

【0 4 0 5】

次に、式（1 5 1）を理解しやすいように式（1 5 2）のように変形する。

【0 4 0 6】

【数 1 6 2】

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(p) \\ s_2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p)$$

…式(152)

20

【0 4 0 7】

このとき、受信信号点と受信候補信号点とのユークリッド距離の最小値を $d_{\min}^2$ としたとき、 $d_{\min}^2$ がゼロという最小値をとる劣悪点であるとともに、 $s_1(p)$ で送信するすべてのビット、または、 $s_2(p)$ で送信するすべてのビットが消失するという劣悪な状態となる q が2つ存在する。

式（1 5 2）において $s_1(p)$ が存在しない：

【0 4 0 8】

【数 1 6 3】

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p))} \quad \dots \text{式(153)}$$

40

【0 4 0 9】

式（1 5 2）において $s_2(p)$ が存在しない：

【0 4 1 0】

【数 1 6 4】

$$q = -A\alpha e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p) - \pi)} \quad \dots \text{式(154)}$$

【0 4 1 1】

(以降では、式(153)、(154)を満たす q をそれぞれ「s1,s2の受信劣悪点」と呼ぶ)

式(153)を満たすとき、 $s1(p)$ により送信したビットすべてが消失しているため $s1(p)$ により送信したビットすべての受信対数尤度比を求めることができず、式(154)を満たすとき、 $s2(p)$ により送信したビットすべてが消失しているため $s2(p)$ により送信したビットすべての受信対数尤度比を求めることができない。

【0 4 1 2】

ここで、プリコーディング行列を切り替えない場合の放送・マルチキャスト通信システムを考える。このとき、プリコーディング行列を切り替えないプリコーディング方式を用いて変調信号を送信する基地局あり、基地局が送信した変調信号を受信する端末が複数(Γ 個)存在するシステムモデルを考える。

基地局・端末間の直接波の状況は、時間による変化は小さいと考えられる。すると、式(153)、(154)から、式(155)または式(156)の条件にあてはまるような位置にあり、ライスファクタが大きいLOS環境にある端末は、データの受信品質が劣化するという現象に陥る可能性がある。したがって、この問題を改善するためには、時間的にプリコーディング行列を切り替える必要がある。

【0 4 1 3】

【数 1 6 5】

$$q \approx -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p))} \quad \dots \text{式(155)}$$

【0 4 1 4】

【数 1 6 6】

$$q \approx -A\alpha e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p) - \pi)} \quad \dots \text{式(156)}$$

【0 4 1 5】

そこで、時間周期を N スロットとし、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法(以降ではプリコーディングホッピング方法と呼ぶ)を考える。

時間周期 N スロットのために、式(148)に基づく N 種類のプリコーディング行列 $F[i]$ を用意する($i=0,1,\dots,N-1$ (i は0以上 $N-1$ 以下の整数))。このとき、プリコーディング行列 $F[i]$ を以下のようにあらわす。

【0 4 1 6】

10

20

30

40

【数 1 6 7】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}[i]} & e^{j(\theta_{21}[i] + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(157)}$$

【0 4 1 7】

ここで、 α は時間的に変化しないものとし、 λ も時間的に変化しないものとする（変化させてもよい。）。

そして、実施の形態 1 と同様に、時点（時刻） $N \times k + i$ （ k は 0 以上の整数、 $i = 0, 1, \dots, N-1$ （ i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数））の式(142)におけるプリコーディング後の信号 $x(p = N \times k + i)$ を得るために用いられるプリコーディング行列が $\mathbf{F}[i]$ となる。これについては、以降でも同様である。

【0 4 1 8】

このとき、式（153）、（154）に基づき、以下のようなプリコーディングホッピングのプリコーディング行列の設計条件が重要となる。

【0 4 1 9】

【数 1 6 8】

20

<条件#10>

$$e^{j(\theta_{11}[x] - \theta_{21}[x])} \neq e^{j(\theta_{11}[y] - \theta_{21}[y])} \\ \text{for } \forall x, \forall y \quad (x \neq y; x, y = 0, 1, \dots, N-1) \cdots \text{式(158)}$$

【0 4 2 0】

【数 1 6 9】

30

<条件#11>

$$e^{j(\theta_{11}[x] - \theta_{21}[x] - \pi)} \neq e^{j(\theta_{11}[y] - \theta_{21}[y] - \pi)} \\ \text{for } \forall x, \forall y \quad (x \neq y; x, y = 0, 1, \dots, N-1) \cdots \text{式(159)}$$

【0 4 2 1】

<条件#10>により、 Γ 個の端末すべてにおいて、時間周期内の N において、 $s1$ の受信劣悪点をとるスロットは 1 スロット以下となる。したがって、 $N-1$ スロット以上 $s1(p)$ で送信したビットの対数尤度比を得ることができる。同様に、<条件#11>により、 Γ 個の端末すべてにおいて、時間周期内の N において、 $s2$ の受信劣悪点をとるスロットは 1 スロット以下となる。したがって、 $N-1$ スロット以上 $s2(p)$ で送信したビットの対数尤度比を得ることができる。

【0 4 2 2】

このように、<条件#10>、<条件#11>のプリコーディング行列の設計規範を与えることで、 $s1(p)$ で送信したビットの対数尤度比が得られるビット数、および、 $s2(p)$ で送信したビットの対数尤度比が得られるビット数を Γ 個の端末すべてにおいて一定数以上に保証することで、 Γ 個の端末すべてにおいて、ライスファクタが大きい LOS 環境でのデ

50

ータ受信品質の劣化を改善することを考える。

【0423】

以下では、プリコーディングホッピング方法におけるプリコーディング行列の例を記載する。

直接波の位相の確率密度分布は $[0, 2\pi]$ の一様分布であると考えることができる。したがって、式(151)、(152)における q の位相の確率密度分布も $[0, 2\pi]$ の一様分布であると考えることができる。よって、 q の位相のみが異なる同一のLOS環境において、 Γ 個の端末に対し、可能な限り公平なデータの受信品質を与えるための条件として、以下を与える。

<条件#12>

時間周期 N スロットのプリコーディングホッピング方法を用いた場合、時間周期内の N において、 s_1 の受信劣悪点を位相に対し一様分布となるように配置し、かつ、 s_2 の受信劣悪点を位相に対し一様分布となるように配置する。

【0424】

そこで、<条件#10>から<条件#12>に基づくプリコーディングホッピング方法におけるプリコーディング行列の例を説明する。式(157)のプリコーディング行列の $\alpha=1.0$ とする。

(例#5)

時間周期 $N=8$ とし、<条件#10>から<条件#12>を満たすために、次式のような時間周期 $N=8$ のプリコーディングホッピング方法におけるプリコーディング行列を与える。

【0425】

【数170】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \pi\right)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(160)}$$

【0426】

ただし、 j は虚数単位であり、 $i=0,1,\dots,7$ である。式(160)のかわりに式(161)と与えてもよい(λ 、 $\theta_{11}[i]$ は時間的に変化しないものとする(変化してもよい))。

【0427】

【数171】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \pi\right)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(161)}$$

【0428】

したがって、 s_1 、 s_2 の受信劣悪点は図31(a)(b)のようになる。(図31において、横軸は実軸、縦軸は虚軸となる。)また、式(160)、式(161)のかわりに式(162)、式(163)と与えてもよい($i=0,1,\dots,7$)(λ 、 $\theta_{11}[i]$ は時間的に変化しないものとする(変化してもよい))。

【0429】

10

20

30

40

【数 1 7 2】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}+\pi\right)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(162)}$$

【 0 4 3 0 】

【数 1 7 3】

10

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}+\lambda+\pi\right)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(163)}$$

【 0 4 3 1 】

次に、条件 1 2 とは異なる、q の位相のみが異なる同一の LOS 環境において、 Γ 個の端末に対し、可能な限り公平なデータの受信品質を与えるための条件として、以下を与える。

<条件 # 1 3>

20

時間周期 N スロットのプリコーディングホッピング方法を用いた場合、

【 0 4 3 2 】

【数 1 7 4】

$$e^{j(\theta_{11}[x]-\theta_{21}[x])} \neq e^{j(\theta_{11}[y]-\theta_{21}[y]-\pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y \quad (x, y = 0, 1, \dots, N-1) \\ \cdots \text{式(164)}$$

30

【 0 4 3 3 】

の条件を付加し、また、時間周期内の N において、 s_1 の受信劣悪点を位相と s_2 の受信劣悪点を位相に対し、一様分布となるように配置する。

そこで、<条件 # 1 0>、<条件 # 1 1>、<条件 # 1 3>に基づくプリコーディングホッピング方法におけるプリコーディング行列の例を説明する。式 (1 5 7) のプリコーディング行列の $\alpha = 1.0$ とする。

(例 # 6)

時間周期 N=4 とし、次式のような時間周期 N=4 のプリコーディングホッピング方法におけるプリコーディング行列を与える。

【 0 4 3 4 】

40

【数 1 7 5】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4}+\pi\right)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(165)}$$

【 0 4 3 5 】

ただし、j は虚数単位であり、 $i=0, 1, 2, 3$ である。式 (1 6 5) のかわりに式 (1 6 6

50

）と与えてもよい（ λ 、 $\theta_{11}[i]$ は時間的に変化しないものとする（変化してもよい））。

【0436】

【数176】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(166)}$$

10

【0437】

したがって、 s_1 、 s_2 の受信劣悪点は図32のようになる。（図32において、横軸は実軸、縦軸は虚軸となる。）また、式（165）、式（166）のかわりに式（167）、式（168）と与えてもよい（ $i=0,1,2,3$ ）（ λ 、 $\theta_{11}[i]$ は時間的に変化しないものとする（変化してもよい））。

【0438】

【数177】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j(\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\frac{i\pi}{4}+\pi)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(167)}$$

20

【0439】

【数178】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(168)}$$

30

【0440】

次に、非ユニタリ行列を用いたプリコーディングホッピング方法について述べる。

式（148）に基づき、本検討で扱うプリコーディング行列を以下のようにあらわす。

【0441】

【数179】

$$F(p) = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(169)}$$

40

【0442】

すると、式（151）、（152）に相当する式は、次式のようにあらわされる。

【0443】

【数 1 8 0】

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(p) \\ s_2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p) \quad \dots \text{式(170)}$$

10

【0 4 4 4】

【数 1 8 1】

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(p) \\ s_2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p) \quad \dots \text{式(171)}$$

20

【0 4 4 5】

このとき、受信信号点と受信候補信号点とのユークリッド距離の最小値 $d_{\min}^2$ がゼロとなる q が2つ存在する。

式(171)において $s_1(p)$ が存在しない場合：

【0 4 4 6】

30

【数 1 8 2】

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p))} \quad \dots \text{式(172)}$$

【0 4 4 7】

式(171)において $s_2(p)$ が存在しない場合：

【0 4 4 8】

【数 1 8 3】

40

$$q = -A\alpha e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p) - \delta)} \quad \dots \text{式(173)}$$

【0 4 4 9】

時間周期 N のプリコーディングホッピング方法において、式(169)を参考にし、 N 種類のプリコーディング行列 $F[i]$ を以下のようにあらわす。

【0 4 5 0】

【数 1 8 4】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}[i]} & e^{j(\theta_{21}[i] + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(174)}$$

【0 4 5 1】

ここで、 α および δ は時間的に変化しないものとする。このとき、式(34)、(35)に基づき、以下のようなプリコーディングホッピングのプリコーディング行列の設計条件を与える。 10

【0 4 5 2】

【数 1 8 5】

<条件#14>

$$e^{j(\theta_{11}[x] - \theta_{21}[x])} \neq e^{j(\theta_{11}[y] - \theta_{21}[y])}$$

for $\forall x, \forall y \quad (x \neq y; x, y = 0, 1, \dots, N-1) \cdots \text{式(175)}$

20

【0 4 5 3】

【数 1 8 6】

<条件#15>

$$e^{j(\theta_{11}[x] - \theta_{21}[x] - \delta)} \neq e^{j(\theta_{11}[y] - \theta_{21}[y] - \delta)}$$

for $\forall x, \forall y \quad (x \neq y; x, y = 0, 1, \dots, N-1) \cdots \text{式(176)}$

30

【0 4 5 4】

(例 # 7)

式(174)のプリコーディング行列の $\alpha = 1.0$ とする。そして、時間周期 $N=16$ とし、<条件#12>、<条件#14>、<条件#15>を満たすために、次式のような時間周期 $N=16$ のプリコーディングホッピング方法におけるプリコーディング行列を与える。

$i=0, 1, \dots, 7$ のとき：

【0 4 5 5】

【数 1 8 7】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(177)}$$

40

【0 4 5 6】

$i=8, 9, \dots, 15$ のとき：

【0 4 5 7】

【数 1 8 8】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式(178)}$$

【0 4 5 8】

また、式（1 7 7）、式（1 7 8）と異なるプリコーディング行列として、以下のよう
に与えることができる。

10

$i=0, 1, \dots, 7$ のとき：

【0 4 5 9】

【数 1 8 9】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(179)}$$

【0 4 6 0】

20

$i=8, 9, \dots, 15$ のとき：

【0 4 6 1】

【数 1 9 0】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(180)}$$

【0 4 6 2】

30

したがって、s1、s2の受信劣悪点は図 3 3 (a)(b)のようになる。

（図 3 3 において、横軸は実軸、縦軸は虚軸となる。）また、式（1 7 7）、式（1 7 8）および式（1 7 9）、式（1 8 0）のかわりに以下のようにプリコーディング行列を与えても良い。

$i=0, 1, \dots, 7$ のとき：

【0 4 6 3】

【数 1 9 1】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(181)}$$

40

【0 4 6 4】

$i=8, 9, \dots, 15$ のとき：

【0 4 6 5】

【数 1 9 2】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(182)}$$

【0 4 6 6】

または、

i=0, 1, ..., 7のとき：

10

【0 4 6 7】

【数 1 9 3】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(183)}$$

20

【0 4 6 8】

i=8, 9, ..., 15のとき：

【0 4 6 9】

【数 1 9 4】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(184)}$$

30

【0 4 7 0】

(また、式(177)～(184)において、 $7\pi/8$ を $-7\pi/8$ としてもよい。)

次に、＜条件#12＞とは異なる、qの位相のみが異なる同一のLOS環境において、Γ個の端末に対し、可能な限り公平なデータの受信品質を与えるための条件として、以下を与える。

＜条件#16＞

時間周期Nスロットのプリコーディングホッピング方法を用いた場合、

【0 4 7 1】

【数 1 9 5】

40

$$e^{j(\theta_{11}[x] - \theta_{21}[x])} \neq e^{j(\theta_{11}[y] - \theta_{21}[y] - \delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y \quad (x, y = 0, 1, \dots, N-1) \\ \dots \text{式(185)}$$

【0 4 7 2】

の条件を付加し、また、時間周期内のNにおいて、s1の受信劣悪点を位相とs2の受信劣悪点を位相に対し、一様分布となるように配置する。

そこで、＜条件#14＞，＜条件#15＞，＜条件#16＞に基づくプリコーディング

50

ホッピング方法におけるプリコーディング行列の例を説明する。式（１７４）のプリコーディング行列の $\alpha = 1.0$ とする。

（例＃８）

時間周期 $N=8$ とし、次式のような時間周期 $N=8$ のプリコーディングホッピング方法におけるプリコーディング行列を与える。

【０４７３】

【数１９６】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(186)}$$

10

【０４７４】

ただし、 $i=0,1,\dots,7$ である。

また、式（１８６）と異なるプリコーディング行列として、以下のように与えることができる（ $i=0,1,\dots,7$ ）（ λ 、 $\theta_{11}[i]$ は時間的に変化しないものとする（変化してもよい））。

【０４７５】

【数１９７】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(187)}$$

20

【０４７６】

したがって、 $s1$ 、 $s2$ の受信劣悪点は図３４のようになる。また、式（１８６）、式（１８７）のかわりに以下のようにプリコーディング行列を与えても良い（ $i=0,1,\dots,7$ ）（ λ 、 $\theta_{11}[i]$ は時間的に変化しないものとする（変化してもよい））。

【０４７７】

【数１９８】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(188)}$$

40

【０４７８】

または、

【０４７９】

【数 1 9 9】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \cdots \text{式(189)}$$

【0 4 8 0】

(また、式(186)～式(189)において、 $7\pi/8$ を $-7\pi/8$ としてもよい。)

10

次に、式(174)のプリコーディング行列において、 $\alpha \neq 1$ とし、受信劣悪点同士の複素平面における距離の点を考慮した(例#7)、(例#8)と異なるプリコーディングホッピング方法について考える。

ここでは、式(174)の時間周期Nのプリコーディングホッピング方法を扱っているが、このとき、<条件#14>により、 Γ 個の端末すべてにおいて、時間周期内のNにおいて、 s_1 の受信劣悪点をとるスロットは1スロット以下となる。したがって、N-1スロット以上 $s_1(p)$ で送信したビットの対数尤度比を得ることができる。同様に、<条件#15>により、 Γ 個の端末すべてにおいて、時間周期内のNにおいて、 s_2 の受信劣悪点をとるスロットは1スロット以下となる。したがって、N-1スロット以上 $s_2(p)$ で送信したビットの対数尤度比を得ることができる。

20

【0 4 8 1】

したがって、時間周期Nは大きい値にしたほうが、対数尤度比を得ることができるスロット数が大きくなることがわかる。

ところで、実際のチャネルモデルでは、散乱波成分の影響をうけるため、時間周期Nが固定の場合、受信劣悪点の複素平面上の最小距離は可能な限り大きい方が、データの受信品質が向上する可能性があると考えられる。したがって、(例#7)、(例#8)において、 $\alpha \neq 1$ とし、(例#7)、(例#8)を改良したプリコーディングホッピング方法について考える。まず、理解が容易となる、(例#8)を改良したプリコーディング方法について述べる。

(例#9)

30

式(186)から、(例#8)を改良した時間周期N=8のプリコーディングホッピング方法におけるプリコーディング行列を次式で与える。

【0 4 8 2】

【数 2 0 0】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \cdots \text{式(190)}$$

40

【0 4 8 3】

ただし、 $i=0,1,\dots,7$ である。また、式(190)と異なるプリコーディング行列として、以下のように与えることができる($i=0,1,\dots,7$) (λ 、 $\theta_{11}[i]$ は時間的に変化しないものとする(変化してもよい)。)。

【0 4 8 4】

【数 2 0 1】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \cdots \text{式(191)}$$

【0 4 8 5】

または、

10

【0 4 8 6】

【数 2 0 2】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(\frac{-i\pi}{4})} & e^{j(\frac{-i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \cdots \text{式(192)}$$

【0 4 8 7】

20

または、

【0 4 8 8】

【数 2 0 3】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \cdots \text{式(193)}$$

30

【0 4 8 9】

または、

【0 4 9 0】

【数 2 0 4】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \cdots \text{式(194)}$$

40

【0 4 9 1】

または、

【0 4 9 2】

【数 2 0 5】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \cdots \text{式(195)}$$

【0 4 9 3】

または、

10

【0 4 9 4】

【数 2 0 6】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\frac{i\pi}{4} - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \cdots \text{式(196)}$$

【0 4 9 5】

20

または、

【0 4 9 6】

【数 2 0 7】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \cdots \text{式(197)}$$

30

【0 4 9 7】

したがって、s1, s2の受信劣悪点は $\alpha < 1.0$ のとき図 3 5 (a)、 $\alpha > 1.0$ のとき図 3 5 (b)のようにならわされる。

(i) $\alpha < 1.0$ のとき

$\alpha < 1.0$ のとき、受信劣悪点の複素平面における最小距離は、受信劣悪点 #1 と #2 の距離 ($d_{\#1, \#2}$) および、受信劣悪点 #1 と #3 の距離 ($d_{\#1, \#3}$) に着目すると、 $\min\{d_{\#1, \#2}, d_{\#1, \#3}\}$ とあらわされる。このとき、 α と $d_{\#1, \#2}$ および $d_{\#1, \#3}$ の関係を図 3 6 に示す。そして、 $\min\{d_{\#1, \#2}, d_{\#1, \#3}\}$ を最も大きくする α は

【0 4 9 8】

【数 2 0 8】

40

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}} \cdots \text{式(198)}$$

≈ 0.7938

【0 4 9 9】

となる。このときの $\min\{d_{\#1, \#2}, d_{\#1, \#3}\}$ は

50

【0500】

【数209】

$$\min\{d_{\#1,\#2}, d_{\#1,\#3}\} = \frac{2A \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}} \approx 0.6076A \quad \dots \text{式(199)}$$

10

【0501】

となる。したがって、式(190)～式(197)において α を式(198)で与えるプリコーディング方法が有効となる。ただし、 α の値を式(198)と設定することは、良好なデータの受信品質を得るための一つの適切な方法である。しかし、式(198)に近いような値をとるように α を設定しても、同様に、良好なデータの受信品質を得ることができる可能性がある。したがって、 α の設定値は、式(198)に限ったものではない。

【0502】

(ii) $\alpha > 1.0$ のとき

20

$\alpha > 1.0$ のとき、受信劣悪点の複素平面における最小距離は、受信劣悪点#4と#5の距離($d_{\#4,\#5}$)および、受信劣悪点#4と#6の距離($d_{\#4,\#6}$)に着目すると、 $\min\{d_{\#4,\#5}, d_{\#4,\#6}\}$ とあらわされる。このとき、 α と $d_{\#4,\#5}$ および $d_{\#4,\#6}$ の関係を図37に示す。そして、 $\min\{d_{\#4,\#5}, d_{\#4,\#6}\}$ を最も大きくする α は

【0503】

【数210】

$$\alpha = \sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)} \approx 1.2596 \quad \dots \text{式(200)}$$

30

【0504】

となる。このときの $\min\{d_{\#4,\#5}, d_{\#4,\#6}\}$ は

【0505】

【数211】

$$\min\{d_{\#4,\#5}, d_{\#4,\#6}\} = \frac{2A \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}} \approx 0.6076A \quad \dots \text{式(201)}$$

40

【0506】

となる。したがって、式(190)～式(197)において α を式(200)で与える

50

プリコーディング方法が有効となる。ただし、 α の値を式(200)と設定することは、良好なデータの受信品質を得るための一つの適切な方法である。しかし、式(200)に近いような値をとるように α を設定しても、同様に、良好なデータの受信品質を得ることができる可能性がある。したがって、 α の設定値は、式(200)に限ったものではない。

(例#10)

(例#9)の検討から(例#7)を改良した時間周期 $N=16$ のプリコーディングホッピング方法におけるプリコーディング行列は次式で与えることができる(λ 、 $\theta_{11}[i]$ は時間的に変化しないものとする(変化してもよい))。

【0507】

$i=0,1,\dots,7$ のとき：

【0508】

【数212】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(202)}$$

10

【0509】

$i=8,9,\dots,15$ のとき：

【0510】

【数213】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式(203)}$$

20

【0511】

または、

$i=0,1,\dots,7$ のとき：

【0512】

【数214】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(204)}$$

30

【0513】

$i=8,9,\dots,15$ のとき：

【0514】

40

【数 2 1 5】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(205)}$$

【0 5 1 5】

または、

i=0, 1, ..., 7のとき：

【0 5 1 6】

【数 2 1 6】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(\frac{-i\pi}{4})} & e^{j(\frac{-i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \cdots \text{式(206)}$$

【0 5 1 7】

i=8, 9, ..., 15のとき：

【0 5 1 8】

【数 2 1 7】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\frac{-i\pi}{4})} & e^{j(\frac{-i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式(207)}$$

【0 5 1 9】

または、

i=0, 1, ..., 7のとき：

【0 5 2 0】

【数 2 1 8】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \cdots \text{式(208)}$$

【0 5 2 1】

i=8, 9, ..., 15のとき：

【0 5 2 2】

10

20

30

40

【数 2 1 9】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(209)}$$

【0 5 2 3】

または、

i=0, 1, ..., 7のとき：

【0 5 2 4】

【数 2 2 0】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \cdots \text{式(210)}$$

10

20

【0 5 2 5】

i=8, 9, ..., 15のとき：

【0 5 2 6】

【数 2 2 1】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} - \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式(211)}$$

30

【0 5 2 7】

または、

i=0, 1, ..., 7のとき：

【0 5 2 8】

【数 2 2 2】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \cdots \text{式(212)}$$

40

【0 5 2 9】

i=8, 9, ..., 15のとき：

【0 5 3 0】

【数 2 2 3】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(213)}$$

【0 5 3 1】

10

または、

i=0, 1, ..., 7 のとき：

【0 5 3 2】

【数 2 2 4】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \cdots \text{式(214)}$$

20

【0 5 3 3】

i=8, 9, ..., 15 のとき：

【0 5 3 4】

【数 2 2 5】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式(215)}$$

30

【0 5 3 5】

または、

i=0, 1, ..., 7 のとき：

【0 5 3 6】

【数 2 2 6】

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \cdots \text{式(216)}$$

40

【0 5 3 7】

i=8, 9, ..., 15 のとき：

【0 5 3 8】

【数 2 2 7】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(217)}$$

【0 5 3 9】

ただし、 α は式 (1 9 8) または式 (2 0 0) となると良好なデータの受信品質を得るのに適している。このとき、s1の受信劣悪点は $\alpha < 1.0$ のとき図 3 8 (a)(b)、 $\alpha > 1.0$ のとき図 3 9 (a)(b)のようにあらわされる。

本実施の形態では、時間周期Nのプリコーディングホッピング方法のためのN個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]を用意することになるが、本実施の形態は、シングルキャリア伝送方式のときを例に説明しているため時間軸（または、周波数軸）方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]の順に並べる場合について説明したが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成したN個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態 1 と同様に、周波数軸、周波数－時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、時間周期Nのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、N個の異なるプリコーディング行列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個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

【0 5 4 0】

<条件# 1 0>から<条件# 1 6>に基づき、例# 5 から例# 1 0を示したが、プリコーディング行列の切り替え周期を長くするために、例えば、例# 5 から例# 1 0から複数の例を選び、その選択した例で示したプリコーディング行列を用いて長い周期のプリコーディング行列切り替え方法を実現してもよい。例えば、例# 7 で示したプリコーディング行列と例# 1 0で示したプリコーディング行列を用いて、長い周期のプリコーディング行列切り替え方法を実現するということになる。この場合、<条件# 1 0>から<条件# 1 6>に必ずしもしたがうとはかぎらない。（<条件# 1 0>の式 (1 5 8)、<条件# 1 1>の式 (1 5 9)、<条件# 1 3>の式 (1 6 4)、<条件# 1 4>の式 (1 7 5)、<条件# 1 5>の式 (1 7 6)において、「すべてのx、すべてのy」としているところを「存在することのx、存在することのy」という条件が、良好な受信品質を与える上で重要となる、ということになる。）別の視点で考えた場合、周期N（Nは大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、例# 5 から例# 1 0のいずれかのプリコーディング行列が含まれると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

(実施の形態 7)

本実施の形態では、実施の形態 1 ～ 6 で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替える送信方法で送信された変調信号を受信する受信装置の構成について説明する。

【0 5 4 1】

実施の形態 1 では、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用いて変調信号を送信する送信装置が、プリコーディング行列に関する情報を送信し、受信装置が、その情報に基づき、送信フレームに用いられている規則的なプリコーディング行列切り替え情報を得、プリコーディングの復号、および、検波を行い、送信ビットの対数尤度比を得、その後、誤り訂正復号を行う方法について説明した。

【0 5 4 2】

本実施の形態では、上記とは異なる受信装置の構成、および、プリコーディング行列の

切り替え方法について説明する。

図40は、本実施の形態における送信装置の構成の一例を示しており、図3と同様に動作するものについては同一符号を付した。符号化器群(4002)は、送信ビット(4001)を入力とする。このとき、符号化器群(4002)は、実施の形態1で説明したように、誤り訂正符号の符号化部を複数個保持しており、フレーム構成信号313に基づき、例えば、1つの符号化器、2つの符号化器、4つの符号化器のいずれかの数の符号化器が動作することになる。

【0543】

1つの符号化器が動作する場合、送信ビット(4001)は、符号化が行われ、符号化後の送信ビットが得られ、この符号化後の送信ビットを2系統に分配し、分配されたビット(4003A)および分配されたビット(4003B)を符号化器群(4002)は出力する。

2つの符号化器が動作する場合、送信ビット(4001)を2つに分割して(分割ビットA、Bと名付ける)、第1の符号化器は、分割ビットAを入力とし、符号化を行い、符号化後のビットを分配されたビット(4003A)として出力する。第2の符号化器は、分割ビットBを入力とし、符号化を行い、符号化後のビットを分配されたビット(4003B)として出力する。

【0544】

4つの符号化器が動作する場合、送信ビット(4001)を4つに分割して(分割ビットA、B、C、Dと名付ける)、第1の符号化器は、分割ビットAを入力とし、符号化を行い、符号化後のビットAを出力する。第2の符号化器は、分割ビットBを入力とし、符号化を行い、符号化後のビットBを出力する。第3の符号化器は、分割ビットCを入力とし、符号化を行い、符号化後のビットCを出力する。第4の符号化器は、分割ビットDを入力とし、符号化を行い、符号化後のビットDを出力する。そして、符号化後のビットA、B、C、Dを分配されたビット(4003A)、分配されたビット(4003B)に分割する。

【0545】

送信装置は、一例として、以下の表1(表1Aおよび表1B)のような送信方法をサポートすることになる。

【0546】

【表1A】

送信要調信号数 (送信アンテナ数)	変調方式	符号化器数	誤り訂正 符号化方法	送信情報	プリコーディング行列 切り替え方法
1	QPSK	1	A	00000000	-
			B	00000001	-
			C	00000010	-
	16QAM	1	A	00000011	-
			B	00000100	-
			C	00000101	-
	64QAM	1	A	00000110	-
			B	00000111	-
			C	00001000	-
	256QAM	1	A	00001001	-
			B	00001010	-
			C	00001011	-
	1024QAM	1	A	00001100	-
			B	00001101	-
			C	00001110	-

【0547】

【表 1 B】

送信変調信号数 (送信アンテナ数)	変調方式	符号化器数	誤り訂正 符号化方法	送信情報	プリコーディング行列 切り替え方法
2	#1: QPSK, #2: QPSK	1	A	00001111	D
			B	00010000	D
			C	00010001	D
		2	A	00010010	E
			B	00010011	E
			C	00010100	E
	#1: QPSK, #2: 16QAM	1	A	00010101	D
			B	00010110	D
			C	00010111	D
		2	A	00011000	E
			B	00011001	E
			C	00011010	E
	#1: 16QAM, #2: 16QAM	1	A	00011011	D
			B	00011100	D
			C	00011101	D
		2	A	00011110	E
			B	00011111	E
			C	00100000	E
	#1: 16QAM, #2: 64QAM	1	A	00100001	D
			B	00100010	D
			C	00100011	D
		2	A	00100100	E
			B	00100101	E
			C	00100110	E
	#1: 64QAM, #2: 64QAM	1	A	00100111	F
			B	00101000	F
			C	00101001	F
		2	A	00101010	G
			B	00101011	G
			C	00101100	G
	#1: 64QAM, #2: 256QAM	1	A	00101101	F
			B	00101110	F
			C	00101111	F
		2	A	00110000	G
			B	00110001	G
			C	00110010	G
	#1: 256QAM, #2: 256QAM	1	A	00110011	F
			B	00110100	F
			C	00110101	F
		2	A	00110110	G
			B	00110111	G
			C	00111000	G
	#1: 256QAM, #2: 1024QAM	1	A	00111001	H
			B	00111010	H
			C	00111011	H
		2	A	00111100	F
			B	00111101	F
			C	00111110	F
	#1: 1024QAM, #2: 1024QAM	1	A	00111111	G
			B	01000000	G
			C	01000001	G
		2	A	01000010	H
			B	01000011	H
			C	01000100	H
	#1: 1024QAM, #2: 1024QAM	1	A	01000101	F
			B	01000110	F
			C	01000111	F
		2	A	01001000	G
			B	01001001	G
			C	01001010	G
	#1: 1024QAM, #2: 1024QAM	1	A	01001011	H
			B	01001100	H
			C	01001101	H
		2	A	01001110	H
			B	01001111	H
			C	01001111	H

【0548】

表 1 に示すように、送信信号数（送信アンテナ数）としては、1 ストリームの信号の送信と 2 ストリームの信号の送信をサポートする。また、変調方式は Q P S K、1 6 Q A M

、64QAM、256QAM、1024QAMをサポートする。特に、送信信号数が2のとき、ストリーム#1とストリーム#2は別々に変調方式を設定することが可能であり、例えば、表1において、「#1: 256QAM, #2: 1024QAM」は「ストリーム#1の変調方式は256QAM、ストリーム#2の変調方式は1024QAM」ということを示している（他についても同様に表現している）。誤り訂正符号化方式としては、A、B、Cの3種類をサポートしているものとする。このとき、A、B、Cはいずれも異なる符号であってもよいし、A、B、Cは異なる符号化率であってもよいし、A、B、Cは異なるブロックサイズの符号化方法であってもよい。

【0549】

表1の送信情報は、「送信信号数」「変調方式」「符号化器数」「誤り訂正符号化方法」を定めた各モードに対し、各送信情報を割り当てる。したがって、例えば、「送信信号数：2」「変調方式：#1：1024QAM、#2：1024QAM」「符号化器数：4」「誤り訂正符号化方法：C」の場合、送信情報を01001101と設定する。そして、送信装置は、フレームにおいて、送信情報、および、送信データを伝送する。そして、送信データを伝送する際、特に、「送信信号数」が2のとき、表1にしたがって、「プリコーディング行列切り替え方法」を用いることになる。表1において、「プリコーディング行列切り替え方法」としては、D、E、F、G、Hの5種類を用意しておき、この5種類のいずれかを、表1にしたがって、設定することになる。このとき、異なる5種類の実現方法としては、

- ・プリコーディング行列が異なる5種類を用意し、実現する。
 - ・異なる5種類の周期、例えば、Dの周期を4、Eの周期を8、・・・、とすることで、実現する。
 - ・異なるプリコーディング行列、異なる周期の両者を併用することで、実現する。
- 等が考えられる。

【0550】

図41は、図40の送信装置が送信する変調信号のフレーム構成の一例を示しており、送信装置は、2つの変調信号 $z_1(t)$ と $z_2(t)$ を送信するようなモードの設定、および、1つの変調信号を送信するモードの両者の設定が可能であるものとする。

図41において、シンボル(4100)は、表1に示されている「送信情報」を伝送するためのシンボルである。シンボル(4101__1、および、4101__2)は、チャンネル推定用のリファレンス(パイロット)シンボルである。シンボル(4102__1、4103__1)は、変調信号 $z_1(t)$ で送信するデータ伝送用のシンボル、シンボル(4102__2、4103__2)は、変調信号 $z_2(t)$ で送信するデータ伝送用のシンボルであり、シンボル(4102__1)およびシンボル(4102__2)は同一時刻に同一(共通)周波数を用いて伝送され、また、シンボル(4103__1)およびシンボル(4103__2)は同一時刻に同一(共通)周波数を用いて伝送される。そして、シンボル(4102__1、4103__1)、および、シンボル(4102__2、4103__2)は、実施の形態1～4、および、実施の形態6で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替える方式を用いたときのプリコーディング行列演算後のシンボルとなる(したがって、実施の形態1で説明したように、ストリーム $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ の構成は、図6のとおりである。)

さらに、図41において、シンボル(4104)は、表1に示されている「送信情報」を伝送するためのシンボルである。シンボル(4105)は、チャンネル推定用のリファレンス(パイロット)シンボルである。シンボル(4106、4107)は、変調信号 $z_1(t)$ で送信するデータ伝送用のシンボルであり、このとき、変調信号 $z_1(t)$ で送信するデータ伝送用のシンボルは、送信信号数が1なので、プリコーディングが行われていないことになる。

【0551】

よって、図40の送信装置は、図41のフレーム構成、および、表1にしたがった変調信号を生成し、送信することになる。図40において、フレーム構成信号313は、表1

に基づき設定した「送信信号数」「変調方式」「符号化器数」「誤り訂正符号化方法」に関する情報を含んでいることになる。そして、符号化部（4002）、マッピング部306A、B、重み付け合成部308A、B、は、フレーム構成信号を入力とし、表1に基づき設定した「送信信号数」「変調方式」「符号化器数」「誤り訂正符号化方法」に基づく動作を行うことになる。また、設定した「送信信号数」「変調方式」「符号化器数」「誤り訂正符号化方法」に相当する「送信情報」についても受信装置に送信することになる。

【0552】

受信装置の構成は、実施の形態1と同様図7であらわすことができる。実施の形態1と異なる点は、表1の情報を、送受信装置が予め共有しているため、送信装置が、規則的に切り替えるプリコーディング行列の情報を送信しなくても、「送信信号数」「変調方式」「符号化器数」「誤り訂正符号化方法」に相当する「送信情報」を送信装置が送信し、受信装置がこの情報を得ることで、表1から、規則的に切り替えるプリコーディング行列の情報を得ることができる、という点である。したがって、図7の受信装置は、制御情報復号部709が、図40の送信装置が送信した「送信情報」を得ることで、表1に相当する情報から、規則的に切り替えるプリコーディング行列の情報を含む送信装置が通知した送信方法の情報に関する信号710を得ることができる。したがって、信号処理部711は、送信信号数2のとき、プリコーディング行列の切り替えパターンに基づく検波を行うことができ、受信対数尤度比を得ることができる。

【0553】

なお、上述では、表1のように、「送信信号数」「変調方式」「符号化器数」「誤り訂正符号化方法」に対し、「送信情報」を設定し、これに対し、プリコーディング行列切り替え方法を設定しているが、必ずしも、「送信信号数」「変調方式」「符号化器数」「誤り訂正符号化方法」に対し、「送信情報」を設定しなくてもよく、例えば、表2のように、「送信信号数」「変調方式」に対し、「送信情報」を設定し、これに対し、プリコーディング行列切り替え方法を設定してもよい。

【0554】

10

20

【表 2】

送信変調信号数 (送信アンテナ数)	変調方式	送信情報	プリコーディング行列 切り替え方法
1	QPSK	00000	-
	16QAM	00001	-
	64QAM	00010	-
	256QAM	00011	-
	1024QAM	00100	-
2	#1: QPSK, #2: QPSK	10000	D
	#1: QPSK, #2: 16QAM	10001	E
	#1: 16QAM, #2: 16QAM	10010	E
	#1: 16QAM, #2: 64QAM	10011	E
	#1: 64QAM, #2: 64QAM	10100	F
	#1: 64QAM, #2: 256QAM	10101	F
	#1: 256QAM, #2: 256QAM	10110	G
	#1: 256QAM, #2: 1024QAM	10111	G
	#1: 1024QAM, #2: 1024QAM	11000	H

10

20

【0555】

ここで、「送信情報」、および、プリコーディング行列切り替え方法の設定方法は、表1や表2に限ったものではなく、プリコーディング行列切り替え方法は、「送信信号数」「変調方式」「符号化器数」「誤り訂正符号化方法」等の送信パラメータに基づいて切り替えるように予め規則が決められていれば（送信装置、受信装置で予め決められている規則が共有されていれば）、（つまり、プリコーディング行列切り替え方法を、送信パラメータのいずれか、（または、送信パラメータの複数で構成されたいずれか）によって、切り替えていれば）、送信装置は、プリコーディング行列切り替え方法に関する情報を伝送する必要がなく、受信装置は、送信パラメータの情報を判別することで、送信装置が用いたプリコーディング行列切り替え方法を判別することができるので、的確な復号、検波を行うことができる。なお、表1、表2では、送信変調信号数が2のとき、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用いるものとしているが、送信変調信号数が2以上であれば、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適用することができる。

30

40

【0556】

したがって、送受信装置が、プリコーディング切り替え方法に関する情報を含む送信パラメータに関する表を共有していれば、送信装置が、プリコーディング切り替え方法に関する情報を送信せず、プリコーディング切り替え方法に関する情報を含まない制御情報を送信し、受信装置が、この制御情報を得ることで、プリコーディング切り替え方法を推定することができることになる。

【0557】

以上のように、本実施の形態では、送信装置が、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法に関する直接の情報を送信せずに、受信装置が、送信装置が用いた「規則的に

50

プリコーディング行列を切り替える方法」のプリコーディングに関する情報を推定する方法について、説明した。これにより、送信装置は、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法に関する直接の情報を送信しないので、その分、データの伝送効率が向上するという効果を得ることができる。

【0558】

なお、本実施の形態において、時間軸におけるプリコーディングウェイト変更するときの実施の形態を説明したが、実施の形態1で説明したように、OFDM伝送等のマルチキャリア伝送方式を用いたときでも本実施の形態は同様に実施することができる。

また、特に、プリコーディング切り替え方法が、送信信号数のみによって変更されるとき、受信装置は、送信装置が送信する送信信号数の情報を得ることで、プリコーディング切り替え方法をしることができる。

10

【0559】

本明細書において、送信装置を具備しているのは、例えば、放送局、基地局、アクセスポイント、端末、携帯電話(mobile phone)等の通信・放送機器であることが考えられ、このとき、受信装置を具備しているのは、テレビ、ラジオ、端末、パーソナルコンピュータ、携帯電話、アクセスポイント、基地局等の通信機器であることが考えられる。また、本発明における送信装置、受信装置は、通信機能を有している機器であって、その機器が、テレビ、ラジオ、パーソナルコンピュータ、携帯電話等のアプリケーションを実行するための装置に何らかのインターフェースを解して接続できるような形態であることも考えられる。

20

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、ポストアンブル、リファレンスシンボル等)、制御情報用のシンボルなどが、フレームにどのように配置されていてもよい。そして、ここでは、パイロットシンボル、制御情報用のシンボルと名付けているが、どのような名付け方を行ってもよく、機能自身が重要となっている。

【0560】

パイロットシンボルは、例えば、送受信機において、PSK変調を用いて変調した既知のシンボル(または、受信機が同期をとることによって、受信機は、送信機が送信したシンボルを知ることができてよい。)であればよく、受信機は、このシンボルを用いて、周波数同期、時間同期、(各変調信号の)チャネル推定(CSI(Channel State Information)の推定)、信号の検出等を行うことになる。

30

【0561】

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、本発明は上記実施の形態1~5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。

40

【0562】

また、上記では、2つの変調信号を2つのアンテナから送信する方法におけるプリコーディング切り替え方法について説明したが、これに限ったものではなく、4つのマッピング後の信号に対し、プリコーディングを行い、4つの変調信号を生成し、4つのアンテナから送信する方法、つまり、N個のマッピング後の信号に対し、プリコーディングを行い、N個の変調信号を生成し、N個のアンテナから送信する方法においても同様にプリコーディングウェイト(行列)を変更する、プリコーディング切り替え方法としても同様に実施することができる。

【0563】

本明細書では、「プリコーディング」「プリコーディングウェイト」等の用語を用いて

50

いるが、呼び方自身は、どのようなものでもよく、本発明では、その信号処理自身が重要となる。

ストリーム $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ により、異なるデータを伝送してもよいし、同一のデータを伝送してもよい。

【0564】

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。

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。

10

【0565】

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。

そして、上記の各実施の形態などの各構成は、典型的には集積回路であるLSI (Large Scale Integration) として実現されてもよい。これらは、個別に1チップ化されてもよいし、各実施の形態の全ての構成または一部の構成を含むように1チップ化されてもよい。ここでは、LSIとしたが、集積度の違いにより、IC (Integrated Circuit)、システムLSI、スーパーLSI、ウルトラLSIと呼称されることもある。また、集積回路化の手法はLSIに限られるものではなく、専用回路または汎用プロセッサで実現しても良い。LSI製造後に、プログラムすることが可能なFPGA (Field Programmable Gate Array) や、LSI内部の回路セルの接続や設定を再構成可能なリプログラマブル・プロセッサを利用しても良い。

20

【0566】

さらに、半導体技術の進歩又は派生する別技術によりLSIに置き換わる集積回路化の技術が登場すれば、当然、その技術を用いて機能ブロックの集積化を行っても良い。バイオ技術の適用等が可能性としてあり得る。

30

(実施の形態8)

本実施の形態では、実施の形態1～4、実施の形態6で説明したプリコーディングウェイトを規則的に切り替える方法の応用例について、ここでは説明する。

【0567】

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) 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 $s_1(t)$ およびストリーム $s_2(t)$ 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成分I、直交成分Qとなる。そして、図6のフレーム構成のようにストリーム $s_1(t)$ は、シンボル番号 u の信号を $s_1(u)$ 、シンボル番号 $u+1$ の信号を $s_1(u+1)$ 、・・・とあらわす。同様に、ストリーム $s_2(t)$ は、シンボル番号 u の信号を $s_2(u)$ 、シンボル番号 $u+1$ の信号を $s_2(u+1)$ 、・・・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 ($s_1(t)$) および307B ($s_2(t)$)、重み付け情報に関する情報315を入力とし、重み付け情報に関する情報315にしたがった重み付け方法を施し、図3の重み付け合成後の信号309A ($z_1(t)$)、309B ($z_2(t)$) を出力する。

40

【0568】

このとき、例えば、実施の形態6における例8の周期 $N=8$ のプリコーディング行列切り替え方法を用いた場合、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ は以下のようにあらわされる。

50

シンボル番号 8 i のとき (i は 0 以上の整数とする) :

【 0 5 6 9 】

【 数 2 2 8 】

$$\begin{pmatrix} z1(8i) \\ z2(8i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i) \\ s2(8i) \end{pmatrix} \cdots \text{式(218)}$$

【 0 5 7 0 】

10

ただし、j は虚数単位、k=0。

シンボル番号 8 i + 1 のとき :

【 0 5 7 1 】

【 数 2 2 9 】

$$\begin{pmatrix} z1(8i+1) \\ z2(8i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+1) \\ s2(8i+1) \end{pmatrix} \cdots \text{式(219)}$$

20

【 0 5 7 2 】

ただし、k=1。

シンボル番号 8 i + 2 のとき :

【 0 5 7 3 】

【 数 2 3 0 】

$$\begin{pmatrix} z1(8i+2) \\ z2(8i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+2) \\ s2(8i+2) \end{pmatrix} \cdots \text{式(220)}$$

30

【 0 5 7 4 】

ただし、k=2。

シンボル番号 8 i + 3 のとき :

【 0 5 7 5 】

【 数 2 3 1 】

$$\begin{pmatrix} z1(8i+3) \\ z2(8i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+3) \\ s2(8i+3) \end{pmatrix} \cdots \text{式(221)}$$

40

【 0 5 7 6 】

ただし、k=3。

シンボル番号 8 i + 4 のとき :

【 0 5 7 7 】

【数 2 3 2】

$$\begin{pmatrix} z1(8i+4) \\ z2(8i+4) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+4) \\ s2(8i+4) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(222)}$$

【0 5 7 8】

ただし、k=4。

シンボル番号 8 i + 5 のとき：

10

【0 5 7 9】

【数 2 3 3】

$$\begin{pmatrix} z1(8i+5) \\ z2(8i+5) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+5) \\ s2(8i+5) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(223)}$$

【0 5 8 0】

ただし、k=5。

シンボル番号 8 i + 6 のとき：

20

【0 5 8 1】

【数 2 3 4】

$$\begin{pmatrix} z1(8i+6) \\ z2(8i+6) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+6) \\ s2(8i+6) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(224)}$$

【0 5 8 2】

ただし、k=6。

シンボル番号 8 i + 7 のとき：

30

【0 5 8 3】

【数 2 3 5】

$$\begin{pmatrix} z1(8i+7) \\ z2(8i+7) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+7) \\ s2(8i+7) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(225)}$$

【0 5 8 4】

ただし、k=7。

ここで、シンボル番号と記載しているが、シンボル番号は時刻（時間）と考えてもよい。他の実施の形態で説明したとおり、例えば、式（225）において、時刻 8 i + 7 の z 1（8 i + 7）と z 2（8 i + 7）は、同一時刻の信号であり、かつ、z 1（8 i + 7）と z 2（8 i + 7）は同一（共通の）周波数を用いて送信装置が送信することになる。つまり、時刻 T の信号を s 1（T）、s 2（T）、z 1（T）、z 2（T）とすると、何らかのプリコーディング行列と s 1（T）および s 2（T）から、z 1（T）および z 2（T）を求め、z 1（T）および z 2（T）は同一（共通の）周波数を用いて（同一時刻（時間）に）送信装置が送信することになる。また、OFDM等のマルチキャリア伝送方式を用

40

50

いた場合、(サブ) キャリア L、時刻 T における s 1、s 2、z 1、z 2 に相当する信号を s 1 (T, L)、s 2 (T, L)、z 1 (T, L)、z 2 (T, L) とすると、何らかのプリコーディング行列と s 1 (T, L) および s 2 (T, L) から、z 1 (T, L) および z 2 (T, L) を求め、z 1 (T, L) および z 2 (T, L) は同一(共通の)周波数を用いて(同一時刻(時間)に)送信装置が送信することになる。

【0585】

このとき、α の適切な値として、式(198)、または、式(200)がある。

本実施の形態では、上記で述べた式(190)のプリコーディング行列をもとにし、周期を大きくするプリコーディング切り替え方法について述べる。

プリコーディング切り替え行列の周期を 8M としたとき、異なるプリコーディング行列 8M 個を以下のようにあらわす。

【0586】

【数236】

$$F[8 \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{k\pi}{4M}\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{k\pi}{4M} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(226)}$$

【0587】

このとき、i=0,1,2,3,4,5,6,7、k=0,1,・・・,M-2,M-1(kは0以上M-1以下の整数)となる。

例えば、M=2としたとき、α<1とすると、k=0のときのs1の受信劣悪点(○)、および、s2の受信劣悪点(□)は、図42(a)のようにあらわされる。同様に、k=1のときのs1の受信劣悪点(○)、および、s2の受信劣悪点(□)は、図42(b)のようにあらわされる。このように、式(190)のプリコーディング行列をもとにすると、受信劣悪点は図42(a)のようになり、この式(190)の右辺の行列の2行目の各要素に e^{jX} を乗算した行列をプリコーディング行列とすることで(式(226)参照)、受信劣悪点が図42(a)に対し、回転した受信劣悪点をもつようにする(図42(b)参照)。(ただし、図42(a)と図42(b)の受信劣悪点は重なっていない。このように、 e^{jX} を乗算しても、受信劣悪点は重ならないようにするとよい。また、式(190)の右辺の行列の2行目の各要素に e^{jX} を乗算するのではなく、式(190)の右辺の行列の1行目の各要素に e^{jX} を乗算した行列をプリコーディング行列としてもよい。)このとき、プリコーディング行列F[0]~F[15]は次式であらわされる。

【0588】

【数237】

$$F[8 \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + Xk\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + Xk + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(227)}$$

【0589】

ただし、i=0,1,2,3,4,5,6,7、k=0,1となる。

すると、M=2のとき、F[0]~F[15]のプリコーディング行列が生成されたことになる(F[0]~F[15]のプリコーディング行列は、どのような順番にならべてもよい。また、F[0]~F[15]の行列がそれぞれ異なる行列であるとよい。)。そして、例えば、シンボル番号16iのときF[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号16i+1のときF[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号16i+hのときF[h]を用いてプリコーディングを行う(h=0、1、2、・・・、14、15)ことになる。(ここ

10

20

30

40

50

では、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）

以上をまとめると、式（８２）～式（８５）を参考にし、周期Nのプリコーディング行列を次式であらわす。

【０５９０】

【数２３８】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(228)}$$

10

【０５９１】

このとき、周期がNであるので、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ （ i は0以上N-1以下の整数）となる。そして、式（２２８）をベースとする周期 $N \times M$ のプリコーディング行列を次式であらわす。

【０５９２】

【数２３９】

$$F[N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + X_k)} & e^{j(\theta_{21}(i) + X_k + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(229)}$$

20

【０５９３】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ （ i は0以上N-1以下の整数）、 $k=0,1,\dots,M-2,M-1$ （ k は0以上M-1以下の整数）となる。

すると、 $F[0] \sim F[N \times M - 1]$ のプリコーディング行列が生成されたことになる（ $F[0] \sim F[N \times M - 1]$ のプリコーディング行列は、周期 $N \times M$ どのような順番にならべて使用してもよい。）。そして、例えば、シンボル番号 $N \times M \times i$ のとき $F[0]$ を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号 $N \times M \times i + 1$ のとき $F[1]$ を用いてプリコーディングを行い、 $\dots$ 、シンボル番号 $N \times M \times i + h$ のとき $F[h]$ を用いてプリコーディングを行う（ $h=0,1,2,\dots,N \times M - 2, N \times M - 1$ ）ことになる。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）

30

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。なお、周期 $N \times M$ のプリコーディング行列を式（２２９）のようしたが、前述のように、周期 $N \times M$ のプリコーディング行列を次式のようにしてもよい。

【０５９４】

【数２４０】

$$F[N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j(\theta_{11}(i) + X_k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + X_k + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(230)}$$

40

【０５９５】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ （ i は0以上N-1以下の整数）、 $k=0,1,\dots,M-2,M-1$ （ k は0以上M-1以下の整数）となる。

50

なお、式（２２９）および式（２３０）において、 $0 \text{ ラジアン} \leq \delta < 2 \pi \text{ ラジアン}$ としたとき、 $\delta = \pi \text{ ラジアン}$ のときユニタリ行列となり、 $\delta \neq \pi \text{ ラジアン}$ のとき非ユニタリ行列となる。本方式では、 $\pi / 2 \text{ ラジアン} \leq |\delta| < \pi \text{ ラジアン}$ の非ユニタリ行列のときが一つの特徴的な構成であり（ δ の条件については、他の実施の形態のときも同様である。）、良好なデータの受信品質が得られることになる。別の構成として、ユニタリ行列の場合もあるが、実施の形態１０や実施の形態１６において、詳しく述べるが、式（２２９）、式（２３０）において、 N を奇数とすると、良好なデータの受信品質を得ることができ、可能性が高くなる。

10

（実施の形態９）

本実施の形態では、ユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について述べる。

【０５９６】

実施の形態８で述べたように周期 N の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、式（８２）～式（８５）を参考にした、周期 N のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【０５９７】

【数２４１】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(231)}$$

20

【０５９８】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ （ i は０以上 $N-1$ 以下の整数）となる。（ $\alpha > 0$ であるものとする。）本実施の形態では、ユニタリ行列を扱うので、式（２３１）のプリコーディング行列は次式であらわすことができる。

【０５９９】

【数２４２】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(232)}$$

30

【０６００】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ （ i は０以上 $N-1$ 以下の整数）となる。（ $\alpha > 0$ であるものとする。）このとき、実施の形態３の（数１０６）の条件５、および、（数１０７）の条件６から、以下の条件が、良好なデータの受信品質を得るためには重要となる。

【０６０１】

【数２４３】

<条件＃１７>

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

40

【０６０２】

50

(x は $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ であり、 y は $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ (x, y は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)であり、 $x \neq y$ である。)

【0603】

【数244】

<条件#18>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

10

【0604】

(x は $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ であり、 y は $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ (x, y は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)であり、 $x \neq y$ である。)

実施の形態6で説明した際、受信劣悪点間の距離について述べたが、受信劣悪点間の距離を大きくするためには、周期 N は3以上の奇数であることが重要となる。以下では、この点について説明する。

【0605】

実施の形態6で説明したように、受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するために、<条件19>または<条件20>を与える。

20

【0606】

【数245】

<条件#19>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

30

【0607】

【数246】

<条件#20>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

40

【0608】

つまり、<条件19>では、位相の差が $2\pi/N$ ラジアンであることを意味している。

また、<条件20>では、位相の差が $-2\pi/N$ ラジアンであることを意味している。

そして、 $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$ ラジアンとし、かつ、 $\alpha < 1$ としたとき、周期 $N=3$ のときの、 s_1 の受信劣悪点と s_2 の受信劣悪点の複素平面上での配置を図43(a)

50

に、周期 $N=4$ のときの s_1 の受信劣悪点と s_2 の受信劣悪点の複素平面上での配置を図43(b)に示す。また、 $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$ ラジアンとし、かつ、 $\alpha > 1$ としたとき、周期 $N=3$ のときの、 s_1 の受信劣悪点と s_2 の受信劣悪点の複素平面上での配置を図44(a)に、周期 $N=4$ のときの s_1 の受信劣悪点と s_2 の受信劣悪点の複素平面上での配置を図44(b)に示す。

【0609】

このとき、受信劣悪点と原点とで形成する線分と、Realの軸において、 $\text{Real} \geq 0$ の半直線とで形成する位相(図43(a)参照。)を考えた場合、 $\alpha > 1$ 、 $\alpha < 1$ いずれの場合についても、 $N=4$ のとき、 s_1 に関する受信劣悪点における前述の位相と s_2 に関する受信劣悪点における前述の位相とが同一の値となる場合が必ず発生する。(図43の4301、4302、および図44の4401、4402参照)このとき、複素平面において、受信劣悪点間の距離が小さくなる。一方で、 $N=3$ のとき、 s_1 に関する受信劣悪点における前述の位相と s_2 に関する受信劣悪点における前述の位相とが同一の値となる場合は発生しない。

10

【0610】

以上から、周期 N が偶数のとき s_1 に関する受信劣悪点における前述の位相と s_2 に関する受信劣悪点における前述の位相とが同一の値となる場合が必ず発生することを考慮すると、周期 N が奇数のときのほうが、周期 N が偶数のときと比較し、複素平面において、受信劣悪点間の距離が大きくなる可能性が高い。ただし、周期 N が小さい値、例えば、 $N \leq 16$ 以下の場合、複素平面における受信劣悪点の最小距離は、受信劣悪点の存在する個数が少ないため、ある程度の長さを確保することができる。したがって、 $N \leq 16$ の場合は、偶数であっても、データの受信品質を確保することができる場合が存在する可能性がある。

20

【0611】

したがって、式(232)に基づく規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、周期 N は奇数にすると、データの受信品質を向上させることができる可能性が高い。なお、式(232)に基づき $F[0] \sim F[N-1]$ のプリコーディング行列が生成されたことになる($F[0] \sim F[N-1]$ のプリコーディング行列は、周期 N に対しどのような順番にならべて使用してもよい。)。そして、例えば、シンボル番号 Ni のとき $F[0]$ を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号 $Ni+1$ のとき $F[1]$ を用いてプリコーディングを行い、 $\dots$ 、シンボル番号 $N \times i + h$ のとき $F[h]$ を用いてプリコーディングを行う($h = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$)ことになる。(ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。)また、 s_1 、 s_2 の変調方式が、ともに16QAMのとき、 α を

30

【0612】

【数247】

$$\alpha = \frac{\sqrt{2}+4}{\sqrt{2}+2} \quad \dots \text{式(233)}$$

40

【0613】

とすると、IQ平面における $16 \times 16 = 256$ 個の信号点間の最小距離をある特定のLO S環境において大きくできるという効果を得ることができる可能性がある。

本実施の形態では、時間周期 N のプリコーディングホッピング方法のための N 個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、 N 個の異なるプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ を用意することになるが、本実施の形態は、シングルキャリア伝送方式のときを例に説明しているため時間軸(または、周波数軸)方向に $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ の順に並べる場合に

50

ついて説明したが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成したN個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態1と同様に、周波数軸、周波数－時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、時間周期Nのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、N個の異なるプリコーディング行列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個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

【0614】

また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期Nより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態におけるN個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。このとき、＜条件#17＞＜条件#18＞は以下のような条件に置き換えることができる。（周期はNとして考える。）

【0615】

【数248】

＜条件#17'＞

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

10

20

【0616】

（xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（x, yは0以上N-1以下の整数）であり、x≠yである。）

【0617】

【数249】

＜条件#18'＞

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{for } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

30

【0618】

（xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（x, yは0以上N-1以下の整数）であり、x≠yである。）

（実施の形態10）

40

本実施の形態では、ユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について、実施の形態9とは異なる例を述べる。

周期2Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期2Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【0619】

【数 2 5 0】

i=0, 1, 2, . . . , N-2, N-1のとき :

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(234)}$$

【0 6 2 0】

10

 $\alpha > 0$ であるものとし、(iによらず) 固定値であるものとする。

【0 6 2 1】

【数 2 5 1】

i=N, N+1, N+2, . . . , 2N-2, 2N-1のとき :

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(235)}$$

20

【0 6 2 2】

 $\alpha > 0$ であるものとし、(iによらず) 固定値であるものとする。(式(234)の α と式(235)の α は同一の値であるものとする。)

このとき、実施の形態3の(数106)の条件5、および、(数107)の条件6から、式(234)に対し、以下の条件が、良好なデータの受信品質を得るためには重要となる。

【0 6 2 3】

【数 2 5 2】

<条件# 2 1>

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

30

【0 6 2 4】

(xは0, 1, 2, . . . , N-2, N-1であり、yは0, 1, 2, . . . , N-2, N-1 (x, yは0以上N-1以下の整数)であり、 $x \neq y$ である。)

【0 6 2 5】

【数 2 5 3】

<条件# 2 2>

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

40

【0 6 2 6】

(xは0, 1, 2, . . . , N-2, N-1であり、yは0, 1, 2, . . . , N-2, N-1 (x, yは0以上N-1以下の整数)であり、 $x \neq y$ である。)

そして、以下の条件を付加することを考える。

50

【 0 6 2 7 】

【 数 2 5 4 】

<条件# 2 3>

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \quad \text{for } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2,N-1)$$

かつ

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y+N) \quad \text{for } \forall y (y=0,1,2,\dots,N-2,N-1)$$

10

【 0 6 2 8 】

次に、実施の形態 6 で説明したように、受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するために、<条件# 2 4>または<条件# 2 5>を与える。

【 0 6 2 9 】

【 数 2 5 5 】

<条件# 2 4>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2)$$

20

30

【 0 6 3 0 】

【 数 2 5 6 】

<条件# 2 5>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2)$$

40

【 0 6 3 1 】

つまり、<条件 2 4>では、位相の差が $2\pi/N$ ラジアンであることを意味している。また、<条件 2 5>では、位相の差が $-2\pi/N$ ラジアンであることを意味している。

そして、 $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$ ラジアンとし、かつ、 $\alpha > 1$ としたとき、 $N=4$ のときの s1 の受信劣悪点と s2 の受信劣悪点の複素平面上での配置を図 4 5 (a) (b) に示す。図 4 5 (a) (b) からわかるように、複素平面において、s1 の受信劣悪点の最

50

小距離は大きく保てており、また、同様に、s2の受信劣悪点の最小距離も大きく保てている。そして、 $\alpha < 1$ のときにも同様な状態となる。また、実施の形態9と同様に考えると、Nが奇数のときのほうが、Nが偶数のときと比較し、複素平面において、受信劣悪点間の距離が大きくなる可能性が高い。ただし、Nが小さい値、例えば、 $N \leq 16$ 以下の場合、複素平面における受信劣悪点の最小距離は、受信劣悪点の存在する個数が少ないため、ある程度の長さを確保することができる。したがって、 $N \leq 16$ の場合は、偶数であっても、データの受信品質を確保することができる場合が存在する可能性がある。

【0632】

したがって、式(234)、(235)に基づく規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、Nは奇数にすると、データの受信品質を向上させることができる可能性が高い。なお、式(234)、(235)に基づき $F[0] \sim F[2N-1]$ のプリコーディング行列が生成されたことになる($F[0] \sim F[2N-1]$ のプリコーディング行列は、周期2Nに対しどのような順番にならべて使用してもよい。)。そして、例えば、シンボル番号 $2Ni$ のとき $F[0]$ を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号 $2Ni+1$ のとき $F[1]$ を用いてプリコーディングを行い、 $\dots$ 、シンボル番号 $2N \times i + h$ のとき $F[h]$ を用いてプリコーディングを行う($h=0, 1, 2, \dots, 2N-2, 2N-1$)ことになる。(ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。)また、s1、s2の変調方式が、ともに16QAMのとき、 α を式(233)とすると、IQ平面における $16 \times 16 = 256$ 個の信号点間の最小距離をある特定のLOS環境において大きくできるという効果を得ることができる可能性がある。

【0633】

また、<条件#23>と異なる条件として、以下の条件を考える。

【0634】

【数257】

<条件#26>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

【0635】

(x は $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ (x は N 以上 $2N-1$ 以下の整数)であり、 y は $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ (y は N 以上 $2N-1$ 以下の整数)であり、 $x \neq y$ である。)

【0636】

【数258】

<条件#27>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

【0637】

(x は $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ (x は N 以上 $2N-1$ 以下の整数)であり、 y は $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ (y は N 以上 $2N-1$ 以下の整数)であり、 $x \neq y$ である。)

このとき、<条件#21>かつ<条件#22>かつ<条件#26>かつ<条件#27>を満たすことで、複素平面におけるs1同士の受信劣悪点の距離を大きく、かつ、s2同士の

受信劣悪点の距離を大きくすることができるため、良好なデータの受信品質を得ることができる。

【0638】

本実施の形態では、時間周期 $2N$ のプリコーディングホッピング方法のための $2N$ 個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、 $2N$ 個の異なるプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ を用意することになるが、本実施の形態は、シングルキャリア伝送方式のときを例に説明しているため時間軸（または、周波数軸）方向に $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ の順に並べる場合について説明したが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した $2N$ 個の異なるプリコーディング行列 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態1と同様に、周波数軸、周波数－時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、時間周期 $2N$ のプリコーディングホッピング方法として説明しているが、 $2N$ 個の異なるプリコーディング行列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 $2N$ 個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

【0639】

また、周期 H （ H は上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期 $2N$ より大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における $2N$ 個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

（実施の形態11）

本実施の形態では、非ユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について述べる。

【0640】

周期 $2N$ の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期 $2N$ のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【0641】

【数259】

$i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ のとき：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(236)}$$

【0642】

$\alpha > 0$ であるものとし、（ i によらず）固定値であるものとする。また、 $\delta \neq \pi$ ラジアンとする。

【0643】

【数260】

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(237)}$$

10

20

30

40

50

【 0 6 4 4 】

$\alpha > 0$ であるものとし、(iによらず)固定値であるものとする。(式(236)の α と式(237)の α は同一の値であるものとする。)

このとき、実施の形態3の(数106)の条件5、および、(数107)の条件6から、式(236)に対し、以下の条件が、良好なデータの受信品質を得るためには重要となる。

【 0 6 4 5 】

【数261】

<条件#28>

10

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

【 0 6 4 6 】

(x は $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ であり、 y は $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ (x, y は0以上 $N-1$ 以下の整数)であり、 $x \neq y$ である。)

【 0 6 4 7 】

【数262】

<条件#29>

20

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

【 0 6 4 8 】

(x は $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ であり、 y は $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ (x, y は0以上 $N-1$ 以下の整数)であり、 $x \neq y$ である。)

そして、以下の条件を付加することを考える。

30

【 0 6 4 9 】

【数263】

<条件#30>

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

かつ

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y+N) \quad \text{for } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

40

【 0 6 5 0 】

なお、式(237)のかわりに、次式のプリコーディング行列を与えてもよい。

【 0 6 5 1 】

【数 2 6 4】

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき :

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda - \delta)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(238)}$$

10

【0 6 5 2】

$\alpha > 0$ であるものとし、(iによらず) 固定値であるものとする。(式(236)の α と式(238)の α は同一の値であるものとする。)

例として、実施の形態 6 で説明したように、受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するために、＜条件 # 3 1＞または＜条件 # 3 2＞を与える。

【0 6 5 3】

【数 2 6 5】

20

＜条件 # 3 1＞

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

30

【0 6 5 4】

【数 2 6 6】

＜条件 # 3 2＞

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

40

【0 6 5 5】

つまり、＜条件 3 1＞では、位相の差が $2\pi/N$ ラジアンであることを意味している。
また、＜条件 3 2＞では、位相の差が $-2\pi/N$ ラジアンであることを意味している。

そして、 $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$ ラジアンとし、かつ、 $\alpha > 1$ とし、 $\delta = (3$ 50

π)/4 ラジアンとしたとき、 $N=4$ のときのs1の受信劣悪点とs2の受信劣悪点の複素平面上での配置を図46(a)(b)に示す。このようにすることで、プリコーディング行列を切り替える周期を大きくすることができ、かつ、複素平面において、s1の受信劣悪点の最小距離は大きく保てており、また、同様に、s2の受信劣悪点の最小距離も大きく保つことができるため、良好な受信品質を得ることができる。ここでは、 $\alpha > 1$ 、 $\delta = (3\pi)/4$ ラジアン、 $N=4$ のときを例に説明したがこれに限ったものではなく、 $\pi/2$ ラジアン $\leq |\delta| < \pi$ ラジアン、かつ、 $\alpha > 0$ 、かつ、 $\alpha \neq 1$ であれば同様の効果を得ることができる。

【0656】

また、＜条件#30＞と異なる条件として、以下の条件を考える。

【0657】

【数267】

＜条件#33＞

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

10

20

【0658】

(x は $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ (x は N 以上 $2N-1$ 以下の整数)であり、 y は $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ (y は N 以上 $2N-1$ 以下の整数)であり、 $x \neq y$ である。)

【0659】

【数268】

＜条件#34＞

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

30

【0660】

(x は $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ (x は N 以上 $2N-1$ 以下の整数)であり、 y は $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ (y は N 以上 $2N-1$ 以下の整数)であり、 $x \neq y$ である。)

このとき、＜条件#28＞かつ＜条件#29＞かつ＜条件#33＞かつ＜条件#34＞を満たすことで、複素平面におけるs1同士の受信劣悪点の距離を大きく、かつ、s2同士の受信劣悪点の距離を大きくすることができるため、良好なデータの受信品質を得ることができる。

40

【0661】

本実施の形態では、時間周期 $2N$ のプリコーディングホッピング方法のための $2N$ 個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、 $2N$ 個の異なるプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ を用意することになるが、本実施の形態は、シングルキャリア伝送方式のときを例に説明しているため時間軸（または、周波数軸）方向に $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ の順に並べる場合について説明したが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した $2N$ 個の異なるプリコーディング行列 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態1と同様に、周波数軸、周波数－時間軸に対し、シンボルを配置する

50

ことで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、時間周期 $2N$ のプリコーディングホッピング方法として説明しているが、 $2N$ 個の異なるプリコーディング行列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 $2N$ 個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

【0662】

また、周期 H (H は上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期 $2N$ より大きな自然数とする) のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における $2N$ 個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

(実施の形態12)

本実施の形態では、非ユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について述べる。

周期 N の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期 N のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【0663】

【数269】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(239)}$$

10

20

【0664】

$\alpha > 0$ であるものとし、(i によらず) 固定値であるものとする。また、 $\delta \neq \pi$ ラジアン (i によらず固定値)、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は0以上 $N-1$ 以下の整数) とする。

このとき、実施の形態3の(数106)の条件5、および、(数107)の条件6から、式(239)に対し、以下の条件が、良好なデータの受信品質を得るためには重要となる。

【0665】

【数270】

<条件#35>

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

30

【0666】

(x は $0,1,2,\dots,N-2,N-1$ であり、 y は $0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (x, y は0以上 $N-1$ 以下の整数) であり、 $x \neq y$ である。)

40

【0667】

【数271】

<条件#36>

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

50

【0668】

(x は $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ であり、 y は $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ (x, y は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)であり、 $x \neq y$ である。)

例として、実施の形態6で説明したように、受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するために、＜条件#37＞または＜条件#38＞を与える。

【0669】

【数272】

＜条件#37＞

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

10

【0670】

【数273】

＜条件#38＞

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

20

30

【0671】

つまり、＜条件37＞では、位相の差が $2\pi/N$ ラジアンであることを意味している。また、＜条件38＞では、位相の差が $-2\pi/N$ ラジアンであることを意味している。

このとき、 $\pi/2$ ラジアン $\leq |\delta| < \pi$ ラジアン、かつ、 $\alpha > 0$ 、かつ、 $\alpha \neq 1$ であれば、複素平面における $s1$ 同士の受信劣悪点の距離を大きく、かつ、 $s2$ 同士の受信劣悪点の距離を大きくすることができるため、良好なデータの受信品質を得ることができる。なお、＜条件#37＞、＜条件#38＞は必ず必要となる条件ではない。

【0672】

本実施の形態では、時間周期 N のプリコーディングホッピング方法のための N 個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、 N 個の異なるプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ を用意することになるが、本実施の形態は、シングルキャリア伝送方式のときを例に説明しているため時間軸（または、周波数軸）方向に $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ の順に並べる場合について説明したが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した N 個の異なるプリコーディング行列 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態1と同様に、周波数軸、周波数－時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、時間周期 N のプリコーディン

40

50

グホッピング方法として説明しているが、N個の異なるプリコーディング行列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個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

【0673】

また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期Nより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態におけるN個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。このとき、＜条件#35＞＜条件#36＞は以下のような条件に置き換えることができる。（周期はNとして考える。）

【0674】

【数274】

＜条件#35'＞

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

10

【0675】

（xは0,1,2,...,N-2,N-1であり、yは0,1,2,...,N-2,N-1（x, yは0以上N-1以下の整数）であり、 $x \neq y$ である。）

【0676】

【数275】

＜条件#36'＞

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\delta)} \quad \text{for } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

20

【0677】

（xは0,1,2,...,N-2,N-1であり、yは0,1,2,...,N-2,N-1（x, yは0以上N-1以下の整数）であり、 $x \neq y$ である。）

30

（実施の形態13）

本実施の形態では、実施の形態8の別の例について説明する。

周期2Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期2Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【0678】

【数276】

i=0,1,2,...,N-2,N-1のとき：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(240)}$$

40

50

【 0 6 7 9 】

$\alpha > 0$ であるものとし、(iによらず)固定値であるものとする。

【 0 6 8 0 】

【 数 2 7 7 】

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(241)} \quad 10$$

【 0 6 8 1 】

$\alpha > 0$ であるものとし、(iによらず)固定値であるものとする。(式(240)の α と式(241)の α は同一の値であるものとする。)

そして、式(240)および式(241)をベースとする周期 $2 \times N \times M$ のプリコーディング行列を次式であらわす。

【 0 6 8 2 】

20

【 数 2 7 8 】

$i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ のとき：

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + X_k)} & e^{j(\theta_{21}(i) + X_k + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(242)}$$

【 0 6 8 3 】

30

このとき、 $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$ (k は0以上 $M-1$ 以下の整数)となる。

【 0 6 8 4 】

【 数 2 7 9 】

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき：

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta + Y_k)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i) + Y_k} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(243)}$$

40

【 0 6 8 5 】

このとき、 $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$ (k は0以上 $M-1$ 以下の整数)となる。また、 $X_k=Y_k$ であってもよいし、 $X_k \neq Y_k$ であってもよい。

すると、 $F[0] \sim F[2 \times N \times M - 1]$ のプリコーディング行列が生成されたことになる($F[0] \sim F[2 \times N \times M - 1]$ のプリコーディング行列は、周期 $2 \times N \times M$ どのような順番にならべて使用してもよい。)。そして、例えば、シンボル番号 $2 \times N \times M \times i$ のとき $F[0]$ を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号 $2 \times N \times M \times i + 1$ のとき $F[1]$ を用いてプリコーディングを行い、 $\dots$ 、シンボル番号 $2 \times N \times M \times i + h$ のとき $F[h]$ を用いてプリコーディングを行う($h=0, 1, 2, \dots, 2 \times N \times M - 2, 2 \times N \times M - 1$)ことになる。(ここでは、以前の

50

実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくともよい。)

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。

なお、周期 $2 \times N \times M$ のプリコーディング行列の式(242)を次式のようにしてもよい。

【0686】

【数280】

$i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ のとき:

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j(\theta_{11}(i) + X_k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + X_k + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(244)}$$

10

【0687】

このとき、 $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$ (k は 0 以上 $M-1$ 以下の整数) となる。

20

また、周期 $2 \times N \times M$ のプリコーディング行列の式(243)を式(245)～式(247)のいずれかとしてもよい。

【0688】

【数281】

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき:

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda + Y_k)} & e^{j(\theta_{11}(i) + Y_k)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix} \quad (245)$$

30

【0689】

このとき、 $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$ (k は 0 以上 $M-1$ 以下の整数) となる。

【0690】

【数282】

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき:

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + Y_k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda - \delta + Y_k)} \end{pmatrix} \quad (246)$$

40

【0691】

このとき、 $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$ (k は 0 以上 $M-1$ 以下の整数) となる。

【0692】

【数 2 8 3】

i=N,N+1,N+2,...,2N-2,2N-1のとき:

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + Y_k)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda + Y_k)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda - \delta)} \end{pmatrix} \quad (247)$$

【0 6 9 3】

10

このとき、k=0,1,...,M-2,M-1 (kは0以上M-1以下の整数)となる。

なお、受信劣悪点について着目すると、式(242)から式(247)において、

【0 6 9 4】

【数 2 8 4】

<条件# 3 9>

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

20

【0 6 9 5】

(xは0,1,2,...,N-2,N-1であり、yは0,1,2,...,N-2,N-1 (x, yは0以上N-1以下の整数)であり、x≠yである。)

【0 6 9 6】

【数 2 8 5】

<条件# 4 0>

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

30

【0 6 9 7】

(xは0,1,2,...,N-2,N-1であり、yは0,1,2,...,N-2,N-1 (x, yは0以上N-1以下の整数)であり、x≠yである。)

【0 6 9 8】

【数 2 8 6】

40

<条件# 4 1>

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x + N) \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

かつ

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y + N) \quad \text{for } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

50

【0699】

のすべてを満たすと良好なデータの受信品質を得ることができる。なお、実施の形態8では、＜条件#39＞および＜条件#40＞を満たすとよい。

また、式(242)から式(247)の X_k , Y_k に着目すると、

【0700】

【数287】

＜条件#42＞

$$X_a \neq X_b + 2 \times s \times \pi \quad \text{for } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M-2, M-1)$$

10

【0701】

(a は $0, 1, 2, \dots, M-2, M-1$ であり、 b は $0, 1, 2, \dots, M-2, M-1$ (a, b は 0 以上 $M-1$ 以下の整数)であり、 $a \neq b$ である。)

ただし、 s は整数である。

20

【0702】

【数288】

＜条件#43＞

$$Y_a \neq Y_b + 2 \times u \times \pi \quad \text{for } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M-2, M-1)$$

30

【0703】

(a は $0, 1, 2, \dots, M-2, M-1$ であり、 b は $0, 1, 2, \dots, M-2, M-1$ (a, b は 0 以上 $M-1$ 以下の整数)であり、 $a \neq b$ である。)

ただし、 u は整数である。

の2つの条件を満たすと良好なデータの受信品質を得ることができる。なお、実施の形態8では、＜条件42＞を満たすとよい。

【0704】

なお、式(242)および式(247)において、 $0 \text{ ラジアン} \leq \delta < 2 \pi \text{ ラジアン}$ としたとき、 $\delta = \pi \text{ ラジアン}$ のときユニタリ行列となり、 $\delta \neq \pi \text{ ラジアン}$ のとき非ユニタリ行列となる。本方式では、 $\pi/2 \text{ ラジアン} \leq |\delta| < \pi \text{ ラジアン}$ の非ユニタリ行列のときが一つの特徴的な構成であり、良好なデータの受信品質が得られることになる。別の構成として、ユニタリ行列の場合もあるが、実施の形態10や実施の形態16において、詳しく述べるが、式(242)から式(247)において、 N を奇数とすると、良好なデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

40

(実施の形態14)

本実施の形態では、規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、プリコーディング行列として、ユニタリ行列を用いる場合と非ユニタリ行列を用いる場合の使い分けの例について説明する。

50

【0705】

例えば、2行2列のプリコーディング行列（各要素は複素数で構成されているものとする）を用いた場合、つまり、ある変調方式に基づいた2つの変調信号（ $s_1(t)$ および $s_2(t)$ ）に対し、プリコーディングを施し、プリコーディング後の2つの信号を2つのアンテナから送信する場合について説明する。

規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を用いてデータを伝送する場合、図3及び図13の送信装置は、フレーム構成信号313により、マッピング部306A、306Bは、変調方式を切り替えることになる。このとき、変調方式の変調多値数（変調多値数：IQ平面における変調方式の信号点の数）とプリコーディング行列の関係について説明する。

10

【0706】

規則的にプリコーディング行列を切り替える方法の利点は、実施の形態6において説明したようにLOS環境において、良好なデータの受信品質を得ることができる点であり、特に、受信装置がML演算やML演算に基づくAPP（または、Max-log APP）を施した場合、その効果が大きい。ところで、ML演算は、変調方式の変調多値数に伴い、回路規模（演算規模）に大きな影響を与える。例えば、プリコーディング後の2つの信号を2つのアンテナから送信し、2つの変調信号（プリコーディング前の変調方式に基づく信号）がいずれも同一の変調方式を用いているものとする場合、変調方式がQPSKの場合、IQ平面における候補信号点（図11の受信信号点1101）の数は $4 \times 4 = 16$ 個、16QAMの場合 $16 \times 16 = 256$ 個、64QAMの場合 $64 \times 64 = 4096$ 個、256QAMの場合 $256 \times 256 = 65536$ 個、1024QAMの場合 $1024 \times 1024 = 1048576$ 個となり、受信装置の演算規模をある程度の回路規模で抑えるためには、変調方式がQPSK、16QAM、64QAMの場合は、受信装置において、ML演算（ML演算に基づく（Max-log）APP）を用い、256QAM、1024QAMの場合は、MMSE、ZFのような線形演算を用いた検波を用いることになる。（場合によっては、256QAMの場合、ML演算を用いても良い。）

20

このような受信装置を想定した場合、多重信号分離後のSNR（signal-to-noise power ratio）を考えた場合、受信装置でMMSE、ZFのような線形演算を用いている場合は、プリコーディング行列としてユニタリ行列が適しており、ML演算を用いている場合は、プリコーディング行列としてユニタリ行列・非ユニタリ行列のいずれをもちいてもよい。上述のいずれかの実施の形態の説明を考慮すると、プリコーディング後の2つの信号を2つのアンテナから送信し、2つの変調信号（プリコーディング前の変調方式に基づく信号）がいずれも同一の変調方式を用いているものとする場合、変調方式の変調多値数が64値以下（または、256値以下）のとき、規則的にプリコーディング行列を切り替える方式を用いたときのプリコーディング行列として非ユニタリ行列を用い、64値より大きい（または256値より大きい）場合、ユニタリ行列を用いると、通信システムがサポートしている全ての変調方式において、どの変調方式の場合においても、受信装置の回路規模を小さくしながら良好なデータの受信品質を得ることができるという効果を得ることができる可能性が高くなる。

30

【0707】

また、変調方式の変調多値数が64値以下（または、256値以下）の場合においてもユニタリ行列を用いたほうがよい場合がある可能性がある。このようなことを考慮すると、変調方式の変調多値数が64値以下（または、256値以下）の複数の変調方式をサポートしている場合、サポートしている複数の64値以下の変調方式のいずれかの変調方式で規則的にプリコーディング行列を切り替える方式を用いたときのプリコーディング行列として非ユニタリ行列を用いる場合が存在することが重要となる。

40

【0708】

上述では、一例として、プリコーディング後の2つの信号を2つのアンテナから送信する場合について説明したが、これに限ったものではなく、プリコーディング後のN個の信号をN個のアンテナから送信し、N個の変調信号（プリコーディング前の変調方式に基づく信号）がいずれも同一の変調方式を用いているものとする場合、変調方式の変調多値数に β_N という閾値を設け、変調方式の変調多値数が β_N 以下の複数の変調方式をサポートして

50

いる場合、サポートしている β_N 以下の複数の変調方式のいずれかの変調方式で規則的にプリコーディング行列を切り替える方式を用いたときのプリコーディング行列として非ユニタリ行列を用いる場合が存在し、変調方式の変調多値数が β_N より大きい変調方式の場合、ユニタリ行列を用いると、通信システムがサポートしている全ての変調方式において、どの変調方式の場合においても、受信装置の回路規模を小さくしながら良好なデータの受信品質を得ることができるという効果を得ることができる可能性が高くなる。（変調方式の変調多値数が β_N 以下のとき、規則的にプリコーディング行列を切り替える方式を用いたときのプリコーディング行列として非ユニタリ行列を常に用いてもよい。）

上述では、同時に送信する N 個の変調信号の変調方式が、同一の変調方式を用いている場合で説明したが、以下では、同時に送信する N 個の変調信号において、2種類以上の変調方式が存在する場合について説明する。

10

【0709】

例として、プリコーディング後の2つの信号を2つのアンテナから送信する場合について説明する。2つの変調信号（プリコーディング前の変調方式に基づく信号）がいずれも同一の変調方式、または、異なる変調方式であるものとしたとき、変調多値数が 2^{a_1} 値の変調方式と変調多値数が 2^{a_2} 値の変調方式を用いているものとする。このとき、受信装置においてML演算（ML演算に基づく（Max-log）APP）を用いている場合、IQ平面における候補信号点（図11の受信信号点1101）の数は、 $2^{a_1} \times 2^{a_2} = 2^{a_1 + a_2}$ の候補信号点が存在することになる。このとき、上記で述べたように、受信装置の回路規模を小さくしながら良好なデータの受信品質を得ることができるためには、 $2^{a_1 + a_2}$ に対し 2^β という閾値を設け、 $2^{a_1 + a_2} \leq 2^\beta$ のとき、規則的にプリコーディング行列を切り替える方式を用いたときのプリコーディング行列として非ユニタリ行列を用い、 $2^{a_1 + a_2} > 2^\beta$ 場合、ユニタリ行列を用いるとよい。

20

【0710】

また、 $2^{a_1 + a_2} \leq 2^\beta$ の場合においてもユニタリ行列を用いたほうがよい場合がある可能性がある。このようなことを考慮すると、 $2^{a_1 + a_2} \leq 2^\beta$ の複数の変調方式の組み合わせをサポートしている場合、サポートしている $2^{a_1 + a_2} \leq 2^\beta$ の複数の変調方式の組み合わせのいずれかの変調方式の組み合わせで規則的にプリコーディング行列を切り替える方式を用いたときのプリコーディング行列として非ユニタリ行列を用いる場合が存在することが重要となる。

30

【0711】

上述では、一例として、プリコーディング後の2つの信号を2つのアンテナから送信する場合について説明したが、これに限ったものではない。例えば、 N 個の変調信号（プリコーディング前の変調方式に基づく信号）がいずれも同一の変調方式、または、異なる変調方式が存在する場合のとき、第 i の変調信号の変調方式の変調多値数を 2^{a_i} とする（ $i = 1, 2, \dots, N-1, N$ ）。

【0712】

このとき、受信装置においてML演算（ML演算に基づく（Max-log）APP）を用いている場合、IQ平面における候補信号点（図11の受信信号点1101）の数は、 $2^{a_1} \times 2^{a_2} \times \dots \times 2^{a_i} \times \dots \times 2^{a_N} = 2^{a_1 + a_2 + \dots + a_i + \dots + a_N}$ の候補信号点が存在することになる。このとき、上記で述べたように、受信装置の回路規模を小さくしながら良好なデータの受信品質を得ることができるためには、 $2^{a_1 + a_2 + \dots + a_i + \dots + a_N}$ に対し 2^β という閾値を設け、

40

【0713】

【数 2 8 9】

<条件# 4 4>

$$2^{a1+a2+\cdots+ai+\cdots+aN} = 2^Y \leq 2^\beta \quad \cdots\text{式(248)}$$

$$\text{ただし、} Y = \sum_{i=1}^N a_i$$

10

【0 7 1 4】

<条件# 4 4>を満たす複数の変調方式の組み合わせをサポートしている場合、サポートしている<条件# 4 4>を満たす複数の変調方式の組み合わせのいずれかの変調方式の組み合わせで規則的にプリコーディング行列を切り替える方式を用いたときのプリコーディング行列として非ユニタリ行列を用いる場合が存在し、

【0 7 1 5】

【数 2 9 0】

<条件# 4 5>

$$2^{a1+a2+\cdots+ai+\cdots+aN} = 2^Y > 2^\beta \quad \cdots\text{式(249)}$$

$$\text{ただし、} Y = \sum_{i=1}^N a_i$$

20

【0 7 1 6】

<条件# 4 5>を満たすすべての変調方式の組み合わせの場合、ユニタリ行列を用いると、通信システムがサポートしている全ての変調方式において、どの変調方式の組み合わせの場合においても、受信装置の回路規模を小さくしながら良好なデータの受信品質を得ることができるという効果を得ることができる可能性が高くなる。(サポートしている<条件# 4 4>を満たす複数の変調方式の組み合わせすべてにおいて、規則的にプリコーディング行列を切り替える方式を用いたときのプリコーディング行列として非ユニタリ行列を用いてもよい。)

(実施の形態 1 5)

本実施の形態では、OFDMのようなマルチキャリア伝送方式を用いた、規則的にプリコーディング行列を切り替える方式のシステム例について説明する。

40

【0 7 1 7】

図 4 7 は、本実施の形態における OFDM のようなマルチキャリア伝送方式を用いた、規則的にプリコーディング行列を切り替える方式のシステムにおいて、放送局(基地局)が送信する送信信号の、時間一周波数軸におけるフレーム構成の一例を示している。(時間 \$ 1 \$ から時間 \$ T \$ までのフレーム構成とする。)図 4 7 (A) は、実施の形態 1 等で説明したストリーム \$ s 1 \$ の時間一周波数軸におけるフレーム構成、図 4 7 (B) は、実施の形態 1 等で説明したストリーム \$ s 2 \$ の時間一周波数軸におけるフレーム構成を示している。ストリーム \$ s 1 \$ とストリーム \$ s 2 \$ の同一時間、同一(サブ)キャリアのシンボルは、複数のアンテナを用いて、同一時間、同一周波数で送信されることになる。

50

【0718】

図47(A)(B)では、OFDMを用いたときに使用される(サブ)キャリアは、(サブ)キャリアa～(サブ)キャリアa+Naで構成されたキャリア群#A、(サブ)キャリアb～(サブ)キャリアb+Nbで構成されたキャリア群#B、(サブ)キャリアc～(サブ)キャリアc+Ncで構成されたキャリア群#C、(サブ)キャリアd～(サブ)キャリアd+Ndで構成されたキャリア群#D、・・・で分割するものとする。そして、各サブキャリア群では、複数の送信方法をサポートするものとする。ここで、複数の送信方法をサポートすることで、各送信方法がもつ利点を効果的に活用することが可能となる。例えば、図47(A)(B)では、キャリア群#Aは、空間多重MIMO伝送方式、または、プリコーディング行列が固定のMIMO伝送方式を用いるものとし、キャリア群#Bは規則的にプリコーディング行列を切り替えるMIMO伝送方式を用いるものとし、キャリア群#Cはストリームs1のみ送信し、キャリア群#Dは時空間ブロック符号を用いて送信するものとする。

10

図48は、本実施の形態におけるOFDMのようなマルチキャリア伝送方式を用いた、規則的にプリコーディング行列を切り替える方式のシステムにおいて、放送局(基地局)が送信する送信信号の、時間一周波数軸におけるフレーム構成の一例を示しており、図47とは異なる時間の時間\$X\$から時間\$X+T'\$までのフレーム構成を示している。図48は、図47と同様に、OFDMを用いたときに使用される(サブ)キャリアは、(サブ)キャリアa～(サブ)キャリアa+Naで構成されたキャリア群#A、(サブ)キャリアb～(サブ)キャリアb+Nbで構成されたキャリア群#B、(サブ)キャリアc～(サブ)キャリアc+Ncで構成されたキャリア群#C、(サブ)キャリアd～(サブ)キャリアd+Ndで構成されたキャリア群#D、・・・で分割するものとする。そして、図48が図47と異なる点は、図47で用いられている通信方式と図48で用いられている通信方式が異なるキャリア群が存在することである。図48では、(A)(B)では、キャリア群#Aは、時空間ブロック符号を用いて送信するものとし、キャリア群#Bは規則的にプリコーディング行列を切り替えるMIMO伝送方式を用いるものとし、キャリア群#Cは規則的にプリコーディング行列を切り替えるMIMO伝送方式を用いるものとし、キャリア群#Dはストリームs1のみ送信するものとする。

20

【0719】

次に、サポートする送信方法について説明する。

30

図49は、空間多重MIMO伝送方式、または、プリコーディング行列が固定のMIMO伝送方式を用いたときの信号処理方法を示しており、図6と同様の番号を付している。ある変調方式にしたがったベースバンド信号である、重み付け合成部600は、ストリームs1(t)(307A)およびストリームs2(t)(307B)、および、重み付け方法に関する情報315を入力とし、重み付け後の変調信号z1(t)(309A)および重み付け後の変調信号z2(t)(309B)を出力する。ここで、重み付け方法に関する情報315が、空間多重MIMO伝送方式を示していた場合、図49の方式#1の信号処理が行われる。つまり、以下の処理が行われる。

【0720】

【数291】

40

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(250)} \end{aligned}$$

50

【0721】

ただし、1つの変調信号を送信する方式をサポートしている場合、送信電力の点から、式(250)は、式(251)のようにあらわされることもある。

【0722】

【数292】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} s1(t) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} s2(t) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(251)} \end{aligned}$$

10

【0723】

そして、重み付け方法に関する情報315が、プリコーディング行列が固定のMIMO伝送方式を示している場合、例えば、図49の方式#2の信号処理が行われる。つまり、以下の処理が行われる。

20

【0724】

【数293】

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}} & \alpha \times e^{j(\theta_{11} + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}} & e^{j(\theta_{21} + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(252)}$$

30

【0725】

ここで、 θ_{11} 、 θ_{12} 、 λ 、 δ は固定値となる。

図50は、時空間ブロック符号を用いたときの変調信号の構成を示している。図50の時空間ブロック符号化部(5002)は、ある変調信号に基づくベースバンド信号が入力とする。例えば、時空間ブロック符号化部(5002)は、シンボルs1、シンボルs2、・・・を入力とする。すると、図50のように、時空間ブロック符号化が行われ、z1(5003A)は、「シンボル#0としてs1」「シンボル#1として-s2*」「シンボル#2としてs3」「シンボル#3として-s4*」・・・となり、z2(5003B)は、「シンボル#0としてs2」「シンボル#1としてs1*」「シンボル#2としてs4」「シンボル#3としてs3*」・・・となる。このとき、z1におけるシンボル#X、z2におけるシンボル#Xは同一時間に同一周波数によりアンテナから送信されることになる。

40

【0726】

図47、図48では、データを伝送するシンボルのみを記載しているが、実際には、伝送方式、変調方式、誤り訂正方式等の情報を伝送する必要がある。例えば、図51のように、1つの変調信号z1のみでこれらの情報を定期的に伝送すれば、これらの情報を通信相手に伝送することができる。また、伝送路の変動、つまり、受信装置がチャネル変動を推定するためのシンボル(例えば、パイロットシンボル、リファレンスシンボル、プリアンブル、送受信で既知の(PSK: Phase Shift Keying)シンボル)を伝送する必要がある。図47、図48では、これらのシンボルを省略して記述しているが、実際は、チャネ

50

ル変動を推定するためのシンボルが時間一周波数軸のフレーム構成において、含まれることになる。したがって、各キャリア群は、データを伝送するためのシンボルのみだけで構成されているわけではない。（この点については、実施の形態1においても同様である。）

図52は、本実施の形態における放送局（基地局）の送信装置の構成の一例を示している。送信方法決定部（5205）は、各キャリア群のキャリア数、変調方式、誤り訂正方式、誤り訂正符号の符号化率、送信方法等の決定を行い、制御信号（5206）として出力する。

変調信号生成部#1（5201__1）は、情報（5200__1）および制御信号（5206）を入力とし、制御信号（5206）の通信方式の情報に基づき、図47、図48のキャリア群#Aの変調信号z1（5202__1）および変調信号z2（5203__1）を出力する。

10

【0727】

同様に、変調信号生成部#2（5201__2）は、情報（5200__2）および制御信号（5206）を入力とし、制御信号（5206）の通信方式の情報に基づき、図47、図48のキャリア群#Bの変調信号z1（5202__2）および変調信号z2（5203__2）を出力する。

同様に、変調信号生成部#3（5201__3）は、情報（5200__3）および制御信号（5206）を入力とし、制御信号（5206）の通信方式の情報に基づき、図47、図48のキャリア群#Cの変調信号z1（5202__3）および変調信号z2（5203__3）を出力する。

20

【0728】

同様に、変調信号生成部#4（5201__4）は、情報（5200__4）および制御信号（5206）を入力とし、制御信号（5206）の通信方式の情報に基づき、図47、図48のキャリア群#Dの変調信号z1（5202__4）および変調信号z2（5203__4）を出力する。

以下、図示していないが、変調信号生成部#5から変調信号生成部#M-1まで同様とする。

そして、同様に、変調信号生成部#M（5201__M）は、情報（5200__M）および制御信号（5206）を入力とし、制御信号（5206）の通信方式の情報に基づき、あるキャリア群の変調信号z1（5202__M）および変調信号z2（5203__M）を出力する。

30

【0729】

OFDM方式関連処理部（5207__1）は、キャリア群#Aの変調信号z1（5202__1）、キャリア群#Bの変調信号z1（5202__2）、キャリア群#Cの変調信号z1（5202__3）、キャリア群#Dの変調信号z1（5202__4）、・・・、あるキャリア群の変調信号z1（5202__M）、および、制御信号（5206）を入力とし、並び換え、逆フーリエ変換、周波数変換、増幅等の処理を施し、送信信号（5208__1）を出力し、送信信号（5208__1）は、アンテナ（5209__1）から電波として出力される。

40

【0730】

同様に、OFDM方式関連処理部（5207__2）は、キャリア群#Aの変調信号z1（5203__1）、キャリア群#Bの変調信号z2（5203__2）、キャリア群#Cの変調信号z2（5203__3）、キャリア群#Dの変調信号z2（5203__4）、・・・、あるキャリア群の変調信号z2（5203__M）、および、制御信号（5206）を入力とし、並び換え、逆フーリエ変換、周波数変換、増幅等の処理を施し、送信信号（5208__2）を出力し、送信信号（5208__2）は、アンテナ（5209__2）から電波として出力される。

【0731】

図53は、図52の変調信号生成部#1～#Mの構成の一例を示している。誤り訂正符

50

号化部（５３０２）は、情報（５３００）および、制御信号（５３０１）を入力とし、制御信号（５３０１）にしたがって、誤り訂正符号化方式、誤り訂正符号化の符号化率を設定し、誤り訂正符号化を行い、誤り訂正符号化後のデータ（５３０３）を出力する。（誤り訂正符号化方式、誤り訂正符号化の符号化率の設定により、例えば、LDPC符号、ターボ符号、畳み込み符号等を用いたとき、符号化率によっては、パンクチャを行い、符号化率を実現する場合がある。）

インタリーブ部（５３０４）は、誤り訂正符号化後のデータ（５３０３）、制御信号（５３０１）を入力とし、制御信号（５３０１）に含まれるインタリーブ方法の情報に従い、誤り訂正符号化後のデータ（５３０３）の並び換えを行い、インタリーブ後のデータ（５３０５）を出力する。

10

【０７３２】

マッピング部（５３０６__１）は、インタリーブ後のデータ（５３０５）および制御信号（５３０１）を入力とし、制御信号（５３０１）に含まれる変調方式の情報に従い、マッピング処理を行い、ベースバンド信号（５３０７__１）を出力する。

同様に、マッピング部（５３０６__２）は、インタリーブ後のデータ（５３０５）および制御信号（５３０１）を入力とし、制御信号（５３０１）に含まれる変調方式の情報に従い、マッピング処理を行い、ベースバンド信号（５３０７__２）を出力する。

【０７３３】

信号処理部（５３０８）は、ベースバンド信号（５３０７__１）、ベースバンド信号（５３０７__２）および制御信号（５３０１）を入力とし、制御信号（５３０１）に含まれる伝送方法（ここでは、例えば、空間多重MIMO伝送方式、固定的なプリコーディング行列を用いるMIMO方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるMIMO方式、時空間ブロック符号化、ストリームs１のみ送信する伝送方式）の情報に基づき、信号処理を行い、信号処理後の信号z１（５３０９__１）および信号処理後のz２（５３０９__２）を出力する。なお、ストリームs１のみを送信する伝送方式が選択された場合、信号処理部（５３０８）は、信号処理後のz２（５３０９__２）を出力しないこともある。また、図５３では、誤り訂正符号化部が一つの構成を示したがこれに限ったものではなく、例えば、図３に示すように、複数の符号化器を具備していてもよい。

20

【０７３４】

図５４は、図５２におけるOFDM方式関連処理部（５２０７__１、および、５２０７__２）の構成の一例を示しており、図１４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。並び替え部（５４０２Ａ）は、キャリア群＃Ａの変調信号z１（５４００__１）、キャリア群＃Ｂの変調信号z１（５４００__２）、キャリア群＃Ｃの変調信号z１（５４００__３）、キャリア群＃Ｄの変調信号z１（５４００__４）、・・・、あるキャリア群の変調信号z１（５４００__Ｍ）、および、制御信号（５４０３）を入力とし、並び替えを行い、並び替え後の信号１４０５Ａおよび１４０５Ｂを出力する。なお、図４７、図４８、図５１では、キャリア群の割り当てを、集合したサブキャリアで構成する例で説明しているが、これに限ったものではなく、時間ごとに離散的なサブキャリアによりキャリア群を構成してもよい。また、図４７、図４８、図５１では、キャリア群のキャリア数は、時間において変更しない例で説明しているが、これに限ったものではない。この点については、別途、後で、説明する。

30

40

【０７３５】

図５５は、図４７、図４８、図５１のようにキャリア群ごとに伝送方式を設定する方式の時間一周波数軸におけるフレーム構成の詳細の例を示している。図５５において、制御情報シンボルを５５００、個別制御情報シンボルを５５０１、データシンボルを５５０２、パイロットシンボルを５５０３で示す。また、図５５（Ａ）はストリームs１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５５（Ｂ）はストリームs２の時間一周波数軸におけるフレーム構成を示している。

【０７３６】

制御情報シンボルは、キャリア群共通の制御情報を伝送するためのシンボルであり、送

50

受信機が周波数、時間同期を行うためのシンボル、(サブ)キャリアの割り当てに関する情報等で構成されている。そして、制御シンボルは、時刻 \$ 1\$ において、ストリーム \$ s_1\$ のみから送信されるものとする。

個別制御情報シンボルは、サブキャリア群個別の制御情報を伝送するためのシンボルであり、データシンボルの、伝送方式・変調方式・誤り訂正符号化方式・誤り訂正符号化の符号化率・誤り訂正符号のブロックサイズ等の情報、パイロットシンボルの挿入方法の情報、パイロットシンボルの送信パワーの情報等で構成されている。個別制御情報シンボルは、時刻 \$ 1\$ において、ストリーム \$ s_1\$ のみから送信されるものとする。

【0737】

データシンボルは、データ(情報)を伝送するためのシンボルであり、図47~図50を用いて説明したように、例えば、空間多重MIMO伝送方式、固定的なプリコーディング行列を用いるMIMO方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるMIMO方式、時空間ブロック符号化、ストリーム \$ s_1\$ のみ送信する伝送方式のいずれかの伝送方式のシンボルである。なお、キャリア群 #A、キャリア群 #B、キャリア群 #C、キャリア群 #Dにおいて、ストリーム \$ s_2\$ にデータシンボルが存在するように記載しているが、ストリーム \$ s_1\$ のみ送信する伝送方式を用いている場合は、ストリーム \$ s_2\$ にデータシンボルが存在しない場合もある。

【0738】

パイロットシンボルは、受信装置が、チャネル推定、つまり、式(36)の $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ に相当する変動を推定するためのシンボルである。(ここでは、OFDM方式のようなマルチキャリア伝送方式を用いているため、サブキャリアごとに $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ に相当する変動を推定するためのシンボルということになる。)したがって、パイロットシンボルは、例えば、PSK伝送方式を用いており、送受信機で既知のパターンとなるように構成することになる。また、パイロットシンボルを、受信装置は、周波数オフセットの推定、位相ひずみ推定、時間同期に用いてもよい。

【0739】

図56は、図52の送信装置が送信した変調信号を受信するための受信装置の構成の一例を示しており、図7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、OFDM方式関連処理部(5600__X)は、受信信号702__Xを入力とし、所定の処理を行い、信号処理後の信号704__Xを出力する。同様に、OFDM方式関連処理部(5600__Y)は、受信信号702__Yを入力とし、所定の処理を行い、信号処理後の信号704__Yを出力する。

【0740】

図56の制御情報復号部709は、信号処理後の信号704__Xおよび信号処理後の信号704__Yを入力とし、図55における制御情報シンボルおよび個別制御情報シンボルを抽出し、これらのシンボルで伝送した制御情報を得、この情報を含む制御信号710を出力する。

変調信号 \$ z_1\$ のチャネル変動推定部705__1は、信号処理後の信号704__X、および、制御信号710を入力とし、この受信装置が必要とするキャリア群(所望のキャリア群)におけるチャネル推定を行い、チャネル推定信号706__1を出力する。

【0741】

同様に、変調信号 \$ z_2\$ のチャネル変動推定部705__2は、信号処理後の信号704__X、および、制御信号710を入力とし、この受信装置が必要とするキャリア群(所望のキャリア群)におけるチャネル推定を行い、チャネル推定信号706__2を出力する。

同様に、変調信号 \$ z_1\$ のチャネル変動推定部705__1は、信号処理後の信号704__Y、および、制御信号710を入力とし、この受信装置が必要とするキャリア群(所望のキャリア群)におけるチャネル推定を行い、チャネル推定信号708__1を出力する。

【0742】

同様に、変調信号 \$ z_2\$ のチャネル変動推定部705__2は、信号処理後の信号704__

10

20

30

40

50

Y、および、制御信号710を入力とし、この受信装置が必要とするキャリア群（所望のキャリア群）におけるチャンネル推定を行い、チャンネル推定信号708__2を出力する。

そして、信号処理部711は、信号706__1、706__2、708__1、708__2、704__X、704__Y、および制御信号710を入力とし、制御信号710に含まれている、所望のキャリア群で伝送したデータシンボルにおける、伝送方式・変調方式・誤り訂正符号化方式・誤り訂正符号化の符号化率・誤り訂正符号のブロックサイズ等の情報に基づき、復調、復号の処理を行い、受信データ712を出力する。

【0743】

図57は、図56におけるOFDM方式関連処理部（5600__X、5600__Y）の構成を示しており、周波数変換部（5701）は、受信信号（5700）を入力とし、周波数変換を行い、周波数変換後の信号（5702）を出力する。

フーリエ変換部（5703）は、周波数変換後の信号（5702）を入力とし、フーリエ変換を行い、フーリエ変換後の信号（5704）を出力する。

【0744】

以上のように、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、複数のキャリア群に分割し、キャリア群ごとに伝送方式を設定することで、キャリア群ごとに受信品質、かつ、伝送速度を設定することができるため、柔軟なシステムを構築できるという効果を得ることができる。このとき、他の実施の形態で述べたような、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を選択できるようにすることで、LOS環境に対し、高い受信品質を得ることができるとともに、高い伝送速度を得ることができる、という利点を得ることができる。なお、本実施の形態では、キャリア群が設定可能な伝送方式として、「空間多重MIMO伝送方式、固定的なプリコーディング行列を用いるMIMO方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるMIMO方式、時空間ブロック符号化、ストリームs1のみ送信する伝送方式」をあげたがこれに限ったものではなく、このとき、時空間符号として、図50の方式を説明したがこれに限ったものではなく、また、固定的なプリコーディング行列を用いるMIMO方式は、図49の方式#2に限ったものではなく、固定的なプリコーディング行列で構成されていればよい。また、本実施の形態では、送信装置のアンテナ数を2の場合で説明したがこれに限ったものではなく、2より大きい場合においても、キャリア群ごとに「空間多重MIMO伝送方式、固定的なプリコーディング行列を用いるMIMO方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるMIMO方式、時空間ブロック符号化、ストリームs1のみ送信する伝送方式」のいずれか伝送方式を選択できるようにすれば、同様の効果を得ることができる。

【0745】

図58は、図47、図48、図51とは異なるキャリア群の割り当て方法を示している。図47、図48、図51、図55では、キャリア群の割り当てを、集合したサブキャリアで構成する例で説明しているが、図58では、キャリア群のキャリアを離散的に配置していることが特徴となっている。図58は、図47、図48、図51、図55とは異なる、時間一周波数軸におけるフレーム構成の一例を示しており、図58では、キャリア1からキャリアH、時間\$1から時間\$Kのフレーム構成を示しており、図55と同様のものについては同一符号を付している。図58のデータシンボルにおいて、「A」と記載されているシンボルはキャリア群Aのシンボルであること、「B」と記載されているシンボルはキャリア群Bのシンボルであること、「C」と記載されているシンボルはキャリア群Cのシンボルであること、「D」と記載されているシンボルはキャリア群Dのシンボルであること、を示している。このようにキャリア群は、（サブ）キャリア方向において、離散的に配置しても同様に実施することができ、また、時間軸方向において、常に同一のキャリアを使用する必要はない。このような配置を行うことで、時間、周波数ダイバーシチゲインを得ることができるという効果を得ることができる。

【0746】

図47、図48、図51、図58において、制御情報シンボル、固有制御情報シンボルをキャリア群ごとに同一の時間に配置しているが、異なる時間に配置してもよい。また、

キャリア群が使用する（サブ）キャリア数は、時間とともに変更してもよい。

（実施の形態 16）

本実施の形態では、実施の形態 10 と同様、ユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について、N を奇数とする場合について述べる。

【0747】

周期 2N の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期 2N のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【0748】

【数 294】

$i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ のとき：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(253)}$$

10

20

【0749】

$\alpha > 0$ であるものとし、（ i によらず）固定値であるものとする。

【0750】

【数 295】

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(254)}$$

30

【0751】

$\alpha > 0$ であるものとし、（ i によらず）固定値であるものとする。（式(253)の α と式(254)の α は同一の値であるものとする。）

このとき、実施の形態 3 の（数 106）の条件 5、および、（数 107）の条件 6 から、式（253）に対し、以下の条件が、良好なデータの受信品質を得るためには重要となる。

【0752】

【数 296】

<条件 #46>

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

40

【0753】

（ x は $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ であり、 y は $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ （ x, y は 0 以上 $N-1$ 以下の整数）であり、 $x \neq y$ である。）

50

【 0 7 5 4 】

【 数 2 9 7 】

<条件# 4 7>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

10

【 0 7 5 5 】

(xは0,1,2, ..., N-2, N-1であり、yは0,1,2, ..., N-2, N-1 (x, yは0以上N-1以下の整数)であり、x≠yである。)

そして、以下の条件を付加することを考える。

【 0 7 5 6 】

【 数 2 9 8 】

<条件# 4 8>

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

かつ

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y+N) \quad \text{for } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

20

【 0 7 5 7 】

30

次に、実施の形態6で説明したように、受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するために、<条件# 4 9>または<条件# 5 0>を与える。

【 0 7 5 8 】

【 数 2 9 9 】

<条件# 4 9>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

40

【 0 7 5 9 】

【数 3 0 0】

<条件# 5 0>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2)$$

10

【0 7 6 0】

つまり、<条件 4 9>では、位相の差が $2\pi/N$ ラジアンであることを意味している。
また、<条件 5 0>では、位相の差が $-2\pi/N$ ラジアンであることを意味している。

そして、 $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$ ラジアンとし、かつ、 $\alpha > 1$ としたとき、 $N=3$ のときの $s1$ の受信劣悪点と $s2$ の受信劣悪点の複素平面上での配置を図 6 0 (a) (b) に示す。図 6 0 (a) (b) からわかるように、複素平面において、 $s1$ の受信劣悪点の最小距離は大きく保てており、また、同様に、 $s2$ の受信劣悪点の最小距離も大きく保てている。そして、 $\alpha < 1$ のときにも同様な状態となる。また、実施の形態 1 0 の図 4 5 と比較すると、実施の形態 9 と同様に考えると、 N が奇数のときのほうが、 N が偶数のときと比較し、複素平面において、受信劣悪点間の距離が大きくなる可能性が高い。ただし、 N が小さい値、例えば、 $N \leq 16$ 以下の場合、複素平面における受信劣悪点の最小距離は、受信劣悪点の存在する個数が少ないため、ある程度の長さを確保することができる。したがって、 $N \leq 16$ の場合は、偶数であっても、データの受信品質を確保することができる場合が存在する可能性がある。

20

【0 7 6 1】

したがって、式 (2 5 3)、(2 5 4) に基づく規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、 N は奇数にすると、データの受信品質を向上させることができる可能性が高い。なお、式 (2 5 3)、(2 5 4) に基づき $F[0] \sim F[2N-1]$ のプリコーディング行列が生成されたことになる ($F[0] \sim F[2N-1]$ のプリコーディング行列は、周期 $2N$ に対しどのような順番にならべて使用してもよい。)。そして、例えば、シンボル番号 $2Ni$ のとき $F[0]$ を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号 $2Ni+1$ のとき $F[1]$ を用いてプリコーディングを行い、 $\dots$ 、シンボル番号 $2N \times i + h$ のとき $F[h]$ を用いてプリコーディングを行う ($h=0, 1, 2, \dots, 2N-2, 2N-1$) ことになる。(ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。) また、 $s1$ 、 $s2$ の変調方式が、ともに 16 QAM のとき、 α を式 (2 3 3) とすると、IQ 平面における $16 \times 16 = 256$ 個の信号点間の最小距離をある特定の LOS 環境において大きくできるという効果を得ることができる可能性がある。

30

【0 7 6 2】

また、<条件# 4 8> と異なる条件として、以下の条件を考える。

40

【0 7 6 3】

【数 3 0 1】

<条件# 5 1>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

50

【 0 7 6 4 】

(x は $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ (x は N 以上 $2N-1$ 以下の整数)であり、 y は $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ (y は N 以上 $2N-1$ 以下の整数)であり、 $x \neq y$ である。)

【 0 7 6 5 】

【数 3 0 2】

<条件# 5 2>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

10

【 0 7 6 6 】

(x は $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ (x は N 以上 $2N-1$ 以下の整数)であり、 y は $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ (y は N 以上 $2N-1$ 以下の整数)であり、 $x \neq y$ である。)

このとき、<条件# 4 6>かつ<条件# 4 7>かつ<条件# 5 1>かつ<条件# 5 2>を満たすことで、複素平面における $s1$ 同士の受信劣悪点の距離を大きく、かつ、 $s2$ 同士の受信劣悪点の距離を大きくすることができるため、良好なデータの受信品質を得ることができる。

20

【 0 7 6 7 】

本実施の形態では、時間周期 $2N$ のプリコーディングホッピング方法のための $2N$ 個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、 $2N$ 個の異なるプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ を用意することになるが、本実施の形態は、シングルキャリア伝送方式のときを例に説明しているため時間軸（または、周波数軸）方向に $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ の順に並べる場合について説明したが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した $2N$ 個の異なるプリコーディング行列 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態1と同様に、周波数軸、周波数—時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、時間周期 $2N$ のプリコーディングホッピング方法として説明しているが、 $2N$ 個の異なるプリコーディング行列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 $2N$ 個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

30

【 0 7 6 8 】

また、周期 H (H は上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期 $2N$ より大きな自然数とする)のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における $2N$ 個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

40

(実施の形態1 7)

本実施の形態では、実施の形態8に基づく具体的なプリコーディングウェイトを規則的に切り替える方法の例を説明する。

【 0 7 6 9 】

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）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

50

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同相I、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))、重み付け情報に関する情報315を入力とし、重み付け情報に関する情報315にしたがった重み付け方法を施し、図3の重み付け合成後の信号309A(z1(t))、309B(z2(t))を出力する。

10

【0770】

このとき、例えば、実施の形態6における例8の周期N=8のプリコーディング行列切り替え方法を用いた場合、z1(t)、z2(t)は以下のようにあらわされる。

シンボル番号8iのとき(iは0以上の整数とする)：

【0771】

【数303】

$$\begin{pmatrix} z1(8i) \\ z2(8i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i) \\ s2(8i) \end{pmatrix}$$

(255)

20

【0772】

ただし、jは虚数単位、k=0。

シンボル番号8i+1のとき：

【0773】

【数304】

$$\begin{pmatrix} z1(8i+1) \\ z2(8i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+1) \\ s2(8i+1) \end{pmatrix}$$

(256)

30

【0774】

ただし、k=1。

シンボル番号8i+2のとき：

【0775】

【数305】

$$\begin{pmatrix} z1(8i+2) \\ z2(8i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+2) \\ s2(8i+2) \end{pmatrix}$$

(257)

40

【0776】

ただし、k=2。

シンボル番号8i+3のとき：

50

【 0 7 7 7 】

【 数 3 0 6 】

$$\begin{pmatrix} z1(8i+3) \\ z2(8i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+3) \\ s2(8i+3) \end{pmatrix} \quad (258)$$

【 0 7 7 8 】

10

ただし、k=3。

シンボル番号 8 i + 4 のとき：

【 0 7 7 9 】

【 数 3 0 7 】

$$\begin{pmatrix} z1(8i+4) \\ z2(8i+4) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+4) \\ s2(8i+4) \end{pmatrix} \quad (259)$$

20

【 0 7 8 0 】

ただし、k=4。

シンボル番号 8 i + 5 のとき：

【 0 7 8 1 】

【 数 3 0 8 】

$$\begin{pmatrix} z1(8i+5) \\ z2(8i+5) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+5) \\ s2(8i+5) \end{pmatrix} \quad (260)$$

30

【 0 7 8 2 】

ただし、k=5。

シンボル番号 8 i + 6 のとき：

【 0 7 8 3 】

【 数 3 0 9 】

$$\begin{pmatrix} z1(8i+6) \\ z2(8i+6) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+6) \\ s2(8i+6) \end{pmatrix} \quad (261)$$

40

【 0 7 8 4 】

ただし、k=6。

シンボル番号 8 i + 7 のとき：

【 0 7 8 5 】

【数 3 1 0】

$$\begin{pmatrix} z1(8i+7) \\ z2(8i+7) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{1\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+7) \\ s2(8i+7) \end{pmatrix} \quad (262)$$

【0 7 8 6】

ただし、 $k=7$ 。

ここで、シンボル番号と記載しているが、シンボル番号は時刻（時間）と考えてもよい。他の実施の形態で説明したとおり、例えば、式（262）において、時刻 $8i+7$ の $z1(8i+7)$ と $z2(8i+7)$ は、同一時刻の信号であり、かつ、 $z1(8i+7)$ と $z2(8i+7)$ は同一（共通の）周波数を用いて送信装置が送信することになる。つまり、時刻 T の信号を $s1(T)$ 、 $s2(T)$ 、 $z1(T)$ 、 $z2(T)$ とすると、何らかのプリコーディング行列と $s1(T)$ および $s2(T)$ から、 $z1(T)$ および $z2(T)$ を求め、 $z1(T)$ および $z2(T)$ は同一（共通の）周波数を用いて（同一時刻（時間）に）送信装置が送信することになる。また、OFDM等のマルチキャリア伝送方式を用いた場合、（サブ）キャリア L 、時刻 T における $s1$ 、 $s2$ 、 $z1$ 、 $z2$ に相当する信号を $s1(T, L)$ 、 $s2(T, L)$ 、 $z1(T, L)$ 、 $z2(T, L)$ とすると、何らかのプリコーディング行列と $s1(T, L)$ および $s2(T, L)$ から、 $z1(T, L)$ および $z2(T, L)$ を求め、 $z1(T, L)$ および $z2(T, L)$ は同一（共通の）周波数を用いて（同一時刻（時間）に）送信装置が送信することになる。

このとき、 α の適切な値として、式（198）、または、式（200）がある。また、式（255）～式（262）において、 α の値をそれぞれに異なる値に設定してもよい。つまり、式（255）～式（262）のうち2つの式を抽出したとき（式（X）と式（Y）とする）式（X）の α と式（Y）の α が異なる値であってもよい。

【0 7 8 7】

本実施の形態では、上記で述べた式（190）のプリコーディング行列をもとにし、周期を大きくするプリコーディング切り替え方法について述べる。

プリコーディング切り替え行列の周期を $8M$ としたとき、異なるプリコーディング行列 $8M$ 個を以下のようにあらわす。

【0 7 8 8】

【数 3 1 1】

$$F[8 \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{i\pi}{4}+\frac{k\pi}{4M}\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4}+\frac{k\pi}{4M}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad (263)$$

【0 7 8 9】

このとき、 $i=0,1,2,3,4,5,6,7$ 、 $k=0,1,\dots,M-2,M-1$ （ k は 0 以上 $M-1$ 以下の整数）となる。

例えば、 $M=2$ としたとき、 $\alpha < 1$ とすると、 $k=0$ のときの $s1$ の受信劣悪点（○）、および、 $s2$ の受信劣悪点（□）は、図42（a）のようにあらわされる。同様に、 $k=1$ のときの $s1$ の受信劣悪点（○）、および、 $s2$ の受信劣悪点（□）は、図42（b）のようにあらわされる。このように、式（190）のプリコーディング行列をもとにすると、受信劣悪点は図42（a）ようになり、この式（190）の右辺の行列の2行目の各要素に e^{jx} を乗算した行列をプリコーディング行列とすることで（式（226）参照）、受信劣悪点が図42（a）に対し、回転した受信劣悪点をもつようにする（図42（b）参照）。（ただし、図42（a）と図42（b）の受信劣悪点は重なっていない。このように、 e^{jx}

x を乗算しても、受信劣悪点は重ならないようにするとよい。また、式 (190) の右辺の行列の 2 行目の各要素に e^{jx} を乗算するのではなく、式 (190) の右辺の行列の 1 行目の各要素に e^{jx} を乗算した行列をプリコーディング行列としてもよい。) このとき、プリコーディング行列 $F[0] \sim F[15]$ は次式であらわされる。

【0790】

【数312】

$$F[8 \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + Xk\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + Xk + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad (264)$$

10

【0791】

ただし、 $i=0,1,2,3,4,5,6,7$ 、 $k=0,1$ となる。

すると、 $M=2$ のとき、 $F[0] \sim F[15]$ のプリコーディング行列が生成されたことになる ($F[0] \sim F[15]$ のプリコーディング行列は、どのような順番にならべてもよい。また、 $F[0] \sim F[15]$ の行列がそれぞれ異なる行列であるとよい。)。そして、例えば、シンボル番号 $16i$ のとき $F[0]$ を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号 $16i+1$ のとき $F[1]$ を用いてプリコーディングを行い、 $\dots$ 、シンボル番号 $16i+h$ のとき $F[h]$ を用いてプリコーディングを行う ($h=0,1,2,\dots,14,15$) ことになる。(ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。)

20

以上をまとめると、式 (82) ~ 式 (85) を参考にし、周期 N のプリコーディング行列を次式であらわす。

【0792】

【数313】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad (265)$$

30

【0793】

このとき、周期が N であるので、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) となる。そして、式 (265) をベースとする周期 $N \times M$ のプリコーディング行列を次式であらわす。

【0794】

【数314】

$$F[N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + Xk)} & e^{j(\theta_{21}(i) + Xk + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad (266)$$

40

【0795】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)、 $k=0,1,\dots,M-2,M-1$ (k は 0 以上 $M-1$ 以下の整数) となる。

すると、 $F[0] \sim F[N \times M - 1]$ のプリコーディング行列が生成されたことになる ($F[0] \sim F[N \times M - 1]$ のプリコーディング行列は、周期 $N \times M$ どのような順番にならべて使用してもよい。)。そして、例えば、シンボル番号 $N \times M \times i$ のとき $F[0]$ を用いてプリコーディングを行い

50

、シンボル番号 $N \times M \times i + 1$ のとき $F[1]$ を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号 $N \times M \times i + h$ のとき $F[h]$ を用いてプリコーディングを行う（ $h = 0, 1, 2, \dots, N \times M - 2, N \times M - 1$ ）ことになる。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。なお、周期 $N \times M$ のプリコーディング行列を式（266）のようしたが、前述のように、周期 $N \times M$ のプリコーディング行列を次式のようにしてもよい。

【0796】

【数315】

$$F[N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j(\theta_{11}(i) + X_k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + X_{k+\lambda})} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad (267)$$

【0797】

このとき、 $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ （ i は0以上 $N-1$ 以下の整数）、 $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$ （ k は0以上 $M-1$ 以下の整数）となる。

なお、式（265）および式（266）において、 $0 \text{ ラジアン} \leq \delta < 2 \pi \text{ ラジアン}$ としたとき、 $\delta = \pi \text{ ラジアン}$ のときユニタリ行列となり、 $\delta \neq \pi \text{ ラジアン}$ のとき非ユニタリ行列となる。本方式では、 $\pi / 2 \text{ ラジアン} \leq |\delta| < \pi \text{ ラジアン}$ の非ユニタリ行列のときが特徴的な構成であり（ δ の条件については、他の実施の形態のときも同様である。）、良好なデータの受信品質が得られることになるが、ユニタリ行列であってもよい。

【0798】

なお、本実施の形態では、 λ を固定値としてあつかった場合のプリコーディング行列の一例として $\lambda = 0 \text{ ラジアン}$ と設定した場合を例に挙げて説明しているが、変調方式のマッピングを考慮すると、 $\lambda = \pi / 2 \text{ ラジアン}$ 、 $\lambda = \pi \text{ ラジアン}$ 、 $\lambda = (3\pi) / 2 \text{ ラジアン}$ のいずれかに値に固定的に設定してもよい（例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列において、 $\lambda = \pi \text{ ラジアン}$ とする。）。これにより $\lambda = 0 \text{ ラジアン}$ と設定した場合と同様に、回路規模の削減を図ることができる。

（実施の形態18）

本実施の形態では、実施の形態9に基づくユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について述べる。

実施の形態8で述べたように周期 N の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、式（82）～式（85）を参考にした、周期 N のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【0799】

【数316】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad (268)$$

【0800】

このとき、 $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ （ i は0以上 $N-1$ 以下の整数）となる。（ $\alpha > 0$ であるものとする。）本実施の形態では、ユニタリ行列を扱うので、式（268）のプリコー

10

20

30

40

50

ディング行列は次式であらわすことができる。

【 0 8 0 1 】

【 数 3 1 7 】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (269)$$

【 0 8 0 2 】

10

このとき、 $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) となる。 ($\alpha > 0$ であるものとする。) このとき、実施の形態 3 の (数 1 0 6) の条件 5、および、(数 1 0 7) の条件 6 から、以下の条件が、良好なデータの受信品質を得るためには重要となる。

【 0 8 0 3 】

【 数 3 1 8 】

<条件 # 5 3>

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x は 0, 1, 2, $\dots$, $N-2, N-1$ であり、 y は 0, 1, 2, $\dots$, $N-2, N-1$ であり、 $x \neq y$ である。)

20

【 0 8 0 4 】

【 数 3 1 9 】

<条件 # 5 4>

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x は 0, 1, 2, $\dots$, $N-2, N-1$ であり、 y は 0, 1, 2, $\dots$, $N-2, N-1$ であり、 $x \neq y$ である。)

30

【 0 8 0 5 】

実施の形態 6 で説明した際、受信劣悪点間の距離について述べたが、受信劣悪点間の距離を大きくするためには、周期 N は 3 以上の奇数であることが重要となる。以下では、この点について説明する。

実施の形態 6 で説明したように、受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するために、<条件 5 5> または <条件 5 6> を与える。

【 0 8 0 6 】

40

【 数 3 2 0 】

<条件 # 5 5>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

【 0 8 0 7 】

【数 3 2 1】

<条件# 5 6>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2)$$

【0 8 0 8】

そして、 $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$ ラジアンとし、かつ、 $\alpha < 1$ としたとき、周期 $N=3$ のときの、s1の受信劣悪点とs2の受信劣悪点の複素平面上での配置を図 4 3 (a) に、周期 $N=4$ のときのs1の受信劣悪点とs2の受信劣悪点の複素平面上での配置を図 4 3 (b) に示す。また、 $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$ ラジアンとし、かつ、 $\alpha > 1$ としたとき、周期 $N=3$ のときの、s1の受信劣悪点とs2の受信劣悪点の複素平面上での配置を図 4 4 (a) に、周期 $N=4$ のときのs1の受信劣悪点とs2の受信劣悪点の複素平面上での配置を図 4 4 (b) に示す。

【0 8 0 9】

このとき、受信劣悪点と原点とで形成する線分と、Realの軸において、 $\text{Real} \geq 0$ の半直線とで形成する位相 (図 4 3 (a) 参照。) を考えた場合、 $\alpha > 1$ 、 $\alpha < 1$ いずれの場合についても、 $N=4$ のとき、s1に関する受信劣悪点における前述の位相とs2に関する受信劣悪点における前述の位相とが同一の値となる場合が必ず発生する。(図 4 3 の 4 3 0 1、4 3 0 2、および図 4 4 の 4 4 0 1、4 4 0 2 参照) このとき、複素平面において、受信劣悪点間の距離が小さくなる。一方で、 $N=3$ のとき、s1に関する受信劣悪点における前述の位相とs2に関する受信劣悪点における前述の位相とが同一の値となる場合は発生しない。

【0 8 1 0】

以上から、周期 N が偶数のときs1に関する受信劣悪点における前述の位相とs2に関する受信劣悪点における前述の位相とが同一の値となる場合が必ず発生することを考慮すると、周期 N が奇数のときのほうが、周期 N が偶数のときと比較し、複素平面において、受信劣悪点間の距離が大きくなる可能性が高い。ただし、周期 N が小さい値、例えば、 $N \leq 16$ 以下の場合、複素平面における受信劣悪点の最小距離は、受信劣悪点の存在する個数が少ないため、ある程度の長さを確保することができる。したがって、 $N \leq 16$ の場合は、偶数であっても、データの受信品質を確保することができる場合が存在する可能性がある。

【0 8 1 1】

したがって、式 (2 6 9) に基づく規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、周期 N は奇数にすると、データの受信品質を向上させることができる可能性が高い。なお、式 (2 6 9) に基づき $F[0] \sim F[N-1]$ のプリコーディング行列が生成されたことになる ($F[0] \sim F[N-1]$ のプリコーディング行列は、周期 N に対しどのような順番にならべて使用してもよい。)。そして、例えば、シンボル番号 Ni のとき $F[0]$ を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号 $Ni + 1$ のとき $F[1]$ を用いてプリコーディングを行い、
 ・ ・ ・ シンボル番号 $N \times i + h$ のとき $F[h]$ を用いてプリコーディングを行う ($h = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$) ことになる。(ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。) また、s 1、s 2 の変調方式が、ともに 1 6 Q A M のとき、 α を

【0 8 1 2】

【数 3 2 2】

$$\alpha = \frac{\sqrt{2}+4}{\sqrt{2}+2}$$

(270)

【0 8 1 3】

とすると、I Q平面における $16 \times 16 = 256$ 個の信号点間の最小距離をある特定のLOS環境において大きくできるという効果を得ることができる可能性がある。 10

図94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94の信号点9400は、送信するビット（入力ビット）を $b_0 \sim b_3$ とすると、 $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (1, 0, 0, 0)$ （この値は、図94に記載されている値である。）のときの信号点であり、同相I-直交Q平面における座標は、 $(-3 \times g, 3 \times g)$ であり、信号点9400以外の信号点についても送信するビットと信号点の関係、および、信号点の同相I-直交Q平面における座標は、図94から読み取ることができる。

【0 8 1 4】

図95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95の信号点9500は、送信するビット（入力ビット）を b_0, b_1 とすると、 $(b_0, b_1) = (1, 0)$ （この値は、図95に記載されている値である。）のときの信号点であり、同相I-直交Q平面における座標は、 $(-1 \times h, 1 \times h)$ であり、信号点9500以外の信号点についても送信するビットと信号点の関係、および、信号点の同相I-直交Q平面における座標は、図95から読み取ることができる。 20

また、s1の変調方式をQPSK変調とし、s2の変調方式を16QAMとしたとき、 α を

【0 8 1 5】

【数 3 2 3】

$$\alpha = \frac{\sqrt{2}+3+\sqrt{5}}{\sqrt{2}+3-\sqrt{5}}$$

(271)

30

【0 8 1 6】

とすると、I Q平面における候補信号点間の最小距離をある特定のLOS環境において大きくできるという効果を得ることができる可能性がある。

なお、16QAMのI-Q平面における信号点配置は図94のとおりであり、QPSKのI-Q平面における信号点配置は図95のとおりである。そして、図94の g が、 40

【0 8 1 7】

【数 3 2 4】

$$g = \frac{z}{\sqrt{10}}$$

(272)

【0 8 1 8】

とすると、図94の h は、

50

【 0 8 1 9 】

【 数 3 2 5 】

$$h = \frac{z}{\sqrt{2}} \quad (273)$$

【 0 8 2 0 】

となる。

10

周期Nのために用意する式（269）に基づくプリコーディング行列の例として、N = 5としたとき、以下のような行列が考えられる。

【 0 8 2 1 】

【 数 3 2 6 】

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (274)$$

20

【 0 8 2 2 】

【 数 3 2 7 】

$$F[i=1] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{2}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (275)$$

【 0 8 2 3 】

【 数 3 2 8 】

30

$$F[i=2] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{4}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (276)$$

【 0 8 2 4 】

【 数 3 2 9 】

40

$$F[i=3] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{6}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (277)$$

【 0 8 2 5 】

【数 3 3 0】

$$F[i=4] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{8}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (278)$$

【0 8 2 6】

このように、送信装置の上記プリコーディングによる演算規模を少なくするためには、式(269)において、 $\theta_{11}(i) = 0$ ラジアン、 $\lambda = 0$ ラジアンに設定するとよい。ただし、 λ は、式(269)において、 i により、異なる値としてもよいし、同一の値であってもよい。つまり、式(269)において、 $F[i=x]$ における λ と $F[i=y]$ における λ ($x \neq y$)は同一の値であってもよいし、異なる値であってもよい。

α の設定値としては、上述で述べた設定値が一つの効果的な値となるがこれに限ったものではなく、例えば、実施の形態17で述べたように、行列 $F[i]$ の i の値ごとに α を設定してもよい。(つまり、 $F[i]$ における α は、 i において、常に一定値とする必要はない。)

本実施の形態では、時間周期 N のプリコーディングホッピング方法のための N 個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、 N 個の異なるプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸（または、マルチキャリアの場合周波数軸に並べることも可能）方向に $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した N 個の異なるプリコーディング行列 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態1と同様に、周波数軸、周波数－時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期 N のプリコーディングホッピング方法として説明しているが、 N 個の異なるプリコーディング行列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 個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

【0 8 2 7】

また、周期 H (H は上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期 N より大きな自然数とする)のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における N 個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。このとき、＜条件#55＞＜条件#56＞は以下のような条件に置き換えることができる。(周期は N として考える。)

【0 8 2 8】

【数 3 3 1】

＜条件#55'＞

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x は $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ であり、 y は $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ であり、 $x \neq y$ である。)

【0 8 2 9】

10

20

30

40

【数 3 3 2】

<条件# 5 6' >

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{for } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(xは0, 1, 2, ..., N-2, N-1であり、yは0, 1, 2, ..., N-2, N-1であり、x≠yである。)

【0 8 3 0】

なお、本実施の形態では、λを固定値としてあつかった場合のプリコーディング行列の一例としてλ=0ラジアンと設定した場合を例に挙げて説明しているが、変調方式のマッピングを考慮すると、λ=π/2ラジアン、λ=πラジアン、λ=(3π)/2ラジアン
10
のいずれかに値に固定的に設定してもよい（例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列において、λ=πラジアンとする。）。これによりλ=0ラジアンと設定した場合と同様に、回路規模の削減を図ることができる。

(実施の形態 1 9)

本実施の形態では、実施の形態 1 0 に基づくユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について述べる。
20
周期2Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期2Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【0 8 3 1】

【数 3 3 3】

i=0, 1, 2, ..., N-2, N-1のとき：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad (279)$$

α>0であるものとし、(iによらず) 固定値であるものとする。
30

【0 8 3 2】

【数 3 3 4】

i=N, N+1, N+2, ..., 2N-2, 2N-1のとき：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad (280)$$

α>0であるものとし、(iによらず) 固定値であるものとする。
40

(式(279)のαと式(280)のαは同一の値であるものとする。)

(α<0であつてもよい。)

【0 8 3 3】

このとき、実施の形態 3 の(数 1 0 6)の条件 5、および、(数 1 0 7)の条件 6 から
50

、以下の条件が、良好なデータの受信品質を得るためには重要となる。

【 0 8 3 4 】

【 数 3 3 5 】

<条件# 5 7>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(xは0, 1, 2, . . . , N-2, N-1であり、

yは0, 1, 2, . . . , N-2, N-1であり、 $x \neq y$ である。)

10

【 0 8 3 5 】

【 数 3 3 6 】

<条件# 5 8>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(xは0, 1, 2, . . . , N-2, N-1であり、

yは0, 1, 2, . . . , N-2, N-1であり、 $x \neq y$ である。)

20

【 0 8 3 6 】

そして、以下の条件を付加することを考える。

【 0 8 3 7 】

【 数 3 3 7 】

<条件# 5 9>

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

かつ

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y+N) \quad \text{for } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

30

40

【 0 8 3 8 】

次に、実施の形態6で説明したように、受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するために、<条件# 6 0>または<条件# 6 1>を与える。

【 0 8 3 9 】

【数 3 3 8】

<条件# 6 0>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

【0 8 4 0】

【数 3 3 9】

10

<条件# 6 1>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

【0 8 4 1】

そして、 $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$ ラジアンとし、かつ、 $\alpha > 1$ としたとき、 $N=4$ のときの $s1$ の受信劣悪点と $s2$ の受信劣悪点の複素平面上での配置を図 4 3 (a) (b) に示す。図 4 3 (a) (b) からわかるように、複素平面において、 $s1$ の受信劣悪点の最小距離は大きく保てており、また、同様に、 $s2$ の受信劣悪点の最小距離も大きく保てている。そして、 $\alpha < 1$ のときにも同様な状態となる。また、実施の形態 9 と同様に考えると、 N が奇数のときのほうが、 N が偶数のときと比較し、複素平面において、受信劣悪点間の距離が大きくなる可能性が高い。ただし、 N が小さい値、例えば、 $N \leq 16$ 以下の場合、複素平面における受信劣悪点の最小距離は、受信劣悪点の存在する個数が少ないため、ある程度の長さを確保することができる。したがって、 $N \leq 16$ の場合は、偶数であっても、データの受信品質を確保することができる場合が存在する可能性がある。

20

【0 8 4 2】

したがって、式 (2 7 9)、(2 8 0) に基づく規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、 N は奇数にすると、データの受信品質を向上させることができる可能性が高い。なお、式 (2 7 9)、(2 8 0) に基づき $F[0] \sim F[2N-1]$ のプリコーディング行列が生成されたことになる ($F[0] \sim F[2N-1]$ のプリコーディング行列は、周期 $2N$ に対しどのような順番にならべて使用してもよい。)。そして、例えば、シンボル番号 $2Ni$ のとき $F[0]$ を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号 $2Ni + 1$ のとき $F[1]$ を用いてプリコーディングを行い、 $\dots$ 、シンボル番号 $2N \times i + h$ のとき $F[h]$ を用いてプリコーディングを行う ($h = 0, 1, 2, \dots, 2N-2, 2N-1$) ことになる。(ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。) また、 $s1$ 、 $s2$ の変調方式が、ともに 16QAM のとき、 α を式 (2 7 0) とすると、 IQ 平面における $16 \times 16 = 256$ 個の信号点間の最小距離をある特定の $L0$ S 環境において大きくできるという効果を得ることができる可能性がある。

30

40

そして、 $s1$ の変調方式を $QPSK$ 変調とし、 $s2$ の変調方式を 16QAM としたとき、 α を式 (2 7 1) とすると、 IQ 平面における候補信号点間の最小距離をある特定の $L0$ S 環境において大きくできるという効果を得ることができる可能性がある。

なお、 16QAM の $I-Q$ 平面における信号点配置は図 6 0 のとおりであり、 $QPSK$ の $I-Q$ 平面における信号点配置は図 9 4 のとおりである。そして、図 6 0 の g が、式 (2 7 2) とすると、図 9 4 の h は、式 (2 7 3) となる。

【0 8 4 3】

また、<条件# 5 9> と異なる条件として、以下の条件を考える。

【0 8 4 4】

50

【数 3 4 0】

<条件# 6 2>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

(xはN, N+1, N+2, . . . , 2N-2, 2N-1であり、

yはN, N+1, N+2, . . . , 2N-2, 2N-1であり、 $x \neq y$ である。)

10

【0 8 4 5】

【数 3 4 1】

<条件# 6 3>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

(x は N, N+1, N+2, . . . , 2N-2, 2N-1 であり、

y は N, N+1, N+2, . . . , 2N-2, 2N-1 であり、 $x \neq y$ である。)

20

【0 8 4 6】

このとき、<条件# 5 7>かつ<条件# 5 8>かつ<条件# 6 2>かつ<条件# 6 3>を満たすことで、複素平面におけるs1同士の受信劣悪点の距離を大きく、かつ、s2同士の受信劣悪点の距離を大きくすることができるため、良好なデータの受信品質を得ることができる。

30

周期2Nのために用意する式(279)、式(280)に基づくプリコーディング行列の例として、 $N = 15$ としたとき、以下のような行列が考えられる。

【0 8 4 7】

【数 3 4 2】

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

(281)

40

【0 8 4 8】

【数 3 4 3】

$$F[i=1] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{2}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (282)$$

【0 8 4 9】

【数 3 4 4】

10

$$F[i=2] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{4}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (283)$$

【0 8 5 0】

【数 3 4 5】

20

$$F[i=3] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{6}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (284)$$

【0 8 5 1】

【数 3 4 6】

30

$$F[i=4] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{8}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (285)$$

【0 8 5 2】

【数 3 4 7】

40

$$F[i=5] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{10}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (286)$$

【0 8 5 3】

【数 3 4 8】

$$F[i=6] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{12}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (287)$$

【0 8 5 4】

【数 3 4 9】

10

$$F[i=7] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{14}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (288)$$

【0 8 5 5】

【数 3 5 0】

20

$$F[i=8] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{16}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (289)$$

【0 8 5 6】

【数 3 5 1】

30

$$F[i=9] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{18}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{18}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (290)$$

【0 8 5 7】

【数 3 5 2】

40

$$F[i=10] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{20}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{20}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (291)$$

【0 8 5 8】

【数 3 5 3】

$$F[i=11] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{22}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{22}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (292)$$

【0 8 5 9】

【数 3 5 4】

10

$$F[i=12] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{24}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{24}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (293)$$

【0 8 6 0】

【数 3 5 5】

20

$$F[i=13] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{26}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{26}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (294)$$

【0 8 6 1】

【数 3 5 6】

30

$$F[i=14] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{28}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{28}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (295)$$

【0 8 6 2】

【数 3 5 7】

40

$$F[i=15] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (296)$$

【0 8 6 3】

【数 3 5 8】

$$F[i=16] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{2}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (297)$$

【0 8 6 4】

【数 3 5 9】

10

$$F[i=17] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{4}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (298)$$

【0 8 6 5】

【数 3 6 0】

20

$$F[i=18] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{6}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (299)$$

【0 8 6 6】

【数 3 6 1】

30

$$F[i=19] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{8}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (300)$$

【0 8 6 7】

【数 3 6 2】

40

$$F[i=20] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{10}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (301)$$

【0 8 6 8】

【数 3 6 3】

$$F[i=21] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{12}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (302)$$

【0 8 6 9】

【数 3 6 4】

10

$$F[i=22] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{14}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (303)$$

【0 8 7 0】

【数 3 6 5】

20

$$F[i=23] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{16}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (304)$$

【0 8 7 1】

【数 3 6 6】

30

$$F[i=24] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{18}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{18}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (305)$$

【0 8 7 2】

【数 3 6 7】

40

$$F[i=25] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{20}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{20}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (306)$$

【0 8 7 3】

【数 3 6 8】

$$F[i=26] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{22}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{22}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (307)$$

【0 8 7 4】

【数 3 6 9】

10

$$F[i=27] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{24}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{24}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (308)$$

【0 8 7 5】

【数 3 7 0】

20

$$F[i=28] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{26}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{26}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (309)$$

【0 8 7 6】

【数 3 7 1】

$$F[i=29] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{28}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{28}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (310)$$

30

【0 8 7 7】

このように、送信装置の上記プリコーディングによる演算規模を少なくするためには、式(279)において、 $\theta_{11}(i) = 0$ ラジアン、 $\lambda = 0$ ラジアンに設定し、式(280)において、 $\theta_{21}(i) = 0$ ラジアン、 $\lambda = 0$ ラジアンに設定するとよい。

ただし、 λ は、式(279)、式(280)において、 i により、異なる値としてもよいし、同一の値であってもよい。つまり、式(279)、式(280)において、 $F[i=x]$ における λ と $F[i=y]$ における λ ($x \neq y$)は同一の値であってもよいし、異なる値であってもよい。また、別の方法として、式(279)において、 λ を固定の値とし、式(280)において、 λ を固定の値とし、かつ、式(279)における固定した λ の値と式(280)における固定した λ の値を異なる値としてもよい。(別の手法として、式(279)における固定した λ の値と式(280)における固定した λ の値とする方法でもよい。)

40

α の設定値としては、上述で述べた設定値が一つの効果的な値となるがこれに限ったものではなく、例えば、実施の形態17で述べたように、行列 $F[i]$ の i の値ごとに α を設定してもよい。(つまり、 $F[i]$ における α は、 i において、常に一定値とする必要はない。)

本実施の形態では、時間周期 $2N$ のプリコーディングホッピング方法のための $2N$ 個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、 $2N$ 個の異なるプリコー

50

ディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸（または、マルチキャリアの場合周波数軸に並べることも可能）方向に $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した $2N$ 個の異なるプリコーディング行列 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態1と同様に、周波数軸、周波数－時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期 $2N$ のプリコーディングホッピング方法として説明しているが、 $2N$ 個の異なるプリコーディング行列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 $2N$ 個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

10

【0878】

また、周期 H （ H は上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期 $2N$ より大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における $2N$ 個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

なお、本実施の形態では、 λ を固定値としてあつかった場合のプリコーディング行列の一例として $\lambda = 0$ ラジアンと設定した場合を例に挙げて説明しているが、変調方式のマッピングを考慮すると、 $\lambda = \pi/2$ ラジアン、 $\lambda = \pi$ ラジアン、 $\lambda = (3\pi)/2$ ラジアンのいずれかに値に固定的に設定してもよい（例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列において、 $\lambda = \pi$ ラジアンとする。）。これにより $\lambda = 0$ ラジアンと設定した場合と同様に、回路規模の削減を図ることができる。

20

（実施の形態20）

本実施の形態では、実施の形態13に基づくユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について述べる。

周期 $2N$ の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期 $2N$ のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【0879】

【数372】

30

$i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ のとき：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad (311)$$

【0880】

40

$\alpha > 0$ であるものとし、（ i によらず）固定値であるものとする。

【0881】

【数 3 7 3】

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix} \quad (312)$$

10

【0 8 8 2】

$\alpha > 0$ であるものとし、(i によらず) 固定値であるものとする。 $(\alpha < 0$ であってもよい。)

そして、式(3 1 1)および式(3 1 2)をベースとする周期 $2 \times N \times M$ のプリコーディング行列を次式であらわす。

【0 8 8 3】

【数 3 7 4】

$i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ のとき：

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + X_k)} & e^{j(\theta_{21}(i) + X_k + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad (313)$$

20

【0 8 8 4】

このとき、 $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$ (k は0以上 $M-1$ 以下の整数)となる。

【0 8 8 5】

【数 3 7 5】

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき：

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta + Y_k)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i) + Y_k} \end{pmatrix} \quad (314)$$

30

【0 8 8 6】

このとき、 $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$ (k は0以上 $M-1$ 以下の整数)となる。また、 $X_k=Y_k$ であってもよいし、 $X_k \neq Y_k$ であってもよい。

すると、 $F[0] \sim F[2 \times N \times M - 1]$ のプリコーディング行列が生成されたことになる ($F[0] \sim F[2 \times N \times M - 1]$ のプリコーディング行列は、周期 $2 \times N \times M$ どのような順番にならべて使用してもよい。)。そして、例えば、シンボル番号 $2 \times N \times M \times i$ のとき $F[0]$ を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号 $2 \times N \times M \times i + 1$ のとき $F[1]$ を用いてプリコーディングを行い、 $\dots$ 、シンボル番号 $2 \times N \times M \times i + h$ のとき $F[h]$ を用いてプリコーディングを行う ($h=0, 1, 2, \dots, 2 \times N \times M - 2, 2 \times N \times M - 1$) ことになる。(ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。)

40

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。

50

なお、周期 $2 \times N \times M$ のプリコーディング行列の式(313)を次式のようにしてもよい。

【0887】

【数376】

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき：

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta + Y_k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + Y_k)} \end{pmatrix} \quad (315)$$

10

【0888】

このとき、 $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$ (k は0以上 $M-1$ 以下の整数)となる。

また、周期 $2 \times N \times M$ のプリコーディング行列の式(314)を式(316)～式(318)のいずれかとしてもよい。

【0889】

【数377】

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき：

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda + Y_k)} & e^{j(\theta_{11}(i) + Y_k)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix} \quad (316)$$

20

【0890】

このとき、 $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$ (k は0以上 $M-1$ 以下の整数)となる。

【0891】

【数378】

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき：

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + Y_k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda - \delta + Y_k)} \end{pmatrix} \quad (317)$$

30

【0892】

このとき、 $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$ (k は0以上 $M-1$ 以下の整数)となる。

【0893】

【数379】

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき：

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + Y_k)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda + Y_k)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda - \delta)} \end{pmatrix} \quad (318)$$

40

【0894】

このとき、 $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$ (k は0以上 $M-1$ 以下の整数)となる。

なお、受信劣悪点について着目すると、式(313)から式(318)において、

【0895】

50

【数 3 8 0】

<条件# 6 4>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

【0 8 9 6】

(xは0,1,2, ..., N-2, N-1であり、yは0,1,2, ..., N-2, N-1 (x, yは0以上N-1以下の整数)であり、 $x \neq y$ である。)

10

【0 8 9 7】

【数 3 8 1】

<条件# 6 5>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

【0 8 9 8】

(xは0,1,2, ..., N-2, N-1であり、yは0,1,2, ..., N-2, N-1 (x, yは0以上N-1以下の整数)であり、 $x \neq y$ である。)

20

【0 8 9 9】

【数 3 8 2】

<条件# 6 6>

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

かつ

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y+N) \quad \text{for } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

30

【0 9 0 0】

のすべてを満たすと良好なデータの受信品質を得ることができる。なお、実施の形態8では、<条件# 3 9>および<条件# 4 0>を満たすとよい。

また、式(3 1 3)から式(3 1 8)の X_k , Y_k に着目すると、

【0 9 0 1】

【数 3 8 3】

40

<条件# 6 7>

$$X_a \neq X_b + 2 \times s \times \pi \quad \text{for } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M-2, M-1)$$

【0 9 0 2】

(aは0,1,2, ..., M-2, M-1であり、bは0,1,2, ..., M-2, M-1 (a, bは0以上M-1以下の整数)であり、 $a \neq b$ である。)

50

ただし、sは整数である。

【0903】

【数384】

<条件#68>

$$Y_a \neq Y_b + 2 \times u \times \pi \quad \text{for } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M-2, M-1)$$

【0904】

10

(aは0,1,2,...,M-2, M-1であり、bは0,1,2,..., M-2, M-1 (a, bは0以上M-1以下の整数)であり、a≠bである。)

ただし、uは整数である。

の2つの条件を満たすと良好なデータの受信品質を得ることができる。なお、実施の形態8では、<条件42>を満たすとよい。

なお、式(313)および式(318)において、0ラジアン $\leq \delta < 2\pi$ ラジアンとしたとき、 $\delta = \pi$ ラジアンのときユニタリ行列となり、 $\delta \neq \pi$ ラジアンのとき非ユニタリ行列となる。本方式では、 $\pi/2$ ラジアン $\leq |\delta| < \pi$ ラジアンの非ユニタリ行列のときが特徴的な構成であり、良好なデータの受信品質が得られることになるが、ユニタリ行列であってもよい。

20

【0905】

次に、本実施の形態におけるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列の例をあげる。周期 $2 \times N \times M$ の式(313)～式(318)をベースとするプリコーディング行列の例として、N=5、M=2としたときの行列を以下に記載する。

【0906】

【数385】

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (319)$$

30

【0907】

【数386】

$$F[i=1] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{2}{5}\pi\right)} & e^{j\left(\frac{2}{5}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix} \quad (320)$$

40

【0908】

【数387】

$$F[i=2] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{4}{5}\pi\right)} & e^{j\left(\frac{4}{5}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix} \quad (321)$$

【0909】

50

【数 3 8 8】

$$F[i=3] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{6}{5}\pi\right)} & e^{j\left(\frac{6}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (322)$$

【0 9 1 0】

【数 3 8 9】

10

$$F[i=4] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{8}{5}\pi\right)} & e^{j\left(\frac{8}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (323)$$

【0 9 1 1】

【数 3 9 0】

20

$$F[i=5] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (324)$$

【0 9 1 2】

【数 3 9 1】

30

$$F[i=6] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{2}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{5}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (325)$$

【0 9 1 3】

【数 3 9 2】

40

$$F[i=7] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{4}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{5}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (326)$$

【0 9 1 4】

【数 3 9 3】

$$F[i=8] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{6}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{5}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (327)$$

【0 9 1 5】

【数 3 9 4】

10

$$F[i=9] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{8}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{5}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (328)$$

【0 9 1 6】

【数 3 9 5】

20

$$F[i=10] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(0+\pi)} & e^{j(\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (329)$$

【0 9 1 7】

【数 3 9 6】

$$F[i=11] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{2}{5}\pi+\pi\right)} & e^{j\left(\frac{2}{5}\pi+\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (330) \quad 30$$

【0 9 1 8】

【数 3 9 7】

$$F[i=12] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{4}{5}\pi+\pi\right)} & e^{j\left(\frac{4}{5}\pi+\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (331) \quad 40$$

【0 9 1 9】

【数 3 9 8】

$$F[i=13] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{6}{5}\pi+\pi\right)} & e^{j\left(\frac{6}{5}\pi+\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (332)$$

50

【 0 9 2 0 】
【 数 3 9 9 】

$$F[i=14] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{8}{5}\pi+\pi\right)} & e^{j\left(\frac{8}{5}\pi+\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (333)$$

【 0 9 2 1 】
【 数 4 0 0 】

10

$$F[i=15] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j(0+\pi)} & \alpha \times e^{j(0+\pi)} \end{pmatrix} \quad (334)$$

【 0 9 2 2 】
【 数 4 0 1 】

$$F[i=16] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{2}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{5}\pi+\pi\right)} \\ e^{j(0+\pi)} & \alpha \times e^{j(0+\pi)} \end{pmatrix} \quad (335)$$

20

【 0 9 2 3 】
【 数 4 0 2 】

$$F[i=17] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{4}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{5}\pi+\pi\right)} \\ e^{j(0+\pi)} & \alpha \times e^{j(0+\pi)} \end{pmatrix} \quad (336)$$

30

【 0 9 2 4 】
【 数 4 0 3 】

$$F[i=18] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{6}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{5}\pi+\pi\right)} \\ e^{j(0+\pi)} & \alpha \times e^{j(0+\pi)} \end{pmatrix} \quad (337)$$

【 0 9 2 5 】
【 数 4 0 4 】

40

$$F[i=19] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{8}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{5}\pi+\pi\right)} \\ e^{j(0+\pi)} & \alpha \times e^{j(0+\pi)} \end{pmatrix} \quad (338)$$

【 0 9 2 6 】

このように、上記の例では、送信装置の上記プリコーディングによる演算規模を少なくするために、式 (313) において、 $\lambda = 0$ ラジアン、 $\delta = \pi$ ラジアン、 $X1 = 0$ ラジア 50

ン、 $X2 = \pi$ ラジアンに設定し、式 (314) において、 $\lambda = 0$ ラジアン、 $\delta = \pi$ ラジアン、 $Y1 = 0$ ラジアン、 $Y2 = \pi$ ラジアンに設定している。ただし、 λ は、式 (313)、式 (314) において、 i により、異なる値としてもよいし、同一の値であってもよい。つまり、式 (313)、式 (314) において、 $F[i = x]$ における λ と $F[i = y]$ における λ ($x \neq y$) は同一の値であってもよいし、異なる値であってもよい。また、別の方法として、式 (313) において、 λ を固定の値とし、式 (314) において、 λ を固定の値とし、かつ、式 (313) における固定した λ の値と式 (314) における固定した λ の値を異なる値としてもよい。(別の手法として、式 (313) における固定した λ の値と式 (314) における固定した λ の値とする方法でもよい。)

α の設定値としては、実施の形態 18 で述べた設定値が一つの効果的な値となるがこれに限ったものではなく、例えば、実施の形態 17 で述べたように、行列 $F[i]$ の i の値ごとに α を設定してもよい。(つまり、 $F[i]$ における α は、 i において、常に一定値とする必要はない。)

なお、本実施の形態では、 λ を固定値としてあつかった場合のプリコーディング行列の一例として $\lambda = 0$ ラジアンと設定した場合を例に挙げて説明しているが、変調方式のマッピングを考慮すると、 $\lambda = \pi/2$ ラジアン、 $\lambda = \pi$ ラジアン、 $\lambda = (3\pi)/2$ ラジアンのいずれかに値に固定的に設定してもよい(例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列において、 $\lambda = \pi$ ラジアンとする。)。これにより $\lambda = 0$ ラジアンと設定した場合と同様に、回路規模の削減を図ることができる。

(実施の形態 21)

本実施の形態では、実施の形態の 18 で述べた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例を示す。

【0927】

周期 N のために用意する式 (269) に基づくプリコーディング行列の例として、 $N = 9$ としたとき、以下のような行列が考えられる。

【0928】

【数 405】

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (339)$$

【0929】

【数 406】

$$F[i=1] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j(\frac{2}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (340)$$

【0930】

【数 407】

$$F[i=2] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j(\frac{4}{9}\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (341)$$

10

20

30

40

50

【 0 9 3 1 】
【 数 4 0 8 】

$$F[i=3]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (342)$$

【 0 9 3 2 】
【 数 4 0 9 】

$$F[i=4]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (343)$$

10

【 0 9 3 3 】
【 数 4 1 0 】

$$F[i=5]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (344)$$

20

【 0 9 3 4 】
【 数 4 1 1 】

$$F[i=6]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (345)$$

30

【 0 9 3 5 】
【 数 4 1 2 】

$$F[i=7]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (346)$$

【 0 9 3 6 】
【 数 4 1 3 】

40

$$F[i=8]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (347)$$

【 0 9 3 7 】

また、上式において、特に、 α を1と設定するとよい場合がある。このとき、式（339）～式（347）は、以下のようにあらわされる。

50

【 0 9 3 8 】

【 数 4 1 4 】

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (348)$$

【 0 9 3 9 】

【 数 4 1 5 】

10

$$F[i=1] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (349)$$

【 0 9 4 0 】

【 数 4 1 6 】

$$F[i=2] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (350) \quad 20$$

【 0 9 4 1 】

【 数 4 1 7 】

$$F[i=3] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (351) \quad 30$$

【 0 9 4 2 】

【 数 4 1 8 】

$$F[i=4] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (352)$$

40

【 0 9 4 3 】

【 数 4 1 9 】

$$F[i=5] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (353)$$

【 0 9 4 4 】

【数 4 2 0】

$$F[i=6] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (354)$$

【0 9 4 5】

【数 4 2 1】

10

$$F[i=7] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (355)$$

【0 9 4 6】

【数 4 2 2】

$$F[i=8] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (356)$$

20

【0 9 4 7】

別の例として、周期Nのために用意する式（2 6 9）に基づくプリコーディング行列の例として、N = 1 5としたとき、以下のような行列が考えられる。

【0 9 4 8】

【数 4 2 3】

30

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (357)$$

【0 9 4 9】

【数 4 2 4】

$$F[i=1] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{2}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (358)$$

40

【0 9 5 0】

【数 4 2 5】

$$F[i=2] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{4}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (359)$$

【0 9 5 1】

【数 4 2 6】

10

$$F[i=3] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{6}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (360)$$

【0 9 5 2】

【数 4 2 7】

$$F[i=4] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{8}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (361) \quad 20$$

【0 9 5 3】

【数 4 2 8】

$$F[i=5] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{10}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (362)$$

30

【0 9 5 4】

【数 4 2 9】

$$F[i=6] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{12}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (363)$$

【0 9 5 5】

【数 4 3 0】

40

$$F[i=7] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{14}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (364)$$

【0 9 5 6】

【数 4 3 1】

$$F[i=8] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{16}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (365)$$

【0 9 5 7】

【数 4 3 2】

10

$$F[i=9] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{18}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{18}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (366)$$

【0 9 5 8】

【数 4 3 3】

$$F[i=10] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{20}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{20}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (367) \quad 20$$

【0 9 5 9】

【数 4 3 4】

$$F[i=11] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{22}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{22}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (368)$$

30

【0 9 6 0】

【数 4 3 5】

$$F[i=12] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{24}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{24}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (369)$$

【0 9 6 1】

【数 4 3 6】

40

$$F[i=13] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{26}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{26}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (370)$$

【0 9 6 2】

【数 4 3 7】

$$F[i=14]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{28}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{28}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (371)$$

【0 9 6 3】

また、上式において、特に、 α を1と設定するとよい場合がある。このとき、式（3 5 7）～式（3 7 1）は、以下のようにあらわされる。

10

【0 9 6 4】

【数 4 3 8】

$$F[i=0]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (372)$$

【0 9 6 5】

【数 4 3 9】

20

$$F[i=1]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{2}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (373)$$

【0 9 6 6】

【数 4 4 0】

$$F[i=2]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{4}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (374)$$

30

【0 9 6 7】

【数 4 4 1】

$$F[i=3]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{6}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (375)$$

40

【0 9 6 8】

【数 4 4 2】

$$F[i=4]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{8}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (376)$$

50

【 0 9 6 9 】

【 数 4 4 3 】

$$F[i=5] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{10}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (377)$$

【 0 9 7 0 】

【 数 4 4 4 】

10

$$F[i=6] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{12}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (378)$$

【 0 9 7 1 】

【 数 4 4 5 】

20

$$F[i=7] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{14}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (379)$$

【 0 9 7 2 】

【 数 4 4 6 】

30

$$F[i=8] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{16}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (380)$$

【 0 9 7 3 】

【 数 4 4 7 】

$$F[i=9] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{18}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{18}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (381)$$

40

【 0 9 7 4 】

【 数 4 4 8 】

$$F[i=10] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{20}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{20}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (382)$$

【 0 9 7 5 】

【数 4 4 9】

$$F[i=11] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{22}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{22}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (383)$$

【0 9 7 6】

【数 4 5 0】

10

$$F[i=12] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{24}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{24}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (384)$$

【0 9 7 7】

【数 4 5 1】

$$F[i=13] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{26}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{26}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (385)$$

20

【0 9 7 8】

【数 4 5 2】

$$F[i=14] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{28}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{28}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (386)$$

30

【0 9 7 9】

α の設定値として、ここでは一例として、1 と設定しているがこれに限ったものではない。α の設定値の一つの応用例としては、送信するデータに対し、図 3 等で示したように符号化部により、誤り訂正符号化が行われる。誤り訂正符号化で用いられる誤り訂正符号の符号化率により、α の値を変更してもよい。例えば、符号化率 1 / 2 の時に α を 1 と設定し、符号化率を 2 / 3 の時に α を 1 以外、例えば、α > 1（または α < 1）とする方法が考えられる。このようにすることで、受信装置において、いずれの符号化率においても、良好なデータの受信品質を得ることができる可能性がある。（α を固定としても、良好なデータの受信品質が得られることもある。）

40

別の例としては、実施の形態 17 で述べたように、行列 F [i] の i の値ごとに α を設定してもよい。（つまり、F [i] における α は、i において、常に一定値とする必要はない。）

本実施の形態では、時間周期 N のプリコーディングホッピング方法のための N 個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、N 個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1] を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸（または、マルチキャリアの場合周波数軸に並べることも可能）方向に F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1] の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した N 個の異なるプリコーディング行列 F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1] を OFDM 伝送方式等のマルチ

50

キャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態 1 と同様に、周波数軸、周波数－時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期 N のプリコーディングホッピング方法として説明しているが、N 個の異なるプリコーディング行列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 個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

（実施の形態 2 2）

本実施の形態では、実施の形態の 1 9 で述べた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例を示す。

【0 9 8 0】

周期 2N のために用意する式（2 7 9）、式（2 8 0）に基づくプリコーディング行列の例として、N = 9 としたとき、以下のような行列が考えられる。

【0 9 8 1】

【数 4 5 3】

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (387)$$

10

20

【0 9 8 2】

【数 4 5 4】

$$F[i=1] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (388)$$

【0 9 8 3】

【数 4 5 5】

$$F[i=2] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (389)$$

30

【0 9 8 4】

【数 4 5 6】

$$F[i=3] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (390)$$

40

【0 9 8 5】

【数 4 5 7】

$$F[i=4] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (391)$$

【0 9 8 6】

【数 4 5 8】

$$F[i=5] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (392) \quad 10$$

【0 9 8 7】

【数 4 5 9】

$$F[i=6] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (393) \quad 20$$

【0 9 8 8】

【数 4 6 0】

$$F[i=7] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (394)$$

30

【0 9 8 9】

【数 4 6 1】

$$F[i=8] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (395)$$

【0 9 9 0】

【数 4 6 2】

40

$$F[i=9] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (396)$$

【0 9 9 1】

【数 4 6 3】

$$F[i=10]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{9}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (397)$$

【0 9 9 2】

【数 4 6 4】

10

$$F[i=11]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{9}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (398)$$

【0 9 9 3】

【数 4 6 5】

20

$$F[i=12]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{9}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (399)$$

【0 9 9 4】

【数 4 6 6】

30

$$F[i=13]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{9}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (400)$$

【0 9 9 5】

【数 4 6 7】

40

$$F[i=14]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{9}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (401)$$

【0 9 9 6】

【数 4 6 8】

$$F[i=15] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{9}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (402)$$

【0 9 9 7】

【数 4 6 9】

10

$$F[i=16] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{9}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (403)$$

【0 9 9 8】

【数 4 7 0】

20

$$F[i=17] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{9}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (404)$$

【0 9 9 9】

また、上式において、特に、 α を 1 と設定するとよい場合がある。このとき、式（3 8 7）～式（4 0 4）は、以下のようにあらわされる。

【1 0 0 0】

30

【数 4 7 1】

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (405)$$

【1 0 0 1】

【数 4 7 2】

40

$$F[i=1] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (406)$$

【1 0 0 2】

【数 4 7 3】

$$F[i=2] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix} \quad (407)$$

【1 0 0 3】

【数 4 7 4】

10

$$F[i=3] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix} \quad (408)$$

【1 0 0 4】

【数 4 7 5】

$$F[i=4] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix} \quad (409)$$

20

【1 0 0 5】

【数 4 7 6】

$$F[i=5] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix} \quad (410)$$

30

【1 0 0 6】

【数 4 7 7】

$$F[i=6] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix} \quad (411)$$

【1 0 0 7】

【数 4 7 8】

40

$$F[i=7] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{9}\pi + \pi\right)} \end{pmatrix} \quad (412)$$

【1 0 0 8】

【数 4 7 9】

$$F[i=8]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (413)$$

【1 0 0 9】

【数 4 8 0】

10

$$F[i=9]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (414)$$

【1 0 1 0】

【数 4 8 1】

$$F[i=10]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{9}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (415) \quad 20$$

【1 0 1 1】

【数 4 8 2】

$$F[i=11]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{9}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (416)$$

30

【1 0 1 2】

【数 4 8 3】

$$F[i=12]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{9}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (417)$$

【1 0 1 3】

【数 4 8 4】

40

$$F[i=13]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{9}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (418)$$

【1 0 1 4】

【数 4 8 5】

$$F[i=14] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{9}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (419)$$

【1 0 1 5】

【数 4 8 6】

10

$$F[i=15] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{9}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (420)$$

【1 0 1 6】

【数 4 8 7】

20

$$F[i=16] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{9}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (421)$$

【1 0 1 7】

【数 4 8 8】

30

$$F[i=17] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{9}\pi + \pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (422)$$

【1 0 1 8】

40

また、実施の形態 19 の式 (281) ~ 式 (310) の例に対し、 α を 1 と設定するとよい。別の α の設定値としては、上述で述べた設定値が一つの効果的な値となるがこれに限ったものではなく、例えば、実施の形態 17 で述べたように、行列 $F[i]$ の i の値ごとに α を設定してもよい。(つまり、 $F[i]$ における α は、 i において、常に一定値とする必要はない。)

本実施の形態では、時間周期 $2N$ のプリコーディングホッピング方法のための $2N$ 個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、 $2N$ 個の異なるプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸（または、マルチキャリアの場合周波数軸に並べることも可能）方向に $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した $2N$ 個の異なるプリコーディング行列 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ を OFDM 伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態 1 と同様に、周波数軸、周波数—時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期 $2N$ のプリコーディングホッ

50

ピング方法として説明しているが、2N個の異なるプリコーディング行列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2N個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

【1019】

また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期2Nより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における2N個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

（実施の形態23）

実施の形態9ではユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について説明したが、本実施の形態では、実施の形態9とは異なる行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について説明する。

【1020】

まず、プリコーディング行列として基礎となるプリコーディング行列Fを次式であらわす。

【1021】

【数489】

$$F = \begin{pmatrix} A \times e^{j\mu_{11}} & B \times e^{j\mu_{12}} \\ C \times e^{j\mu_{21}} & 0 \end{pmatrix} \quad (423) \quad 20$$

【1022】

式（423）において、A、B、Cは実数であり、また、 μ_{11} 、 μ_{12} 、 μ_{21} は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。そして、周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【1023】

【数490】

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix} \quad (424) \quad 30$$

【1024】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ （ i は0以上N-1以下の整数）となる。また、A、B、Cは、 i によらず固定値であり、 μ_{11} 、 μ_{12} 、 μ_{21} は、 i によらず固定値である。そして、式（424）の形式であらわされる行列をプリコーディング行列として扱った場合、他の実施の形態で説明した受信劣悪点が、プリコーディング行列の要素の一つに「0」が存在するため、少なくすることができるという利点をもつことになる。

【1025】

また、式（423）と異なる基礎となるプリコーディング行列として、次式を与える。

【1026】

10

20

30

40

【数 4 9 1】

$$F = \begin{pmatrix} A \times e^{j\mu_{11}} & B \times e^{j\mu_{12}} \\ 0 & D \times e^{j\mu_{22}} \end{pmatrix} \quad (425)$$

【1 0 2 7】

式 (4 2 5) において、A、B、Dは実数であり、また、 μ_{11} 、 μ_{12} 、 μ_{22} は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。そして、周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。 10

【1 0 2 8】

【数 4 9 2】

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ 0 & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (426)$$

20

【1 0 2 9】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は0以上N-1以下の整数)となる。また、A、B、Dは、 i によらず固定値であり、 μ_{11} 、 μ_{12} 、 μ_{22} は、 i によらず固定値である。そして、式 (4 2 6) の形式であらわされる行列をプリコーディング行列として扱った場合、他の実施の形態で説明した受信劣悪点が、プリコーディング行列の要素の一つに「0」が存在するため、少なくすることができるという利点をもつことになる。

【1 0 3 0】

また、式 (4 2 3)、式 (4 2 5) と異なる基礎となるプリコーディング行列として、次式を与える。

【1 0 3 1】

【数 4 9 3】

30

$$F = \begin{pmatrix} A \times e^{j\mu_{11}} & 0 \\ C \times e^{j\mu_{21}} & D \times e^{j\mu_{22}} \end{pmatrix} \quad (427)$$

【1 0 3 2】

式 (4 2 7) において、A、C、Dは実数であり、また、 μ_{11} 、 μ_{21} 、 μ_{22} は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。そして、周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。 40

【1 0 3 3】

【数 4 9 4】

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (428)$$

50

【1034】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) となる。また、 A 、 C 、 D は、 i によらず固定値であり、 μ_{11} 、 μ_{21} 、 μ_{22} は、 i によらず固定値である。そして、式 (428) の形式であらわされる行列をプリコーディング行列として扱った場合、他の実施の形態で説明した受信劣悪点が、プリコーディング行列の要素の一つに「0」が存在するため、少なくすることができるという利点をもつことになる。

【1035】

また、式 (423)、式 (425)、式 (427) と異なる基礎となるプリコーディング行列として、次式を与える。

【1036】

10

【数495】

$$F = \begin{pmatrix} 0 & B \times e^{j\mu_{12}} \\ C \times e^{j\mu_{21}} & D \times e^{j\mu_{22}} \end{pmatrix} \quad (429)$$

【1037】

式 (429) において、 B 、 C 、 D は実数であり、また、 μ_{12} 、 μ_{21} 、 μ_{22} は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。そして、周期 N の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期 N のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

20

【1038】

【数496】

$$F[i] = \begin{pmatrix} 0 & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (430)$$

30

【1039】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) となる。また、 B 、 C 、 D は、 i によらず固定値であり、 μ_{12} 、 μ_{21} 、 μ_{22} は、 i によらず固定値である。そして、式 (430) の形式であらわされる行列をプリコーディング行列として扱った場合、他の実施の形態で説明した受信劣悪点が、プリコーディング行列の要素の一つに「0」が存在するため、少なくすることができるという利点をもつことになる。このとき、実施の形態 3 の (数 106) の条件 5、および、(数 107) の条件 6 と同様に考えればよいので、以下の条件が、良好なデータの受信品質を得るためには重要となる。

【1040】

【数497】

40

<条件#69>

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

【1041】

(x は $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ であり、 y は $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ (x 、 y は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) であり、 $x \neq y$ である。)

【1042】

50

【数 4 9 8】

<条件# 7 0>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

【1 0 4 3】

(xは0,1,2,...,N-2,N-1であり、yは0,1,2,...,N-2,N-1 (x, yは0以上N-1以下の整数)であり、 $x \neq y$ である。)

10

実施の形態6で説明したように、受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するために、<条件7 1>または<条件7 2>を与える。

【1 0 4 4】

【数 4 9 9】

<条件# 7 1>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

20

【1 0 4 5】

【数 5 0 0】

<条件# 7 2>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

30

【1 0 4 6】

このようにしても、受信装置は、特にLOS環境において、受信劣悪点を有効に回避することができるため、データの受信品質が改善するという効果を得ることができる。

なお、上記で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例として、 $\theta_{11}(i)$ を0ラジアンのように固定し(iによらず一定値とする。このとき、0ラジアン以外の値に設定してもよい)、 $\theta_{11}(i)$ および $\theta_{21}(i)$ が上述で説明した条件を満たす方法がある。また、 $\theta_{11}(i)$ を固定値とするのではなく、 $\theta_{21}(i)$ を0ラジアンのように固定し(iによらず一定値とする。このとき、0ラジアン以外の値に設定してもよい)、 $\theta_{11}(i)$ および $\theta_{21}(i)$ が上述で説明した条件を満たす方法がある。

40

【1 0 4 7】

本実施の形態では、時間周期Nのプリコーディングホッピング方法のためのN個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、...、F[N-2]、F[N-1]を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸（または、マルチキャリアの場合周波数軸に並べることも可能）方向にF[0]、F[1]、F[2]、...、F[N-2]、F[N-1]の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成したN個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、...、F[N-2]、F[N-1]をOFDM伝送方式等のマルチ

50

キャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態 1 と同様に、周波数軸、周波数－時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期 N のプリコーディングホッピング方法として説明しているが、N 個の異なるプリコーディング行列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 個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

【1048】

また、周期 H (H は上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期 N より大きな自然数とする) のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における N 個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。このとき、＜条件 # 69＞＜条件 # 70＞は以下のような条件に置き換えることができる。(周期は N として考える。)

【1049】

【数 501】

＜条件 # 73＞

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

20

【1050】

(x は 0, 1, 2, ..., N-2, N-1 であり、y は 0, 1, 2, ..., N-2, N-1 (x, y は 0 以上 N-1 以下の整数) であり、x ≠ y である。)

【1051】

【数 502】

＜条件 # 74＞

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{for } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

30

【1052】

(x は 0, 1, 2, ..., N-2, N-1 であり、y は 0, 1, 2, ..., N-2, N-1 (x, y は 0 以上 N-1 以下の整数) であり、x ≠ y である。)

(実施の形態 24)

実施の形態 10 ではユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について説明したが、本実施の形態では、実施の形態 10 とは異なる行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について説明する。

40

周期 2N の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期 2N のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【1053】

【数 5 0 3】

i=0,1,2,・・・,N-2,N-1 のとき：

$$F[i]=\begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12}+\theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix} \quad (431)$$

10

【1 0 5 4】

このとき、A、B、Cは実数であり、また、 μ_{11} 、 μ_{12} 、 μ_{21} は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、A、B、Cは、iによらず固定値であり、 μ_{11} 、 μ_{12} 、 μ_{21} は、iによらず固定値である。

【1 0 5 5】

【数 5 0 4】

i=N,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1 のとき：

$$F[i]=\begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(v_{11}+\psi_{11}(i))} & \beta \times e^{j(v_{12}+\psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta \times e^{j(v_{22}+\psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (432)$$

20

【1 0 5 6】

このとき、 α 、 β 、 δ は実数であり、また、 v_{11} 、 v_{12} 、 v_{22} は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、 α 、 β 、 δ は、iによらず固定値であり、 v_{11} 、 v_{12} 、 v_{22} は、iによらず固定値である。

30

式(431)、式(432)とは異なる周期2Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【1 0 5 7】

【数 5 0 5】

i=0,1,2,・・・,N-2,N-1 のとき：

$$F[i]=\begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12}+\theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix} \quad (433)$$

40

【1 0 5 8】

このとき、A、B、Cは実数であり、また、 μ_{11} 、 μ_{12} 、 μ_{21} は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、A、B、Cは、iによらず固定値であり、 μ_{11} 、 μ_{12} 、 μ_{21} は、iによらず固定値である。

【1 0 5 9】

【数 5 0 6】

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき :

$$F[i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(v_{12} + \psi_{11}(i))} \\ \gamma \times e^{j(v_{21} + \psi_{21}(i))} & \delta \times e^{j(v_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (434)$$

【1 0 6 0】

10

このとき、 β 、 γ 、 δ は実数であり、また、 v_{12} 、 v_{21} 、 v_{22} は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、 β 、 γ 、 δ は、 i によらず固定値であり、 v_{12} 、 v_{21} 、 v_{22} は、 i によらず固定値である。

これらとは別の周期 $2N$ のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【1 0 6 1】

【数 5 0 7】

$i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ のとき :

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (435)$$

20

【1 0 6 2】

このとき、 A 、 C 、 D は実数であり、また、 μ_{11} 、 μ_{21} 、 μ_{22} は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、 A 、 C 、 D は、 i によらず固定値であり、 μ_{11} 、 μ_{21} 、 μ_{22} は、 i によらず固定値である。

【1 0 6 3】

30

【数 5 0 8】

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき :

$$F[i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(v_{11} + \psi_{11}(i))} & \beta \times e^{j(v_{12} + \psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta \times e^{j(v_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (436)$$

【1 0 6 4】

40

このとき、 α 、 β 、 δ は実数であり、また、 v_{11} 、 v_{12} 、 v_{22} は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、 α 、 β 、 δ は、 i によらず固定値であり、 v_{11} 、 v_{12} 、 v_{22} は、 i によらず固定値である。

これらとは別の周期 $2N$ のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【1 0 6 5】

【数 5 0 9】

$i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ のとき :

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (437)$$

【1 0 6 6】

10

このとき、 A 、 C 、 D は実数であり、また、 μ_{11} 、 μ_{21} 、 μ_{22} は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、 A 、 C 、 D は、 i によらず固定値であり、 μ_{11} 、 μ_{21} 、 μ_{22} は、 i によらず固定値である。

【1 0 6 7】

【数 5 1 0】

$i=N,N+1,N+2,\dots,2N-2,2N-1$ のとき :

$$F[i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(v_{12} + \psi_{11}(i))} \\ \gamma \times e^{j(v_{21} + \psi_{21}(i))} & \delta \times e^{j(v_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (438) \quad 20$$

【1 0 6 8】

このとき、 β 、 γ 、 δ は実数であり、また、 v_{12} 、 v_{21} 、 v_{22} は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、 β 、 γ 、 δ は、 i によらず固定値であり、 v_{12} 、 v_{21} 、 v_{22} は、 i によらず固定値である。

このとき、実施の形態3の（数106）の条件5、および、（数107）の条件6と同様に考えると、以下の条件が、良好なデータの受信品質を得るためには重要となる。

30

【1 0 6 9】

【数 5 1 1】

<条件#75>

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

40

【1 0 7 0】

(x は $0,1,2,\dots,N-2,N-1$ であり、 y は $0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (x 、 y は0以上 $N-1$ 以下の整数)であり、 $x \neq y$ である。)

【1 0 7 1】

【数 5 1 2】

<条件# 7 6>

$$e^{j(\psi_{11}(x)-\psi_{21}(x))} \neq e^{j(\psi_{11}(y)-\psi_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

【1 0 7 2】

10

(xはN, N+1, N+2, ..., 2N-2, 2N-1であり、yはN, N+1, N+2, ..., 2N-2, 2N-1 (x, yはN以上2N-1以下の整数)であり、x≠yである。)

次に、実施の形態6で説明したように、受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するために、<条件# 7 7>または<条件# 7 8>を与える。

【1 0 7 3】

【数 5 1 3】

<条件# 7 7>

20

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

【1 0 7 4】

30

【数 5 1 4】

<条件# 7 8>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

40

【1 0 7 5】

同様に、受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するために、<条件# 7 9>または<条件# 8 0>を与える。

【1 0 7 6】

【数 5 1 5】

<条件# 7 9>

$$\frac{e^{j(\psi_{11}(x+1)-\psi_{21}(x+1))}}{e^{j(\psi_{11}(x)-\psi_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2)$$

10

【1 0 7 7】

【数 5 1 6】

<条件# 8 0>

$$\frac{e^{j(\psi_{11}(x+1)-\psi_{21}(x+1))}}{e^{j(\psi_{11}(x)-\psi_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2)$$

20

【1 0 7 8】

以上のようにすることで、他の実施の形態で説明した受信劣悪点が、プリコーディング行列の要素の一つに「0」が存在するため、少なくすることができるという利点をもつことになり、また、受信装置は、特にLOS環境において、受信劣悪点を有効に回避することができるため、データの受信品質が改善するという効果を得ることができる。

なお、上記で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例として、 $\theta_{11}(i)$ を0ラジアンのように固定し(i によらず一定値とする。このとき、0ラジアン以外の値に設定してもよい)、 $\theta_{11}(i)$ および $\theta_{21}(i)$ が上述で説明した条件を満たす方法がある。また、 $\theta_{11}(i)$ を固定値とするのではなく、 $\theta_{21}(i)$ を0ラジアンのように固定し(i によらず一定値とする。このとき、0ラジアン以外の値に設定してもよい)、 $\theta_{11}(i)$ および $\theta_{21}(i)$ が上述で説明した条件を満たす方法がある。

30

同様に、 $\psi_{11}(i)$ を0ラジアンのように固定し(i によらず一定値とする。このとき、0ラジアン以外の値に設定してもよい)、 $\psi_{11}(i)$ および $\psi_{21}(i)$ が上述で説明した条件を満たす方法がある。また、 $\psi_{11}(i)$ を固定値とするのではなく、 $\psi_{21}(i)$ を0ラジアンのように固定し(i によらず一定値とする。このとき、0ラジアン以外の値に設定してもよい)、 $\psi_{11}(i)$ および $\psi_{21}(i)$ が上述で説明した条件を満たす方法がある。

40

【1 0 7 9】

本実施の形態では、時間周期2Nのプリコーディングホッピング方法のための2N個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、2N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸（または、マルチキャリアの場合周波数軸に並べることも可能）方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した2N個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実

50

施の形態 1 と同様に、周波数軸、周波数－時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期 $2N$ のプリコーディングホッピング方法として説明しているが、 $2N$ 個の異なるプリコーディング行列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 $2N$ 個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

【1080】

また、周期 H (H は上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期 $2N$ より大きな自然数とする) のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における $2N$ 個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

(実施の形態 25)

本実施の形態では、実施の形態 23 のプリコーディング行列に対し、実施の形態 17 を適用し、プリコーディング行列の切り替えに関する周期を大きくする方法について説明する。

実施の形態 23 より、周期 N の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期 N のために用意するプリコーディング行列は、次式であらわされる。

【1081】

【数 517】

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix} \quad (439)$$

【1082】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) となる。また、 A 、 B 、 C は、 i によらず固定値であり、 μ_{11} 、 μ_{12} 、 μ_{21} は、 i によらず固定値である。そして、式 (439) をベースとする周期 $N \times M$ のプリコーディング行列を次式であらわす。

【1083】

【数 518】

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i) + X_k)} & 0 \end{pmatrix} \quad (440)$$

【1084】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)、 $k=0,1,\dots,M-2,M-1$ (k は 0 以上 $M-1$ 以下の整数) となる。すると、 $F[0] \sim F[N \times M - 1]$ のプリコーディング行列が生成されたことになる ($F[0] \sim F[N \times M - 1]$ のプリコーディング行列は、周期 $N \times M$ どのような順番にならべて使用してもよい。)。そして、例えば、シンボル番号 $N \times M \times i$ のとき $F[0]$ を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号 $N \times M \times i + 1$ のとき $F[1]$ を用いてプリコーディングを行い、 $\dots$ 、シンボル番号 $N \times M \times i + h$ のとき $F[h]$ を用いてプリコーディングを行う ($h=0,1,2,\dots,N \times M - 2, N \times M - 1$) ことになる。(ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。)

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の

切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。なお、周期 $N \times M$ のプリコーディング行列を式(440)のようしたが、前述のように、周期 $N \times M$ のプリコーディング行列を次式のようにしてもよい。

【1085】

【数519】

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i) + X_k)} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i) + X_k)} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix} \quad (441)$$

10

【1086】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)、 $k=0,1,\dots,M-2,M-1$ (k は 0 以上 $M-1$ 以下の整数) となる。

実施の形態 23 より、上記とは別の周期 N の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法のための、周期 N のために用意するプリコーディング行列は、次式であらわされる。

【1087】

【数520】

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ 0 & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (442)$$

20

【1088】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) となる。また、 A 、 B 、 D は、 i によらず固定値であり、 μ_{11} 、 μ_{12} 、 μ_{22} は、 i によらず固定値である。そして、式(441)をベースとする周期 $N \times M$ のプリコーディング行列を次式であらわす。

30

【1089】

【数521】

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ 0 & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i) + X_k)} \end{pmatrix} \quad (443)$$

40

【1090】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)、 $k=0,1,\dots,M-2,M-1$ (k は 0 以上 $M-1$ 以下の整数) となる。

すると、 $F[0] \sim F[N \times M - 1]$ のプリコーディング行列が生成されたことになる ($F[0] \sim F[N \times M - 1]$ のプリコーディング行列は、周期 $N \times M$ どのような順番にならべて使用してもよい)。そして、例えば、シンボル番号 $N \times M \times i$ のとき $F[0]$ を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号 $N \times M \times i + 1$ のとき $F[1]$ を用いてプリコーディングを行い、 $\dots$ 、シンボル番号 $N \times M \times i + h$ のとき $F[h]$ を用いてプリコーディングを行う ($h = 0, 1, 2, \dots$)。

50

・・・、 $N \times M - 2$ 、 $N \times M - 1$) ことになる。(ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。)

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。なお、周期 $N \times M$ のプリコーディング行列を式(443)のようしたが、前述のように、周期 $N \times M$ のプリコーディング行列を次式のようにしてもよい。

【1091】

【数522】

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i) + X_k)} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i) + X_k)} \\ 0 & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (444)$$

10

【1092】

このとき、 $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)、 $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$ (k は 0 以上 $M-1$ 以下の整数) となる。

実施の形態 23 より、上記とは別の周期 N の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法のための、周期 N のために用意するプリコーディング行列は、次式であらわされる。

20

【1093】

【数523】

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (445)$$

30

【1094】

このとき、 $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) となる。また、 A 、 C 、 D は、 i によらず固定値であり、 μ_{11} 、 μ_{21} 、 μ_{22} は、 i によらず固定値である。そして、式(445)をベースとする周期 $N \times M$ のプリコーディング行列を次式であらわす。

【1095】

【数524】

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i) + X_k)} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i) + X_k)} \end{pmatrix} \quad (446)$$

40

【1096】

このとき、 $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)、 $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$ (k は 0 以上 $M-1$ 以下の整数) となる。

すると、 $F[0] \sim F[N \times M - 1]$ のプリコーディング行列が生成されたことになる ($F[0] \sim F[N \times M - 1]$ のプリコーディング行列は、周期 $N \times M$ どのような順番にならべて使用してもよい。)。そして、例えば、シンボル番号 $N \times M \times i$ のとき $F[0]$ を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号 $N \times M \times i + 1$ のとき $F[1]$ を用いてプリコーディングを行い、・・・、シン

50

ボル番号 $N \times M \times i + h$ のとき $F[h]$ を用いてプリコーディングを行う ($h = 0, 1, 2, \dots, N \times M - 2, N \times M - 1$) ことになる。(ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。)

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。なお、周期 $N \times M$ のプリコーディング行列を式 (446) のようにしたが、前述のように、周期 $N \times M$ のプリコーディング行列を次式のようにしてもよい。

【1097】

【数525】

10

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i) + X_k)} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (447)$$

【1098】

このとき、 $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ (i は 0 以上 $N - 1$ 以下の整数)、 $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ (k は 0 以上 $M - 1$ 以下の整数) となる。

実施の形態 23 より、上記とは別の周期 N の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法のための、周期 N のために用意するプリコーディング行列は、次式であらわされる。

20

【1099】

【数526】

$$F[i] = \begin{pmatrix} 0 & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (448)$$

30

【1100】

このとき、 $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ (i は 0 以上 $N - 1$ 以下の整数) となる。また、 B, C, D は、 i によらず固定値であり、 $\mu_{12}, \mu_{21}, \mu_{22}$ は、 i によらず固定値である。そして、式 (448) をベースとする周期 $N \times M$ のプリコーディング行列を次式であらわす。

【1101】

【数527】

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} 0 & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i) + X_k)} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i) + X_k)} \end{pmatrix} \quad (449)$$

40

【1102】

このとき、 $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ (i は 0 以上 $N - 1$ 以下の整数)、 $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ (k は 0 以上 $M - 1$ 以下の整数) となる。

すると、 $F[0] \sim F[N \times M - 1]$ のプリコーディング行列が生成されたことになる ($F[0] \sim F[N \times M - 1]$ のプリコーディング行列は、周期 $N \times M$ どのような順番にならべて使用してもよい。)。そして、例えば、シンボル番号 $N \times M \times i$ のとき $F[0]$ を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号 $N \times M \times i + 1$ のとき $F[1]$ を用いてプリコーディングを行い、 $\dots$ 、シン

50

ボル番号 $N \times M \times i + h$ のとき $F[h]$ を用いてプリコーディングを行う（ $h = 0, 1, 2, \dots, N \times M - 2, N \times M - 1$ ）ことになる。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。なお、周期 $N \times M$ のプリコーディング行列を式（449）のようしたが、前述のように、周期 $N \times M$ のプリコーディング行列を次式のようにしてもよい。

【1103】

【数528】

10

$$F[N \times k + i] = \begin{pmatrix} 0 & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i) + X_k)} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (450)$$

【1104】

このとき、 $i = 0, 1, 2, \dots, N - 2, N - 1$ （ i は0以上 $N - 1$ 以下の整数）、 $k = 0, 1, \dots, M - 2, M - 1$ （ k は0以上 $M - 1$ 以下の整数）となる。

本実施の形態では、時間周期 $N \times M$ のプリコーディングホッピング方法のための $N \times M$ 個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、 $N \times M$ 個の異なるプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N \times M - 2]$ 、 $F[N \times M - 1]$ を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸（または、マルチキャリアの場合周波数軸に並べることも可能）方向に $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N \times M - 2]$ 、 $F[N \times M - 1]$ の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した $N \times M$ 個の異なるプリコーディング行列 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N \times M - 2]$ 、 $F[N \times M - 1]$ をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態1と同様に、周波数軸、周波数－時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期 $N \times M$ のプリコーディングホッピング方法として説明しているが、 $N \times M$ 個の異なるプリコーディング行列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 $N \times M$ 個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

【1105】

また、周期 H （ H は上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期 $N \times M$ はより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における $N \times M$ 個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

（実施の形態26）

本実施の形態では、実施の形態24のプリコーディング行列に対し、実施の形態20を適用し、プリコーディング行列の切り替えに関する周期を大きくする方法について説明する。

周期 $2N$ の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期 $2N$ のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【1106】

40

【数 5 2 9】

$i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ のとき :

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix} \quad (451)$$

【1 1 0 7】

このとき、 A 、 B 、 C は実数であり、また、 μ_{11} 、 μ_{12} 、 μ_{21} は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、 A 、 B 、 C は、 i によらず固定値であり、 μ_{11} 、 μ_{12} 、 μ_{21} は、 i によらず固定値である。 10

【1 1 0 8】

【数 5 3 0】

$i=N,N+1,N+2,\dots,2N-2,2N-1$ のとき :

$$F[i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(v_{11} + \psi_{11}(i))} & \beta \times e^{j(v_{12} + \psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta \times e^{j(v_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (452) \quad 20$$

【1 1 0 9】

このとき、 α 、 β 、 δ は実数であり、また、 v_{11} 、 v_{12} 、 v_{22} は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、 α 、 β 、 δ は、 i によらず固定値であり、 v_{11} 、 v_{12} 、 v_{22} は、 i によらず固定値である。そして、式(451)および式(452)をベースとする周期 $2 \times N \times M$ のプリコーディング行列を次式であらわす。

【1 1 1 0】

【数 5 3 1】

$i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ のとき :

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i) + X_k)} & 0 \end{pmatrix} \quad (453) \quad 30$$

【1 1 1 1】

このとき、 $k=0,1,\dots,M-2,M-1$ (k は 0 以上 $M-1$ 以下の整数) となる。

【1 1 1 2】

【数 5 3 2】

$i=N,N+1,N+2,\dots,2N-2,2N-1$ のとき :

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(v_{11} + \psi_{11}(i))} & \beta \times e^{j(v_{12} + \psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta \times e^{j(v_{22} + \psi_{21}(i) + Y_k)} \end{pmatrix} \quad (454) \quad 40$$

【1 1 1 3】

このとき、 $k=0,1,\dots,M-2,M-1$ (k は 0 以上 $M-1$ 以下の整数) となる。また、 $X_k=Y_k$ であってもよいし、 $X_k \neq Y_k$ であってもよい。

すると、 $F[0] \sim F[2 \times N \times M - 1]$ のプリコーディング行列が生成されたことになる ($F[0] \sim$ 50

F[2×N×M-1]のプリコーディング行列は、周期2×N×Mどのような順番にならべて使用してもよい。)。そして、例えば、シンボル番号2×N×M×iのときF[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号2×N×M×i+1のときF[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号2×N×M×i+hのときF[h]を用いてプリコーディングを行う(h=0、1、2、・・・、2×N×M-2、2×N×M-1)ことになる。(ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。)

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。

10

なお、周期2×N×Mのプリコーディング行列の式(453)を次式のようにしてもよい。

【1 1 1 4】
【数 5 3 3】

i=0,1,2,・・・,N-2,N-1のとき：

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i) + X_k)} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i) + X_k)} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix} \quad (455)$$

20

【1 1 1 5】

このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1(kは0以上M-1以下の整数)となる。

また、周期2×N×Mのプリコーディング行列の式(454)を次式のようにしてもよい。

【1 1 1 6】
【数 5 3 4】

i=N,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1のとき：

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(v_{11} + \psi_{11}(i) + Y_k)} & \beta \times e^{j(v_{12} + \psi_{11}(i) + Y_k)} \\ 0 & \delta \times e^{j(v_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (456)$$

30

【1 1 1 7】

このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1(kは0以上M-1以下の整数)となる。

上記とは、別の例を示す。周期2Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期2Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【1 1 1 8】
【数 5 3 5】

40

i=0,1,2,・・・,N-2,N-1のとき：

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix} \quad (457)$$

【1 1 1 9】

50

このとき、 A 、 B 、 C は実数であり、また、 μ_{11} 、 μ_{12} 、 μ_{21} は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、 A 、 B 、 C は、 i によらず固定値であり、 μ_{11} 、 μ_{12} 、 μ_{21} は、 i によらず固定値である。

【1120】

【数536】

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき：

$$F[i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i))} \\ \gamma \times e^{j(\nu_{21} + \psi_{21}(i))} & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (458) \quad 10$$

【1121】

このとき、 β 、 γ 、 δ は実数であり、また、 ν_{12} 、 ν_{21} 、 ν_{22} は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、 β 、 γ 、 δ は、 i によらず固定値であり、 ν_{12} 、 ν_{21} 、 ν_{22} は、 i によらず固定値である。そして、式(457)および式(458)をベースとする周期 $2 \times N \times M$ のプリコーディング行列を次式であらわす。

【1122】

【数537】

20

$i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ のとき：

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i))} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i) + X_k)} & 0 \end{pmatrix} \quad (459)$$

【1123】

このとき、 $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$ (k は0以上 $M-1$ 以下の整数)となる。

30

【1124】

【数538】

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき：

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i))} \\ \gamma \times e^{j(\nu_{21} + \psi_{21}(i) + Y_k)} & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i) + Y_k)} \end{pmatrix} \quad (460)$$

40

【1125】

このとき、 $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$ (k は0以上 $M-1$ 以下の整数)となる。また、 $X_k=Y_k$ であってもよいし、 $X_k \neq Y_k$ であってもよい。

すると、 $F[0] \sim F[2 \times N \times M - 1]$ のプリコーディング行列が生成されたことになる ($F[0] \sim F[2 \times N \times M - 1]$ のプリコーディング行列は、周期 $2 \times N \times M$ どのような順番にならべて使用してもよい)。そして、例えば、シンボル番号 $2 \times N \times M \times i$ のとき $F[0]$ を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号 $2 \times N \times M \times i + 1$ のとき $F[1]$ を用いてプリコーディングを行い、 $\dots$ 、シンボル番号 $2 \times N \times M \times i + h$ のとき $F[h]$ を用いてプリコーディングを行う ($h=0, 1, 2, \dots, 2 \times N \times M - 2, 2 \times N \times M - 1$) ことになる。(ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくても

50

よい。)

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。

なお、周期 $2 \times N \times M$ のプリコーディング行列の式(459)を次式のようにしてもよい。

【1126】

【数539】

$i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ のとき :

10

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i) + X_k)} & B \times e^{j(\mu_{12} + \theta_{11}(i) + X_k)} \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix} \quad (461)$$

【1127】

このとき、 $k=0,1,\dots,M-2,M-1$ (k は 0 以上 $M-1$ 以下の整数) となる。

また、周期 $2 \times N \times M$ のプリコーディング行列の式(460)を次式のようにしてもよい。

【1128】

【数540】

20

$i=N,N+1,N+2,\dots,2N-2,2N-1$ のとき :

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i) + Y_k)} \\ \gamma \times e^{j(\nu_{21} + \psi_{21}(i))} & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (462)$$

【1129】

30

このとき、 $k=0,1,\dots,M-2,M-1$ (k は 0 以上 $M-1$ 以下の整数) となる。

上記とは、別の例を示す。周期 $2N$ の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期 $2N$ のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【1130】

【数541】

$i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ のとき :

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (463)$$

40

【1131】

このとき、 A 、 C 、 D は実数であり、また、 μ_{11} 、 μ_{21} 、 μ_{22} は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、 A 、 C 、 D は、 i によらず固定値であり、 μ_{11} 、 μ_{21} 、 μ_{22} は、 i によらず固定値である。

【1132】

【数 5 4 2】

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき :

$$F[i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(v_{11} + \psi_{11}(i))} & \beta \times e^{j(v_{12} + \psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta \times e^{j(v_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (464)$$

【1 1 3 3】

10

このとき、 α 、 β 、 δ は実数であり、また、 v_{11} 、 v_{12} 、 v_{22} は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、 α 、 β 、 δ は、 i によらず固定値であり、 v_{11} 、 v_{12} 、 v_{22} は、 i によらず固定値である。そして、式(463)および式(464)をベースとする周期 $2 \times N \times M$ のプリコーディング行列を次式であらわす。

【1 1 3 4】

【数 5 4 3】

$i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ のとき :

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i) + X_k)} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i) + X_k)} \end{pmatrix} \quad (465)$$

20

【1 1 3 5】

このとき、 $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$ (k は 0 以上 $M-1$ 以下の整数) となる。

【1 1 3 6】

【数 5 4 4】

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき :

30

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(v_{11} + \psi_{11}(i))} & \beta \times e^{j(v_{12} + \psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta \times e^{j(v_{22} + \psi_{21}(i) + Y_k)} \end{pmatrix} \quad (466)$$

【1 1 3 7】

このとき、 $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$ (k は 0 以上 $M-1$ 以下の整数) となる。また、 $X_k=Y_k$ であってもよいし、 $X_k \neq Y_k$ であってもよい。

すると、 $F[0] \sim F[2 \times N \times M - 1]$ のプリコーディング行列が生成されたことになる ($F[0] \sim F[2 \times N \times M - 1]$ のプリコーディング行列は、周期 $2 \times N \times M$ のような順番にならべて使用してもよい。)。そして、例えば、シンボル番号 $2 \times N \times M \times i$ のとき $F[0]$ を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号 $2 \times N \times M \times i + 1$ のとき $F[1]$ を用いてプリコーディングを行い、 $\dots$ 、シンボル番号 $2 \times N \times M \times i + h$ のとき $F[h]$ を用いてプリコーディングを行う ($h=0, 1, 2, \dots, 2 \times N \times M - 2, 2 \times N \times M - 1$) ことになる。(ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。)

40

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。

50

なお、周期 $2 \times N \times M$ のプリコーディング行列の式(465)を次式のようにしてもよい。

【1138】

【数545】

$i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ のとき：

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i) + X_k)} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (467)$$

10

【1139】

このとき、 $k=0,1,\dots,M-2,M-1$ (k は 0 以上 $M-1$ 以下の整数) となる。

また、周期 $2 \times N \times M$ のプリコーディング行列の式(466)を次式のようにしてもよい。

【1140】

【数546】

$i=N,N+1,N+2,\dots,2N-2,2N-1$ のとき：

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(v_{11} + \psi_{11}(i) + Y_k)} & \beta \times e^{j(v_{12} + \psi_{11}(i) + Y_k)} \\ 0 & \delta \times e^{j(v_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (468)$$

20

【1141】

このとき、 $k=0,1,\dots,M-2,M-1$ (k は 0 以上 $M-1$ 以下の整数) となる。

上記とは、別の例を示す。周期 $2N$ の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期 $2N$ のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【1142】

【数547】

30

$i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ のとき：

$$F[i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (469)$$

【1143】

40

このとき、 A 、 C 、 D は実数であり、また、 μ_{11} 、 μ_{21} 、 μ_{22} は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、 A 、 C 、 D は、 i によらず固定値であり、 μ_{11} 、 μ_{21} 、 μ_{22} は、 i によらず固定値である。

【1144】

【数 5 4 8】

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき :

$$F[i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(v_{12} + \psi_{11}(i))} \\ \gamma \times e^{j(v_{21} + \psi_{21}(i))} & \delta \times e^{j(v_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (470)$$

10

【1 1 4 5】

このとき、 β 、 γ 、 δ は実数であり、また、 v_{12} 、 v_{21} 、 v_{22} は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、 β 、 γ 、 δ は、 i によらず固定値であり、 v_{12} 、 v_{21} 、 v_{22} は、 i によらず固定値である。そして、式(469)および式(470)をベースとする周期 $2 \times N \times M$ のプリコーディング行列を次式であらわす。

【1 1 4 6】

【数 5 4 9】

$i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ のとき :

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i))} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i) + X_k)} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i) + X_k)} \end{pmatrix} \quad (471)$$

20

【1 1 4 7】

このとき、 $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$ (k は 0 以上 $M-1$ 以下の整数) となる。

【1 1 4 8】

【数 5 5 0】

30

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき :

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(v_{12} + \psi_{11}(i))} \\ \gamma \times e^{j(v_{21} + \psi_{21}(i) + Y_k)} & \delta \times e^{j(v_{22} + \psi_{21}(i) + Y_k)} \end{pmatrix} \quad (472)$$

【1 1 4 9】

40

このとき、 $k=0, 1, \dots, M-2, M-1$ (k は 0 以上 $M-1$ 以下の整数) となる。また、 $X_k=Y_k$ であってもよいし、 $X_k \neq Y_k$ であってもよい。

すると、 $F[0] \sim F[2 \times N \times M-1]$ のプリコーディング行列が生成されたことになる ($F[0] \sim F[2 \times N \times M-1]$ のプリコーディング行列は、周期 $2 \times N \times M$ のような順番にならべて使用してもよい。)。そして、例えば、シンボル番号 $2 \times N \times M \times i$ のとき $F[0]$ を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号 $2 \times N \times M \times i + 1$ のとき $F[1]$ を用いてプリコーディングを行い、 $\dots$ 、シンボル番号 $2 \times N \times M \times i + h$ のとき $F[h]$ を用いてプリコーディングを行う ($h=0, 1, 2, \dots, 2 \times N \times M-2, 2 \times N \times M-1$) ことになる。(ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。)

50

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。

なお、周期 $2 \times N \times M$ のプリコーディング行列の式(471)を次式のようにしてもよい。

【1150】

【数551】

$i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ のとき：

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} A \times e^{j(\mu_{11} + \theta_{11}(i) + X_k)} & 0 \\ C \times e^{j(\mu_{21} + \theta_{21}(i))} & D \times e^{j(\mu_{22} + \theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (473)$$

10

【1151】

このとき、 $k=0,1,\dots,M-2,M-1$ (k は 0 以上 $M-1$ 以下の整数) となる。

また、周期 $2 \times N \times M$ のプリコーディング行列の式(472)を次式のようにしてもよい。

【1152】

【数552】

20

$i=N,N+1,N+2,\dots,2N-2,2N-1$ のとき：

$$F[2 \times N \times k + i] = \begin{pmatrix} 0 & \beta \times e^{j(\nu_{12} + \psi_{11}(i) + Y_k)} \\ \gamma \times e^{j(\nu_{21} + \psi_{21}(i))} & \delta \times e^{j(\nu_{22} + \psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (474)$$

【1153】

このとき、 $k=0,1,\dots,M-2,M-1$ (k は 0 以上 $M-1$ 以下の整数) となる。

30

なお、上述の例において、受信劣悪点について着目すると、以下の条件が重要となる。

【1154】

【数553】

<条件#81>

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

40

【1155】

(x は $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ であり、 y は $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ (x, y は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) であり、 $x \neq y$ である。)

【1156】

【数 5 5 4】

<条件# 8 2>

$$e^{j(\psi_{11}(x)-\psi_{21}(x))} \neq e^{j(\psi_{11}(y)-\psi_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

【1 1 5 7】

10

(x は $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ であり、 y は $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ (x, y は N 以上 $2N-1$ 以下の整数)であり、 $x \neq y$ である。)

【1 1 5 8】

【数 5 5 5】

<条件# 8 3>

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

かつ

20

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y+N) \quad \text{for } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

【1 1 5 9】

【数 5 5 6】

<条件# 8 4>

30

$$\psi_{11}(x) = \psi_{11}(x+N) \quad \text{for } \forall x (x = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

かつ

$$\psi_{21}(y) = \psi_{21}(y+N) \quad \text{for } \forall y (y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

【1 1 6 0】

40

を満たすと良好なデータの受信品質を得ることができる可能性がある。また、以下の条件を満たすとよい。(実施の形態 2 4 参照)

【1 1 6 1】

【数 5 5 7】

<条件# 8 5>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

【1 1 6 2】

10

(xは0, 1, 2, ..., N-2, N-1であり、yは0, 1, 2, ..., N-2, N-1 (x, yは0以上N-1以下の整数)であり、x≠yである。)

【1 1 6 3】

【数 5 5 8】

<条件# 8 6>

$$e^{j(\psi_{11}(x)-\psi_{21}(x))} \neq e^{j(\psi_{11}(y)-\psi_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

20

【1 1 6 4】

(xはN, N+1, N+2, ..., 2N-2, 2N-1であり、yはN, N+1, N+2, ..., 2N-2, 2N-1 (x, yはN以上2N-1以下の整数)であり、x≠yである。)

また、X_k, Y_kに着目すると、

【1 1 6 5】

【数 5 5 9】

<条件# 8 7>

30

$$X_a \neq X_b + 2 \times s \times \pi \quad \text{for } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M-2, M-1)$$

【1 1 6 6】

(aは0, 1, 2, ..., M-2, M-1であり、bは0, 1, 2, ..., M-2, M-1 (a, bは0以上M-1以下の整数)であり、a≠bである。)

ただし、sは整数である。

【1 1 6 7】

【数 5 6 0】

40

<条件# 8 8>

$$Y_a \neq Y_b + 2 \times u \times \pi \quad \text{for } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M-2, M-1)$$

【1 1 6 8】

(aは0, 1, 2, ..., M-2, M-1であり、bは0, 1, 2, ..., M-2, M-1 (a, bは0以上M-1以下

50

下の整数)であり、 $a \neq b$ である。))

ただし、 u は整数である。

の2つの条件を満たすと良好なデータの受信品質を得ることができる可能性がある。なお、実施の形態25では、<条件87>を満たすとよい。

【1169】

本実施の形態では、周期 $2N \times M$ のプリコーディングホッピング方法のための $2 \times N \times M$ 個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、 $2 \times N \times M$ 個の異なるプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2 \times N \times M - 2]$ 、 $F[2 \times N \times M - 1]$ を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸（または、マルチキャリアの場合周波数軸に並べることも可能）方向に $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2 \times N \times M - 2]$ 、 $F[2 \times N \times M - 1]$ の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した $2 \times N \times M$ 個の異なるプリコーディング行列 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2 \times N \times M - 2]$ 、 $F[2 \times N \times M - 1]$ をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態1と同様に、周波数軸、周波数—時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期 $2 \times N \times M$ のプリコーディングホッピング方法として説明しているが、 $2 \times N \times M$ 個の異なるプリコーディング行列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 $2 \times N \times M$ 個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

【1170】

また、周期 H (H は上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期 $2 \times N \times M$ より大きな自然数とする)のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における $2 \times N \times M$ 個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

(実施の形態A1)

本実施の形態では、これまで説明してきた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DVB (Digital Video Broadcasting) — T2 (T: Terrestrial)規格を用いた通信システムに適用する方法について、詳しく説明する。

【1171】

図61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—周波数軸にフレームが構成されている。図61は、時間—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、Pl Signalling data (6101)、L1 Pre-Signalling data (6102)、L1 Post-Signalling data (6103)、Common PLP (6104)、PLP #1~#N (6105_1~6105_N)で構成されている (PLP: Physical Layer Pipe)。 (ここで、L1 Pre-Signalling data (6102)、L1 Post-Signalling data (6103)をP2シンボルと呼ぶ。) このように、Pl Signalling data (6101)、L1 Pre-Signalling data (6102)、L1 Post-Signalling data (6103)、Common PLP (6104)、PLP #1~#N (6105_1~6105_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。

【1172】

Pl Signalling data (6101)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、時空間ブロック符号を用いている。)

L1 Pre-Signalling data (6102)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)の方法に関する情報、L1 Post-Si

10

20

30

40

50

gnallingdataを伝送する際の変調方式、誤り訂正方式（FEC: ForwardError Correction）、誤り訂正方式の符号化率の情報、L1 Post-Signallingdata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。

【1173】

L1 Post-Signalling data（6103）により、PLPの数の情報、使用する周波数領域に関する情報、各PLPの固有番号の情報、各PLPを伝送するのに使用する変調方式、誤り訂正方式、誤り訂正方式の符号化率の情報、各PLPの送信するブロック数の情報等を伝送する。

Common PLP（6104）、PLP#1～#N（6105__1～6105__N）は、データを伝送するための領域である。

図61のフレーム構成では、P1 Signalling data（6101）、L1 Pre-Signalling data（6102）、L1Post-Signallingdata（6103）、Common PLP（6104）、PLP#1～#N（6105__1～6105__N）は時分割で送信されているように記載いるが、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62に示す。図62に示すように、同一時刻に、L1 Pre-Signalling data、L1Post-Signallingdata、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。

図63は、DVB-T2規格における（例えば、放送局）の送信装置に対し、これまでに説明してきた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6302は、PLP用の送信データ6301（複数PLP用のデータ）、制御信号6309を入力とし、制御信号6309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6303を出力する。

P2シンボル信号生成部6305は、P2シンボル用送信データ6304、制御信号6309を入力とし、制御信号6309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6306を出力する。

制御信号生成部6308は、P1シンボル用の送信データ6307、P2シンボル用送信データ6304を入力とし、図61における各シンボル群（P1 Signalling data（6101）、L1Pre-Signallingdata（6102）、L1 Post-Signalling data（6103）、Common PLP（6104）、PLP#1～#N（6105__1～6105__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6309として出力する。フレーム構成部6310は、PLPのベースバンド信号6312、P2シンボルのベースバンド信号6306、制御信号6309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6311__1、ストリーム2の（直交）ベースバンド信号6311__2を出力する。

【1174】

信号処理部6312は、ストリーム1のベースバンド信号6311__1、ストリーム2のベースバンド信号6311__2、制御信号6309を入力とし、制御信号6309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（6313__1）および信号処理後の変調信号2（6313__2）を出力する。ここで特徴的な点は、送信方法として、規則的にプリコーディング行列を切り替える送信方法が選択されたとき、信号処理部は、図6、図22、図23、図26と同様に、規則的にプリコーディング行列を切り替えるとともに

、重み付け合成（プリコーディング）を行い、プリコーディング後の信号が、信号処理後の変調信号 1（6 3 1 3 __ 1）および信号処理後の変調信号 2（6 3 1 3 __ 2）となる。

パイロット挿入部 6 3 1 4 __ 1 は、信号処理後の変調信号 1（6 3 1 3 __ 1）、制御信号 6 3 0 9 を入力とし、制御信号 6 3 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（6 3 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 6 3 1 5 __ 1 を出力する。

パイロット挿入部 6 3 1 4 __ 2 は、信号処理後の変調信号 2（6 3 1 3 __ 2）、制御信号 6 3 0 9 を入力とし、制御信号 6 3 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（6 3 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 6 3 1 5 __ 2 を出力する。

I F F T（Inverse Fast Fourier Transform）部 6 3 1 6 __ 1 は、パイロットシンボル挿入後の変調信号 6 3 1 5 __ 1、制御信号 6 3 0 9 を入力とし、制御信号 6 3 0 9 に含まれる IFFT 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 6 3 1 7 __ 1 を出力する。

【1 1 7 5】

I F F T 部 6 3 1 6 __ 2 は、パイロットシンボル挿入後の変調信号 6 3 1 5 __ 2、制御信号 6 3 0 9 を入力とし、制御信号 6 3 0 9 に含まれる IFFT 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 6 3 1 7 __ 2 を出力する。

P A P R 削減部 6 3 1 8 __ 1 は、I F F T 後の信号 6 3 1 7 __ 1、制御信号 6 3 0 9 を入力とし、制御信号 6 3 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 6 3 1 7 __ 1 に PAPR 削減のための処理を施し、PAPR 削減後の信号 6 3 1 9 __ 1 を出力する。

P A P R 削減部 6 3 1 8 __ 2 は、I F F T 後の信号 6 3 1 7 __ 2、制御信号 6 3 0 9 を入力とし、制御信号 6 3 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 6 3 1 7 __ 2 に PAPR 削減のための処理を施し、PAPR 削減後の信号 6 3 1 9 __ 2 を出力する。

ガードインターバル挿入部 6 3 2 0 __ 1 は、PAPR 削減後の信号 6 3 1 9 __ 1、制御信号 6 3 0 9 を入力とし、制御信号 6 3 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 6 3 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 6 3 2 1 __ 1 を出力する。

ガードインターバル挿入部 6 3 2 0 __ 2 は、PAPR 削減後の信号 6 3 1 9 __ 2、制御信号 6 3 0 9 を入力とし、制御信号 6 3 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 6 3 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 6 3 2 1 __ 2 を出力する。

P 1 シンボル挿入部 6 3 2 2 は、ガードインターバル挿入後の信号 6 3 2 1 __ 1、ガードインターバル挿入後の信号 6 3 2 1 __ 2、P 1 シンボル用の送信データ 6 3 0 7 を入力とし、P 1 シンボル用の送信データ 6 3 0 7 から P 1 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 6 3 2 1 __ 1 に対し、P 1 シンボルを付加し、P 1 シンボル用処理後の信号 6 3 2 3 __ 1、および、ガードインターバル挿入後の信号 6 3 2 1 __ 2 に対し、P 1 シンボルを付加し、P 1 シンボル用処理後の信号 6 3 2 3 __ 2 を出力する。なお、P 1 シンボルの信号は、P 1 シンボル用処理後の信号 6 3 2 3 __ 1、P 1 シンボル用処理後の信号 6 3 2 3 __ 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。無線処理部 6 3 2 4 __ 1 は、P 1 シンボル用処理後の信号 6 3 2 3 __ 1 を入力とし、周波数変換、増幅等の処理が施され、送信信号 6 3 2 5 __ 1 を出力する。そして、送信信号 6 3 2 5 __ 1 は、アンテナ 6 3 2 6 __ 1 から電波として出力される。

無線処理部 6 3 2 4 __ 2 は、P 1 シンボル用処理後の信号 6 3 2 3 __ 2 を入力とし、周波数変換、増幅等の処理が施され、送信信号 6 3 2 5 __ 2 を出力する。そして、送信信号 6 3 2 5 __ 2 は、アンテナ 6 3 2 6 __ 2 から電波として出力される。

10

20

30

40

50

【1176】

次に、DVB-T2システムに対し、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を適用したときの放送局（基地局）の送信信号のフレーム構成、制御情報（P1シンボルおよびP2シンボルにより送信する情報）の伝送方法について、詳しく説明する。

図64は、P1シンボル、P2シンボル、Common PLPを送信後、複数のPLPを送信する場合の周波数－時間軸におけるフレーム構成の一例を示している。図64において、ストリームs1は、周波数軸において、サブキャリア#1～サブキャリア#Mを用いており、同様にストリームs2も、周波数軸において、サブキャリア#1～サブキャリア#Mを用いている。したがって、s1、s2、両者で、同一サブキャリアの同一時刻にシンボルが存在している場合、同一周波数に2つのストリームのシンボルが存在していることになる。なお、他の実施の形態で説明したように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディングの方法を含むプリコーディングを行っている場合、s1、s2は、プリコーディング行列を用いて重み付け、および、合成が行われ、z1、z2が、それぞれ、アンテナから出力されることになる。

図64に示すように、区間1は、ストリームs1、ストリームs2を用いてPLP#1のシンボル群6401を伝送しており、図49に示した、空間多重MIMO伝送方式、または、プリコーディング行列が固定のMIMO伝送方式を用いてデータを伝送するものとする。

【1177】

区間2は、ストリームs1を用いてPLP#2のシンボル群6402を伝送しており、一つの変調信号を送信することでデータを伝送するものとする。

区間3は、ストリームs1、ストリームs2を用いてPLP#3のシンボル群6403を伝送しており、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式を用いてデータを伝送するものとする。

区間4は、ストリームs1、ストリームs2を用いてPLP#4のシンボル群6404を伝送しており、図50に示した、時空間ブロック符号を用いてデータを伝送するものとする。なお、時空間ブロック符号におシンボルの配置は、時間方向に限ったものではなく、周波数軸方向に配置してもよいし、時間一周波数で形成したシンボル群に適宜配置してもよい。また、時空間ブロック符号は、図50で説明した方法に限ったものではない。

放送局が、図64のように各PLPを送信した場合、図64の送信信号を受信する受信装置では、各PLPの送信方法を知る必要がある。したがって、前述で述べたように、P2シンボルであるL1 Post-Signalling data（図61の6103）を用いて、各PLPの送信方法の情報を伝送する必要がある。以下では、このときのP1シンボルの構成方法、および、P2シンボルの構成方法の一例について説明する。

表3にP1シンボルを用いて送信する制御情報の具体例を示す。

【1178】

【表3】

S1	000 : T2_SISO (DVB-T2規格の一つの変調信号送信) 001 : T2_MISO (DVB-T2規格の時空間ブロック符号を用いた送信) 010 : NOT_T2 (DVB-T2規格以外の規格)

【1179】

DVB-T2規格では、S1の制御情報（3ビットの情報）により、DVB-T2の規格を用いているかどうか、また、DVB-T2規格を用いている場合、用いている送信方法を受信装置が判断できるようになっている。3ビットのS1情報として、“000”を設定した場合、送信する変調信号が、「DVB-T2規格の一つの変調信号送信」に準拠していることになる。

また、3ビットのS1情報として、“001”を設定した場合、送信する変調信号が、「DVB-T2規格の時空間ブロック符号を用いた送信」に準拠していることになる。

DVB-T2規格では、“010”～“111”は将来のために「Reserve」となっている。ここで、DVB-T2との互換性があるように本発明を適用するために、3ビットのS1情報として、例えば“010”と設定した場合（“000”“001”以外であればよい。）、送信する変調信号がDVB-T2以外の規格に準拠しているを示すことにし、

端末の受信装置は、この情報が“010”であることがわかると、放送局が送信した変調信号がDVB-T2以外の規格に準拠していることを知ることができる。

次に、放送局が送信した変調信号がDVB-T2以外の規格に準拠している場合のP2シンボルの構成方法の例を説明する。最初の例では、DVB-T2規格におけるP2シンボルを利用した方法について説明する。

表4に、P2シンボルのうち、L1 Post-Signalling dataにより送信する、制御情報の第1の例を示す。

【1180】

【表4】

PLP_MODE（2ビット）	00：SISO/SIMO 01：MISO/MIMO（Space-time block code：時空間ブロック符号） 10：MIMO （規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法） 11：MIMO （プリコーディング行列が固定的なMIMO方式、または、空間多重MIMO伝送方式）

【1181】

SISO: Single-Input Single-Output（一つの変調信号送信、一つのアンテナで受信）

SIMO: Single-Input Multiple-Output（一つの変調信号送信、複数のアンテナで受信）

MISO: Multiple-Input Single-Output（複数の変調信号を複数アンテナで送信、一つのアンテナで受信）

MIMO: Multiple-Input Multiple-Output（複数の変調信号を複数アンテナで送信、複数のアンテナで受信）

表4に示した2ビットの情報である「PLP_MODE」は、図64に示したように、各PLP（図64ではPLP#1から#4）の送信方法を端末に通知するための制御情報であり、PLP_MODEの情報は、PLPごとに存在することになる。つまり、図64の場合、PLP#1のためのPLP_MODEの情報、PLP#2のためのPLP_MODEの情報、PLP#3のためのPLP_MODEの情報、PLP#4のためのPLP_MODEの情報・・・が、放送局から送信されることになる。当然であるが、端末は、この情報を復調（また、誤り訂正復号も行う）することで、放送局がPLPに用いた伝送方式を認識することができる。

「PLP_MODE」として、“00”と設定した場合、そのPLPは、「一つの変調信号を送信」することにより、データが伝送される。“01”と設定した場合、そのPLPは、「時空間ブロック符号化を行った複数の変調信号を送信」することにより、データ

が伝送される。“10”と設定した場合、そのPLPは、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法」を用いて、データが伝送される。“11”と設定した場合、そのPLPは、「プリコーディング行列が固定的なMIMO方式、または、空間多重MIMO伝送方式」を用いて、データが伝送される。

なお、「PLP_MODE」として、“01”～“11”と設定された場合、放送局が具体的にどのような処理を施したか（例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法における具体的な切り替え方法、使用した時空間具ロック符号化方法、プリコーディング行列として使用した行列の構成）を端末に伝送する必要がある。このときの制御情報の構成を含めた、表4とは異なる制御情報の構成方法について以下では説明する。

表5は、P2シンボルのうち、L1 Post-Signalling dataにより送信する、制御情報の表4とは異なる第2の例である。

【1182】

【表5】

PLP_MODE (1ビット)	0 : SISO/SIMO 1 : MISO/MIMO (時空間ブロック符号、 または、 規則的にプリコーディング行列を切り替える プリコーディング方法、 または、 プリコーディング行列が固定的なMIMO方式、 または、 空間多重MIMO伝送方式)
MIMO_MODE (1ビット)	0 : 規則的にプリコーディング行列を切り替える OFF 1 : 規則的にプリコーディング行列を切り替える ON
MIMO_PATTERN#1 (2ビット)	00 : 時空間ブロック符号 01 : プリコーディング行列が固定的なMIMO方式、かつ、プリコーディング行列#1 10 : プリコーディング行列が固定的なMIMO方式、かつ、プリコーディング行列#2 11 : 空間多重MIMO伝送方式
MIMO_PATTERN#2 (2ビット)	00 : 規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法、プリコーディング行列切り替え方法#1 01 : 規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法、プリコーディング行列切り替え方法#2 10 : 規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法、プリコーディング行列切り替え方法#3 11 : 規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法、プリコーディング行列切り替え方法#4

【1183】

表5のように、1ビットの情報である「PLP_MODE」、1ビットの情報である「

MIMO__MODE」、2ビットの情報である「MIMO__PATTERN#1」、2ビットの情報である「MIMO__PATTERN#2」が存在し、これら4つの制御情報は、図64に示したように、各PLP（図64ではPLP#1から#4）の送信方法を端末に通知するための情報であり、したがって、これら4つの制御情報は、PLPごとに存在することになる。つまり、図64の場合、PLP#1のためのPLP__MODEの情報/MIMO__MODEの情報/MIMO__PATTERN#1の情報/MIMO__PATTERN#2の情報、PLP#2のためのPLP__MODEの情報/MIMO__MODEの情報/MIMO__PATTERN#1の情報/MIMO__PATTERN#2の情報、PLP#3のためのPLP__MODEの情報/MIMO__MODEの情報/MIMO__PATTERN#1の情報/MIMO__PATTERN#2の情報、PLP#4のためのPLP__MODEの情報/MIMO__MODEの情報/MIMO__PATTERN#1の情報/MIMO__PATTERN#2の情報・・・が、放送局から送信されることになる。当然であるが、端末は、この情報を復調（また、誤り訂正復号も行う）することで、放送局がPLPに用いた伝送方式を認識することができる。

【1184】

「PLP__MODE」として、“0”と設定した場合、そのPLPは、「一つの変調信号を送信」することにより、データが伝送される。“1”と設定した場合、そのPLPは、「時空間ブロック符号化を行った複数の変調信号を送信」、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法」、「プリコーディング行列が固定的なMIMO方式」、「空間多重MIMO伝送方式」のいずれかの方式で、データが伝送される。

【1185】

「PLP__MODE」が「1」と設定された場合、「MIMO__MODE」の情報は有効な情報となり、「MIMO__MODE」として、“0”と設定した場合、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を使用しないで、データが伝送される。「MIMO__MODE」として、“1”と設定した場合、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を使用して、データが伝送される。

「PLP__MODE」が「1」、「MIMO__MODE」が「0」と設定された場合、「MIMO_PATTERN#1」の情報は有効な情報となり、「MIMO_PATTERN#1」として、“00”と設定した場合、時空間ブロック符号を用いて、データが伝送される。“01”と設定した場合、プリコーディング行列#1を固定的に用いて重み付け合成を行うプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。“10”と設定した場合、プリコーディング行列#2を固定的に用いて重み付け合成を行うプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。（ただし、プリコーディング行列#1とプリコーディング行列#2はことなる行列である。）“11”と設定した場合、空間多重MIMO伝送方式を用いて、データが伝送される。（当然であるが、図49の方式1のプリコーディング行列が選択された、とも解釈することができる。）

「PLP__MODE」が「1」、「MIMO__MODE」が「1」と設定された場合、「MIMO_PATTERN#2」の情報は有効な情報となり、「MIMO_PATTERN#2」として、“00”と設定した場合、プリコーディング行列切り替え方法#1の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。“01”と設定した場合、プリコーディング行列切り替え方法#2の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。“10”と設定した場合、プリコーディング行列切り替え方法#3の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。“11”と設定した場合、プリコーディング行列切り替え方法#4の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。ここで、プリコーディング行列切り替え方法#1～#4はそれぞれ異なる方法となるが、このとき、異なる方法とは、例えば、#Aと#Bが異なる方法とすると、

・#Aに用いる複数のプリコーディング行列と#Bに用いる複数のプリコーディング行列の中に、同一のプリコーディング行列を含むが、周期が異なる、

・ #Aには含まれるいるが #Bには含まれていないプリコーディング行列が存在する、
 ・ #Aで使用する複数のプリコーディング行列を、 #Bの方法では使用するプリコーディングに含めない
 という方法がある。

上述では、表 4、表 5 の制御情報を、 P 2 シンボルのうち、 L1 Post-Signalling data により送信するものとして説明した。ただし、 D V B - T 2 規格では、 P 2 シンボルとして送信できる情報量に制限がある。したがって、 D V B - T 2 規格における P 2 シンボルで伝送する必要がある情報に加え、表 4、表 5 の情報を加えることで、 P 2 シンボルとして送信できる情報量の制限を超えた場合、図 6 5 に示すように、 Signalling PLP (6 5 0 1) を設け、 D V B - T 2 規格以外の規格で必要となる制御情報 (一部でもよい、つまり
 10 L1 Post-Signalling data と Signalling PLP の両方で伝送する) を伝送すればよい。なお、図 6 5 では、図 6 1 と同様のフレーム構成としているが、このようなフレーム構成に限ったものではなく、図 6 2 の L1 Pre-signalling data 等のように、 Signalling PLP を時間一周波数軸において、特定の時間ー特定のキャリアの領域に割り当てるようにしてもよい、つまり、時間一周波数軸において、 Signalling PLP をどのように割り当ててもよい。

以上のように、 O F D M 方式のようなマルチキャリア伝送方式を用い、かつ、 D V B - T 2 規格に対し、互換性を保ちながら、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を選択できるようにすることで、 L O S 環境に対し、高い受信品質を得ることができるとともに、高い伝送速度を得ることができる、という利点を得ることができる。なお、本実施の形態では、キャリア群が設定可能な伝送方式として、「空間多重 M I M O 伝送方式、
 20 固定的なプリコーディング行列を用いる M I M O 方式、規則的にプリコーディング行列を切り替える M I M O 方式、時空間ブロック符号化、ストリーム s 1 のみ送信する伝送方式」をあげたがこれに限ったものではなく、固定的なプリコーディング行列を用いる M I M O 方式は、図 4 9 の方式 # 2 に限ったものではなく、固定的なプリコーディング行列で構成されていればよい。

【 1 1 8 6 】

そして、「空間多重 M I M O 伝送方式、固定的なプリコーディング行列を用いる M I M O 方式、規則的にプリコーディング行列を切り替える M I M O 方式、時空間ブロック符号化、ストリーム s 1 のみ送信する伝送方式」を放送局が選択可能としている例で説明したが、これらすべての送信方法が選択可能な送信方法でなくてもよく、例えば、
 30

- ・ 固定的なプリコーディング行列を用いる M I M O 方式、規則的にプリコーディング行列を切り替える M I M O 方式、時空間ブロック符号化、ストリーム s 1 のみ送信する伝送方式が選択可能な送信方法

- ・ 固定的なプリコーディング行列を用いる M I M O 方式、規則的にプリコーディング行列を切り替える M I M O 方式、時空間ブロック符号化が選択可能な送信方法

- ・ 固定的なプリコーディング行列を用いる M I M O 方式、規則的にプリコーディング行列を切り替える M I M O 方式、ストリーム s 1 のみ送信する伝送方式が選択可能な送信方法

- ・ 規則的にプリコーディング行列を切り替える M I M O 方式、時空間ブロック符号化、ストリーム s 1 のみ送信する伝送方式が選択可能な送信方法
 40

- ・ 固定的なプリコーディング行列を用いる M I M O 方式、規則的にプリコーディング行列を切り替える M I M O 方式が選択可能な送信方法

- ・ 規則的にプリコーディング行列を切り替える M I M O 方式、時空間ブロック符号化が選択可能な送信方法

- ・ 規則的にプリコーディング行列を切り替える M I M O 方式、ストリーム s 1 のみ送信する伝送方式が選択可能な送信方法

のように、規則的にプリコーディング行列を切り替える M I M O 方式を含むことで、 L O S 環境で、高速なデータ伝送を行うことができ、かつ、受信装置の受信データ品質を確保することができるという効果を得ることができる。

このとき、上記で述べたように P 1 シンボルにおける S 1 を設定する必要があるとともに
 50

に、P 2 シンボルとして、表 4 とは異なる制御情報の設定方法（各 P L P の伝送方式の設定方法）として、例えば、表 6 が考えられる。

【1187】

【表 6】

PLP_MODE (2ビット)	00 : SISO/SIMO 01 : MISO/MIMO (Space-time block code : 時空間ブロック符号) 10 : MIMO (規則的にプリコーディング行列を切り替 えるプリコーディング方法) 11 : Reserve

10

【1188】

表 6 が表 4 とは異なる点は、「P L P _ M O D E」を“11”としたときはReserveと
している点である。このように、P L P の伝送方式として、選択可能な伝送方式が上記で
示した例のような場合、選択可能な伝送方式の数によって、例えば、表 4、表 6 の P L P
_ M O D E を構成するビット数を大きく、または、小さくすればよい。

20

表 5 についても同様で、例えば、M I M O 伝送方式として、規則的にプリコーディング
行列を切り替えるプリコーディング方法しかサポートしていない場合は、「M I M O _ M
O D E」の制御情報は必要ないことになる。また、「M I M O _ P A T T E R N # 1」にお
いて、例えば、プリコーディング行列が固定的なM I M O 方式をサポートしていない場合
、「M I M O _ P A T T E R N # 1」の制御情報を必要としない場合もあり、また、プリコ
ーディング行列が固定的なM I M O 方式に用いるプリコーディング行列が複数必要としな
い場合、2ビットの制御情報ではなく、1ビットの制御情報としてもよいし、さらに、複
数のプリコーディング行列を設定可能とする場合は、2ビット以上の制御情報としてもよ
い。

【1189】

30

「M I M O _ P A T T E R N # 2」について同様に考えることができ、規則的にプリコ
ーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としてプリコーディング行列の切り替
え方法が複数必要としない場合、2ビットの制御情報ではなく、1ビットの制御情報とし
てもよいし、さらに、複数のプリコーディング行列の切り替え方法を設定可能とする場合
は、2ビット以上の制御情報としてもよい。

また、本実施の形態では、送信装置のアンテナ数を2の場合で説明したがこれに限った
ものではなく、2より大きい場合においても、同様に、制御情報を送信すればよい。この
とき、2アンテナを用いて変調信号を送信する場合に加え、4アンテナを用いて変調信号
を送信する場合を実施するために、各制御情報を構成するビット数を増やす必要がある場
合が発生する。このとき、P 1 シンボルで制御情報を送信する、P 2 シンボルで制御情報
を送信する、という点は、上記で説明した場合と同様である。

40

放送局が送信するP L P のシンボル群のフレーム構成について、図 6 4 のように時分割
で送信する方法を説明したが、以下では、その変形例について説明する。

図 6 6 は、図 6 4 とは異なる、P 1 シンボル、P 2 シンボル、Common PLPを送信後の、
周波数－時間軸における、ストリーム s 1 および s 2 のシンボルの配置方法の一例を示し
ている。図 6 6 において、「# 1」と記載されているシンボルは、図 6 4 におけるP L P
1 のシンボル群のうちの1シンボルを示している。同様に、「# 2」と記載されている
シンボルは、図 6 4 におけるP L P # 2 のシンボル群のうちの1シンボルを示しており、
「# 3」と記載されているシンボルは、図 6 4 におけるP L P # 3 のシンボル群のうちの
1シンボルを示しており、「# 4」と記載されているシンボルは、図 6 4 におけるP L P

50

4 のシンボル群のうちの 1 シンボルを示している。そして、図 6 4 と同様、P L P # 1 は、図 4 9 に示した、空間多重 M I M O 伝送方式、または、プリコーディング行列が固定の M I M O 伝送方式を用いてデータを伝送するものとする。そして、P L P # 2 は、一つの変調信号を送信することでデータを伝送するものとする。P L P # 3 は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式を用いてデータを伝送するものとする。P L P # 4 は、図 5 0 に示した、時空間ブロック符号を用いてデータを伝送するものとする。なお、時空間ブロック符号におシンボルの配置は、時間方向に限ったものではなく、周波数軸方向に配置してもよいし、時間一周波数で形成したシンボル群に適宜配置してもよい。また、時空間ブロック符号は、図 5 0 で説明した方法に限ったものではない。

なお、図 6 6 において、s 1、s 2、両者で、同一サブキャリアの同一時刻にシンボルが存在している場合、同一周波数に 2 つのストリームのシンボルが存在していることになる。なお、他の実施の形態で説明したように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディングの方法を含むプリコーディングを行っている場合、s 1、s 2 は、プリコーディング行列を用いて重み付け、および、合成が行われ、z 1、z 2 が、それぞれ、アンテナから出力されることになる。

【1190】

図 6 6 が図 6 4 と異なる点は、前述のように、図 6 4 では、複数の P L P を時分割に配置する例を示したが、図 6 6 では、図 6 4 と異なり、時分割、および、周波数分割を併用して、複数の P L P を存在させている。つまり、例えば、時刻 1 では、P L P # 1 のシンボルと P L P # 2 のシンボルが存在しており、時刻 3 では、P L P # 3 のシンボルと P L P # 4 のシンボルが存在している。このように、(1 時刻、1 サブキャリアで構成される) シンボルごとに、異なるインデックス (# X ; X = 1、2、・・・) の P L P のシンボルを割り当てることができる。

なお、図 6 6 では、簡略的に、時刻 1 では、「# 1」「# 2」しか存在していないが、これに限ったものではなく、「# 1」「# 2」の P L P 以外のインデックスの P L P のシンボルが時刻 1 に存在してもよく、また、時刻 1 におけるサブキャリアと P L P のインデックスの関係は、図 6 6 に限ったものではなく、サブキャリアにどのインデックスの P L P のシンボルを割り当てても良い。また、同様に、他の時刻においても、サブキャリアにどのインデックスの P L P のシンボルを割り当てても良い。

図 6 7 は、図 6 4 とは異なる P 1 シンボル、P 2 シンボル、Common PLP を送信後の、周波数－時間軸における、ストリーム s 1 および s 2 のシンボルの配置方法の一例を示している。図 6 7 における特徴的な部分は、T 2 フレームにおいて、P L P の伝送方式として、複数アンテナ送信を基本とした場合、「ストリーム s 1 のみ送信する伝送方式」を選択できないという点である。

したがって、図 6 7 において、P L P # 1 のシンボル群 6 7 0 1 は、「空間多重 M I M O 伝送方式、または、固定的なプリコーディング行列を用いる M I M O 方式」により、データが伝送されるものとする。P L P # 2 のシンボル群 6 7 0 2 は、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」により、データが伝送されるものとする。P L P # 3 のシンボル群 6 7 0 3 は、「時空間ブロック符号」により、データが伝送されるものとする。そして、P L P # 3 のシンボル群 6 7 0 3 以降の T 2 フレーム内での P L P シンボル群は、「空間多重 M I M O 伝送方式、または、固定的なプリコーディング行列を用いる M I M O 方式」、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」、「時空間ブロック符号」のいずれかの送信方法により、データが伝送されることになる。

【1191】

図 6 8 は、図 6 6 とは異なる、P 1 シンボル、P 2 シンボル、Common PLP を送信後の、周波数－時間軸における、ストリーム s 1 および s 2 のシンボルの配置方法の一例を示している。図 6 8 において、「# 1」と記載されているシンボルは、図 6 7 における P L P # 1 のシンボル群のうちの 1 シンボルを示している。同様に、「# 2」と記載されているシンボルは、図 6 7 における P L P # 2 のシンボル群のうちの 1 シンボルを示しており、

10

20

30

40

50

「# 3」と記載されているシンボルは、図 6 7 における P L P # 3 のシンボル群のうちの 1 シンボルを示している。そして、図 6 7 と同様、P L P # 1 は、図 4 9 に示した、空間多重 M I M O 伝送方式、または、プリコーディング行列が固定の M I M O 伝送方式を用いてデータを伝送するものとする。そして、P L P # 2 は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式を用いてデータを伝送するものとする。P L P # 3 は、図 5 0 に示した、時空間ブロック符号を用いてデータを伝送するものとする。なお、時空間ブロック符号におシンボルの配置は、時間方向に限ったものではなく、周波数軸方向に配置してもよいし、時間一周波数で形成したシンボル群に適宜配置してもよい。また、時空間ブロック符号は、図 5 0 で説明した方法に限ったものではない。

なお、図 6 8 において、s 1、s 2、両者で、同一サブキャリアの同一時刻にシンボルが存在している場合、同一周波数に 2 つのストリームのシンボルが存在していることになる。なお、他の実施の形態で説明したように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディングの方法を含むプリコーディングを行っている場合、s 1、s 2 は、プリコーディング行列を用いて重み付け、および、合成が行われ、z 1、z 2 が、それぞれ、アンテナから出力されることになる。

図 6 8 が図 6 7 と異なる点は、前述のように、図 6 7 では、複数の P L P を時分割に配置する例を示したが、図 6 8 では、図 6 7 と異なり、時分割、および、周波数分割を併用して、複数の P L P を存在させている。つまり、例えば、時刻 1 では、P L P # 1 のシンボルと P L P # 2 のシンボルが存在している。このように、（1 時刻、1 サブキャリアで構成される）シンボルごとに、異なるインデックス（# X； X = 1、2、・・・）の P L P のシンボルを割り当てることができる。

【1 1 9 2】

なお、図 6 8 では、簡略的に、時刻 1 では、「# 1」「# 2」しか存在していないが、これに限ったものではなく、「# 1」「# 2」の P L P 以外のインデックスの P L P のシンボルが時刻 1 に存在してもよく、また、時刻 1 におけるサブキャリアと P L P のインデックスの関係は、図 6 8 に限ったものではなく、サブキャリアにどのインデックスの P L P のシンボルを割り当てても良い。また、同様に、他の時刻においても、サブキャリアにどのインデックスの P L P のシンボルを割り当てても良い。一方で、時刻 3 のように、ある時刻において、一つの P L P のシンボルのみを割り当ててもよい。つまり、P L P のシンボルを時間一周波数におけるフレーム方法において、どのように割り当ててもよい。

このように、T 2 フレーム内において、「ストリーム s 1 のみ送信する伝送方式」を用いた P L P が存在しないため、端末が受信する受信信号のダイナミックレンジを抑えることができるため、良好な受信品質を得る可能性を高くすることができという効果を得ることができる。

なお、図 6 8 で説明するにあたって、送信方法として、「空間多重 M I M O 伝送方式、または、固定的なプリコーディング行列を用いる M I M O 方式」、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」、「時空間ブロック符号」をいずれかを選択する例で説明したが、これらの送信方法をすべて選択可能であるとする必要がなく、例えば、

- ・「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」、「時空間ブロック符号」、「固定的なプリコーディング行列を用いる M I M O 方式」を選択可能
 - ・「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」、「時空間ブロック符号」を選択可能
 - ・「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」、「固定的なプリコーディング行列を用いる M I M O 方式」を選択可能
- としてもよい。

上述では、T 2 フレーム内に複数の P L P が存在する場合について説明したが、以降では、T 2 フレーム内に一つの P L P のみ存在する場合について説明する。

図 6 9 は、T 2 フレーム内に一つのみ P L P が存在する場合の、時間一周波数軸におけるストリーム s 1 および s 2 のフレーム構成の一例を示している。図 6 9 において、「制

10

20

30

40

50

御シンボル」と記載しているが、これは、上述で説明した P 1 シンボル、および、P 2 シンボル等のシンボルを意味している。そして、図 6 9 では、区間 1 を用いて第 1 の T 2 フレームを送信しており、同様に、区間 2 を用いて第 2 の T 2 フレームを送信しており、区間 3 を用いて第 3 の T 2 フレームを送信しており、区間 4 を用いて第 4 の T 2 フレームを送信している。

【1193】

また、図 6 9 において、第 1 の T 2 フレームでは、PLP # 1-1 のシンボル群 6 8 0 1 を送信しており、送信方法としては、「空間多重 MIMO 伝送方式、または、固定的なプリコーディング行列を用いる MIMO 方式」を選択している。

第 2 の T 2 フレームでは、PLP # 2-1 のシンボル群 6 8 0 2 を送信しており、送信方法としては、「一つの変調信号を送信する方法」を選択している。

第 3 の T 2 フレームでは、PLP # 3-1 のシンボル群 6 8 0 3 を送信しており、送信方法としては、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」を選択している。

第 4 の T 2 フレームでは、PLP # 4-1 のシンボル群 6 8 0 4 を送信しており、送信方法としては、「時空間ブロック符号」を選択している。なお、時空間ブロック符号におけるシンボルの配置は、時間方向に限ったものではなく、周波数軸方向に配置してもよいし、時間一周波数で形成したシンボル群に適宜配置してもよい。また、時空間ブロック符号は、図 5 0 で説明した方法に限ったものではない。

なお、図 6 9 において、s 1、s 2、両者で、同一サブキャリアの同一時刻にシンボルが存在している場合、同一周波数に 2 つのストリームのシンボルが存在していることになる。なお、他の実施の形態で説明したように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディングの方法を含むプリコーディングを行っている場合、s 1、s 2 は、プリコーディング行列を用いて重み付け、および、合成が行われ、z 1、z 2 が、それぞれ、アンテナから出力されることになる。

このようにすることで、PLP ごとに、データの伝送速度、端末のデータ受信品質を考慮して、送信方法を設定できるので、データの伝送速度の向上とデータの受信品質の確保の両立を図ることが可能となる。なお、P 1 シンボル、P 2 シンボル（場合によっては、Signalling PLP）の伝送方法等の制御情報の構成方法の例は、上記の表 3 から表 6 のように構成すれば、同様に実施することができる。異なる点は、図 6 4 等のフレーム構成では、一つの T 2 フレームに、複数の PLP を有しているため、複数の PLP に対する伝送方法等の制御情報を必要としていたが、図 6 9 のフレーム構成の場合、一つの T 2 フレームには、一つの PLP しか存在しないため、その一つの PLP に対する伝送方法等の制御情報のみ必要となるという点である。

【1194】

上述では、P 1 シンボル、P 2 シンボル（場合によっては、Signalling PLP）を用いて、PLP の伝送方法に関する情報を伝送する方法について述べたが、以降では、特に、P 2 シンボルを用いずに PLP の伝送方法に関する情報を伝送する方法について説明する。

図 7 0 は、放送局がデータを伝送する相手である端末が、DVB-T2 規格でない規格に対応している場合の、時間一周波数軸におけるフレーム構成である。図 7 0 において、図 6 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 7 0 のフレームは、Pl Signalling data (6 1 0 1)、第 1 Signalling data (7 0 0 1)、第 2 Signalling data (7 0 0 2)、Common PLP (6 1 0 4)、PLP #1~#N (6 1 0 5 __ 1 ~ 6 1 0 5 __ N) で構成されている (PLP: Physical Layer Pipe)。このように、Pl Signalling data (6 1 0 1)、第 1 Signalling data (7 0 0 1)、第 2 Signalling data (7 0 0 2)、Common PLP (6 1 0 4)、PLP #1~#N (6 1 0 5 __ 1 ~ 6 1 0 5 __ N) で構成されているフレームが一つのフレームの単位となっている。

【1195】

Pl Signalling data (6 1 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、この場合、DVB-T2 規

格のフレームであるかどうかを識別するためのデータ、例えば、表 3 で示した S1 により、DVB-T2 規格の信号であること／信号でないことを伝送する必要がある。

第 1 Signalling data (7001) により、例えば、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) の方法に関する情報、第 2 Signalling data を伝送する際の変調方式、誤り訂正方式、誤り訂正方式の符号化率の情報、第 2 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のいずれの方式を用いているかの情報等を伝送する方法が考えられる。このとき、第 1 Signalling data (7001) は、DVB-T2 規格に準拠したデータを必ずしも伝送する必要はない。第 2 Signalling data (7002) により、例えば、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。

【1196】

図 70 のフレーム構成では、第 1 Signalling data (7001)、第 2 Signalling data (7002)、L1Post-Signalling data (6103)、Common PLP (6104)、PLP #1 ~ #N (6105_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 71 に示す。図 71 に示すように、同一時刻に、第 1 Signalling data、第 2 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。

図 72 は、DVB-T2 とは異なる規格における (例えば、放送局) の送信装置に対し、これまでに説明してきた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適用した送信装置の構成の一例を示している。図 72 において、図 63 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、その動作についての説明は、上述と同様となる。制御信号生成部 6308 は、第 1、第 2 Signalling data 用の送信データ 7201、P1 シンボル用の送信データ 6307 を入力とし、図 70 における各シンボル群の送信方法 (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 6309 として出力する。

制御シンボル信号生成部 7202 は、第 1、第 2 Signalling data 用の送信データ 7201、制御信号 6309 を入力とし、制御信号 6309 に含まれる第 1、第 2 Signalling data 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、第 1、第 2 Signalling data の (直交) ベースバンド信号 7203 を出力する。

【1197】

次に、DVB-T2 とは異なる規格のシステムに対し、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を適用したときの放送局 (基地局) の送信信号のフレーム構成、制御情報 (P1 シンボルおよび、第 1、第 2 Signalling data により送信する情報) の伝送方法について、詳しく説明する。

図 64 は、P1 シンボル、第 1、第 2 Signalling data、Common PLP を送信後、複数の PLP を送信する場合の周波数-時間軸におけるフレーム構成の一例を示している。図 64 において、ストリーム s1 は、周波数軸において、サブキャリア #1 ~ サブキャリア #M を用いており、同様にストリーム s2 も、周波数軸において、サブキャリア #1 ~ サブキャリア #M を用いている。したがって、s1、s2、両者で、同一サブキャリアの同一時刻にシンボルが存在している場合、同一周波数に 2 つのストリームのシンボルが存在していることになる。なお、他の実施の形態で説明したように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディングの方法を含むプリコーディングを行っている場合、s1、s2 は、プリコーディング行列を用いて重み付け、および、合成が行われ、z1、z

2 が、それぞれ、アンテナから出力されることになる。

図 6 4 に示すように、区間 1 は、ストリーム s 1、ストリーム s 2 を用いて P L P # 1 のシンボル群 6 4 0 1 を伝送しており、図 4 9 に示した、空間多重 M I M O 伝送方式、または、プリコーディング行列が固定の M I M O 伝送方式を用いてデータを伝送するものとする。

【1198】

区間 2 は、ストリーム s 1 を用いて P L P # 2 のシンボル群 6 4 0 2 を伝送しており、一つの変調信号を送信することでデータを伝送するものとする。

区間 3 は、ストリーム s 1、ストリーム s 2 を用いて P L P # 3 のシンボル群 6 4 0 3 を伝送しており、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式を用いてデータを伝送するものとする。

10

区間 4 は、ストリーム s 1、ストリーム s 2 を用いて P L P # 4 のシンボル群 6 4 0 4 を伝送しており、図 5 0 に示した、時空間ブロック符号を用いてデータを伝送するものとする。なお、時空間ブロック符号におシボルの配置は、時間方向に限ったものではなく、周波数軸方向に配置してもよいし、時間一周波数で形成したシンボル群に適宜配置してもよい。また、時空間ブロック符号は、図 5 0 で説明した方法に限ったものではない。

放送局が、図 6 4 のように各 P L P を送信した場合、図 6 4 の送信信号を受信する受信装置では、各 P L P の送信方法を知る必要がある。したがって、前述で述べたように、第 1、第 2 Signalling data を用いて、各 P L P の送信方法の情報を伝送する必要がある。以下では、このときの P 1 シンボルの構成方法、および、第 1、第 2 Signalling data の構成方法の一例について説明する。表 3 に P 1 シンボルを用いて送信する制御情報の具体例は表 3 のとおりである。

20

D V B - T 2 規格では、S 1 の制御情報（3 ビットの情報）により、D V B - T 2 の規格を用いているかどうか、また、D V B - T 2 規格を用いている場合、用いている送信方法を受信装置が判断できるようになっている。3 ビットの S 1 情報として、“0 0 0”を設定した場合、送信する変調信号が、「D V B - T 2 規格の一つの変調信号送信」に準拠していることになる。

【1199】

また、3 ビットの S 1 情報として、“0 0 1”を設定した場合、送信する変調信号が、「D V B - T 2 規格の時空間ブロック符号を用いた送信」に準拠していることになる。

30

D V B - T 2 規格では、“0 1 0”～“1 1 1”は将来のために「Reserve」となっている。ここで、D V B - T 2 との互換性があるように本発明を適用するために、3 ビットの S 1 情報として、例えば“0 1 0”と設定した場合（“0 0 0”“0 0 1”以外であればよい。）、送信する変調信号が D V B - T 2 以外の規格に準拠しているを示すことにし、端末の受信装置は、この情報が“0 1 0”であることがわかると、放送局が送信した変調信号が D V B - T 2 以外の規格に準拠していることを知ることができる。

次に、放送局が送信した変調信号が D V B - T 2 以外の規格に準拠している場合の第 1、第 2 Signalling data の構成方法の例を説明する。第 1、第 2 Signalling data の制御情報の第 1 の例は表 4 のとおりである。

表 4 に示した 2 ビットの情報である「P L P _ M O D E」は、図 6 4 に示したように、各 P L P（図 6 4 では P L P # 1 から # 4）の送信方法を端末に通知するための制御情報であり、P L P _ M O D E の情報は、P L P ごとに存在することになる。つまり、図 6 4 の場合、P L P # 1 のための P L P _ M O D E の情報、P L P # 2 のための P L P _ M O D E の情報、P L P # 3 のための P L P _ M O D E の情報、P L P # 4 のための P L P _ M O D E の情報・・・が、放送局から送信されることになる。当然であるが、端末は、この情報を復調（また、誤り訂正復号も行う）することで、放送局が P L P に用いた伝送方式を認識することができる。

40

「P L P _ M O D E」として、“0 0”と設定した場合、その P L P は、「一つの変調信号を送信」することにより、データが伝送される。“0 1”と設定した場合、その P L P は、「時空間ブロック符号化を行った複数の変調信号を送信」することにより、データ

50

が伝送される。“10”と設定した場合、そのPLPは、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法」を用いて、データが伝送される。“11”と設定した場合、そのPLPは、「プリコーディング行列が固定的なMIMO方式、または、空間多重MIMO伝送方式」を用いて、データが伝送される。

【1200】

なお、「PLP_MODE」として、“01”～“11”と設定された場合、放送局が具体的にどのような処理を施したか（例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法における具体的な切り替え方法、使用した時空間具ロック符号化方法、プリコーディング行列として使用した行列の構成）を端末に伝送する必要がある。このときの制御情報の構成を含めた、表4とは異なる制御情報の構成方法について以下では説明する。

第1、第2 Signalling dataの制御情報の第2の例は表5のとおりである。

表5のように、1ビットの情報である「PLP_MODE」、1ビットの情報である「MIMO_MODE」、2ビットの情報である「MIMO_PATTERN#1」、2ビットの情報である「MIMO_PATTERN#2」が存在し、これら4つの制御情報は、図64に示したように、各PLP（図64ではPLP#1から#4）の送信方法を端末に通知するための情報であり、したがって、これら4つの制御情報は、PLPごとに存在することになる。つまり、図64の場合、PLP#1のためのPLP_MODEの情報/MIMO_MODEの情報/MIMO_PATTERN#1の情報/MIMO_PATTERN#2の情報、PLP#2のためのPLP_MODEの情報/MIMO_MODEの情報/MIMO_PATTERN#1の情報/MIMO_PATTERN#2の情報、PLP#3のためのPLP_MODEの情報/MIMO_MODEの情報/MIMO_PATTERN#1の情報/MIMO_PATTERN#2の情報、PLP#4のためのPLP_MODEの情報/MIMO_MODEの情報/MIMO_PATTERN#1の情報/MIMO_PATTERN#2の情報・・・が、放送局から送信されることになる。当然であるが、端末は、この情報を復調（また、誤り訂正復号も行う）することで、放送局がPLPに用いた伝送方式を認識することができる。

「PLP_MODE」として、“0”と設定した場合、そのPLPは、「一つの変調信号を送信」することにより、データが伝送される。“1”と設定した場合、そのPLPは、「時空間ブロック符号化を行った複数の変調信号を送信」、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法」、「プリコーディング行列が固定的なMIMO方式」、「空間多重MIMO伝送方式」のいずれかの方式で、データが伝送される。

「PLP_MODE」が「1」と設定された場合、「MIMO_MODE」の情報は有効な情報となり、「MIMO_MODE」として、“0”と設定した場合、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を使用しないで、データが伝送される。「MIMO_MODE」として、“1”と設定した場合、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を使用して、データが伝送される。

「PLP_MODE」が「1」、「MIMO_MODE」が「0」と設定された場合、「MIMO_PATTERN#1」の情報は有効な情報となり、「MIMO_PATTERN#1」として、“00”と設定した場合、時空間ブロック符号を用いて、データが伝送される。“01”と設定した場合、プリコーディング行列#1を固定的に用いて重み付け合成を行うプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。“10”と設定した場合、プリコーディング行列#2を固定的に用いて重み付け合成を行うプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。（ただし、プリコーディング行列#1とプリコーディング行列#2はことなる行列である。）“11”と設定した場合、空間多重MIMO伝送方式を用いて、データが伝送される。（当然であるが、図49の方式1のプリコーディング行列が選択された、とも解釈することができる。）

【1201】

「PLP_MODE」が「1」、「MIMO_MODE」が「1」と設定された場合、「MIMO_PATTERN#2」の情報は有効な情報となり、「MIMO_PATTERN#2」として、“00”と設定した場合、プリコーディング行列切り替え方法#1の規則的にプリコーディング

行列を切り替えるプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。“01”と設定した場合、プリコーディング行列切り替え方法#2の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。“10”と設定した場合、プリコーディング行列切り替え方法#3の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。“11”と設定した場合、プリコーディング行列切り替え方法#4の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。ここで、プリコーディング行列切り替え方法#1～#4はそれぞれ異なる方法となるが、このとき、異なる方法とは、例えば、#Aと#Bが異なる方法とすると、

- ・ #Aに用いる複数のプリコーディング行列と#Bに用いる複数のプリコーディング行列の中に、同一のプリコーディング行列を含むが、周期が異なる、

- ・ #Aには含まれるいるが#Bには含まれていないプリコーディング行列が存在する、

- ・ #Aで使用する複数のプリコーディング行列を、#Bの方法では使用するプリコーディングに含めないという方法がある。

上述では、表4、表5の制御情報を、第1、第2 Signalling dataにより送信するものとして説明した。この場合、制御情報を伝送するために、特に、PLPを利用する必要がないという利点がある。

【1202】

以上のように、OFDM方式のようなマルチキャリア伝送方式を用い、かつ、DVB-T2規格との識別が可能でありながら、DVB-T2とは異なる規格に対し、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を選択できるようにすることで、LOS環境に対し、高い受信品質を得ることができるとともに、高い伝送速度を得ることができる、という利点を得ることができる。なお、本実施の形態では、キャリア群が設定可能な伝送方式として、「空間多重MIMO伝送方式、固定的なプリコーディング行列を用いるMIMO方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるMIMO方式、時空間ブロック符号化、ストリームs1のみ送信する伝送方式」をあげたがこれに限ったものではなく、固定的なプリコーディング行列を用いるMIMO方式は、図49の方式#2に限ったものではなく、固定的なプリコーディング行列で構成されていればよい。

そして、「空間多重MIMO伝送方式、固定的なプリコーディング行列を用いるMIMO方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるMIMO方式、時空間ブロック符号化、ストリームs1のみ送信する伝送方式」を放送局が選択可能としている例で説明したが、これらすべての送信方法が選択可能な送信方法でなくともよく、例えば、

- ・ 固定的なプリコーディング行列を用いるMIMO方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるMIMO方式、時空間ブロック符号化、ストリームs1のみ送信する伝送方式が選択可能な送信方法

- ・ 固定的なプリコーディング行列を用いるMIMO方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるMIMO方式、時空間ブロック符号化が選択可能な送信方法

- ・ 固定的なプリコーディング行列を用いるMIMO方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるMIMO方式、ストリームs1のみ送信する伝送方式が選択可能な送信方法

- ・ 規則的にプリコーディング行列を切り替えるMIMO方式、時空間ブロック符号化、ストリームs1のみ送信する伝送方式が選択可能な送信方法

- ・ 固定的なプリコーディング行列を用いるMIMO方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるMIMO方式が選択可能な送信方法

- ・ 規則的にプリコーディング行列を切り替えるMIMO方式、時空間ブロック符号化が選択可能な送信方法

- ・ 規則的にプリコーディング行列を切り替えるMIMO方式、ストリームs1のみ送信する伝送方式が選択可能な送信方法

のように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるMIMO方式を含むことで、LOS環境で、高速なデータ伝送を行うことができ、かつ、受信装置の受信データ品質を確保

10

20

30

40

50

することができるという効果を得ることができる。

このとき、上記で述べたように P 1 シンボルにおける S 1 を設定する必要があるとともに、第 1、第 2 Signalling data として、表 4 とは異なる制御情報の設定方法（各 P L P の伝送方式の設定方法）として、例えば、表 6 が考えられる。

【1203】

表 6 が表 4 とは異なる点は、「P L P _ M O D E」を“11”としたときは Reserve としている点である。このように、P L P の伝送方式として、選択可能な伝送方式が上記で示した例のような場合、選択可能な伝送方式の数によって、例えば、表 4、表 6 の P L P _ M O D E を構成するビット数を大きく、または、小さくすればよい。

表 5 についても同様で、例えば、M I M O 伝送方式として、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法しかサポートしていない場合は、「M I M O _ M O D E」の制御情報は必要ないことになる。また、「M I M O _ P A T T E R N # 1」において、例えば、プリコーディング行列が固定的な M I M O 方式をサポートしていない場合、「M I M O _ P A T T E R N # 1」の制御情報を必要としない場合もあり、また、プリコーディング行列が固定的な M I M O 方式に用いるプリコーディング行列が複数必要としない場合、2 ビットの制御情報ではなく、1 ビットの制御情報としてもよいし、さらに、複数のプリコーディング行列を設定可能とする場合は、2 ビット以上の制御情報としてもよい。

「M I M O _ P A T T E R N # 2」について同様に考えることができ、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としてプリコーディング行列の切り替え方法が複数必要としない場合、2 ビットの制御情報ではなく、1 ビットの制御情報としてもよいし、さらに、複数のプリコーディング行列の切り替え方法を設定可能とする場合は、2 ビット以上の制御情報としてもよい。

また、本実施の形態では、送信装置のアンテナ数を 2 の場合で説明したがこれに限ったものではなく、2 より大きい場合においても、同様に、制御情報を送信すればよい。このとき、2 アンテナを用いて変調信号を送信する場合に加え、4 アンテナを用いて変調信号を送信する場合を実施するために、各制御情報を構成するビット数を増やす必要がある場合が発生する。このとき、P 1 シンボルで制御情報を送信する、第 1、第 2 Signalling data で制御情報を送信する、という点は、上記で説明した場合と同様である。

放送局が送信する P L P のシンボル群のフレーム構成について、図 6 4 のように時分割で送信する方法を説明したが、以下では、その変形例について説明する。

図 6 6 は、図 6 4 とは異なる、P 1 シンボル、第 1、第 2 Signalling data、Common P L P を送信後の、周波数－時間軸における、ストリーム s 1 および s 2 のシンボルの配置方法の一例を示している。

【1204】

図 6 6 において、「# 1」と記載されているシンボルは、図 6 4 における P L P # 1 のシンボル群のうちの 1 シンボルを示している。同様に、「# 2」と記載されているシンボルは、図 6 4 における P L P # 2 のシンボル群のうちの 1 シンボルを示しており、「# 3」と記載されているシンボルは、図 6 4 における P L P # 3 のシンボル群のうちの 1 シンボルを示しており、「# 4」と記載されているシンボルは、図 6 4 における P L P # 4 のシンボル群のうちの 1 シンボルを示している。そして、図 6 4 と同様、P L P # 1 は、図 4 9 に示した、空間多重 M I M O 伝送方式、または、プリコーディング行列が固定の M I M O 伝送方式を用いてデータを伝送するものとする。そして、P L P # 2 は、一つの変調信号を送信することでデータを伝送するものとする。P L P # 3 は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式を用いてデータを伝送するものとする。P L P # 4 は、図 5 0 に示した、時空間ブロック符号を用いてデータを伝送するものとする。なお、時空間ブロック符号におシンボルの配置は、時間方向に限ったものではなく、周波数軸方向に配置してもよいし、時間一周波数で形成したシンボル群に適宜配置してもよい。また、時空間ブロック符号は、図 5 0 で説明した方法に限ったものではない。

なお、図 6 6 において、s 1、s 2、両者で、同一サブキャリアの同一時刻にシンボル

が存在している場合、同一周波数に2つのストリームのシンボルが存在していることになる。なお、他の実施の形態で説明したように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディングの方法を含むプリコーディングを行っている場合、 s_1 、 s_2 は、プリコーディング行列を用いて重み付け、および、合成が行われ、 z_1 、 z_2 が、それぞれ、アンテナから出力されることになる。

図66が図64と異なる点は、前述のように、図64では、複数のPLPを時分割に配置する例を示したが、図66では、図64と異なり、時分割、および、周波数分割を併用して、複数のPLPを存在させている。つまり、例えば、時刻1では、PLP#1のシンボルとPLP#2のシンボルが存在しており、時刻3では、PLP#3のシンボルとPLP#4のシンボルが存在している。このように、(1時刻、1サブキャリアで構成される)シンボルごとに、異なるインデックス(#X; $X=1, 2, \dots$)のPLPのシンボルを割り当てることができる。

【1205】

なお、図66では、簡略的に、時刻1では、「#1」「#2」しか存在していないが、これに限ったものではなく、「#1」「#2」のPLP以外のインデックスのPLPのシンボルが時刻1に存在してもよく、また、時刻1におけるサブキャリアとPLPのインデックスの関係は、図66に限ったものではなく、サブキャリアにどのインデックスのPLPのシンボルを割り当てても良い。また、同様に、他の時刻においても、サブキャリアにどのインデックスのPLPのシンボルを割り当てても良い。

図67は、図64とは異なるP1シンボル、第1、第2 Signalling data、Common PLPを送信後の、周波数-時間軸における、ストリーム s_1 および s_2 のシンボルの配置方法の一例を示している。図67における特徴的な部分は、T2フレームにおいて、PLPの伝送方式として、複数アンテナ送信を基本とした場合、「ストリーム s_1 のみ送信する伝送方式」を選択できないという点である。

したがって、図67において、PLP#1のシンボル群6701は、「空間多重MIMO伝送方式、または、固定的なプリコーディング行列を用いるMIMO方式」により、データが伝送されるものとする。PLP#2のシンボル群6702は、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」により、データが伝送されるものとする。PLP#3のシンボル群6703は、「時空間ブロック符号」により、データが伝送されるものとする。そして、PLP#3のシンボル群6703以降の単位フレーム内でのPLPシンボル群は、「空間多重MIMO伝送方式、または、固定的なプリコーディング行列を用いるMIMO方式」、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」、「時空間ブロック符号」のいずれかの送信方法により、データが伝送されることになる。

図68は、図66とは異なる、P1シンボル、第1、第2 Signalling data、Common LPを送信後の、周波数-時間軸における、ストリーム s_1 および s_2 のシンボルの配置方法の一例を示している。

【1206】

図68において、「#1」と記載されているシンボルは、図67におけるPLP#1のシンボル群のうちの1シンボルを示している。同様に、「#2」と記載されているシンボルは、図67におけるPLP#2のシンボル群のうちの1シンボルを示しており、「#3」と記載されているシンボルは、図67におけるPLP#3のシンボル群のうちの1シンボルを示している。そして、図67と同様、PLP#1は、図49に示した、空間多重MIMO伝送方式、または、プリコーディング行列が固定のMIMO伝送方式を用いてデータを伝送するものとする。そして、PLP#2は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式を用いてデータを伝送するものとする。PLP#3は、図50に示した、時空間ブロック符号を用いてデータを伝送するものとする。なお、時空間ブロック符号におシンボルの配置は、時間方向に限ったものではなく、周波数軸方向に配置してもよいし、時間一周波数で形成したシンボル群に適宜配置してもよい。また、時空間ブロック符号は、図50で説明した方法に限ったものではない。

なお、図 6 8 において、s 1、s 2、両者で、同一サブキャリアの同一時刻にシンボルが存在している場合、同一周波数に 2 つのストリームのシンボルが存在していることになる。なお、他の実施の形態で説明したように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディングの方法を含むプリコーディングを行っている場合、s 1、s 2 は、プリコーディング行列を用いて重み付け、および、合成が行われ、z 1、z 2 が、それぞれ、アンテナから出力されることになる。

図 6 8 が図 6 7 と異なる点は、前述のように、図 6 7 では、複数の P L P を時分割に配置する例を示したが、図 6 8 では、図 6 7 と異なり、時分割、および、周波数分割を併用して、複数の P L P を存在させている。つまり、例えば、時刻 1 では、P L P # 1 のシンボルと P L P # 2 のシンボルが存在している。このように、（1 時刻、1 サブキャリアで構成される）シンボルごとに、異なるインデックス（# X； X = 1、2、・・・）の P L P のシンボルを割り当てることができる。

【1 2 0 7】

なお、図 6 8 では、簡略的に、時刻 1 では、「# 1」「# 2」しか存在していないが、これに限ったものではなく、「# 1」「# 2」の P L P 以外のインデックスの P L P のシンボルが時刻 1 に存在してもよく、また、時刻 1 におけるサブキャリアと P L P のインデックスの関係は、図 6 8 に限ったものではなく、サブキャリアにどのインデックスの P L P のシンボルを割り当てても良い。また、同様に、他の時刻においても、サブキャリアにどのインデックスの P L P のシンボルを割り当てても良い。一方で、時刻 3 のように、ある時刻において、一つの P L P のシンボルのみを割り当ててもよい。つまり、P L P のシンボルを時間一周波数におけるフレーム方法において、どのように割り当ててもよい。

このように、単位フレーム内において、「ストリーム s 1 のみ送信する伝送方式」を用いた P L P が存在しないため、端末が受信する受信信号のダイナミックレンジを抑えることができるため、良好な受信品質を得る可能性を高くすることができという効果を得ることができる。

なお、図 6 8 で説明するにあたって、送信方法として、「空間多重 M I M O 伝送方式、または、固定的なプリコーディング行列を用いる M I M O 方式」、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」、「時空間ブロック符号」をいずれかを選択する例で説明したが、これらの送信方法をすべて選択可能であるとする必要がなく、例えば、

- ・「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」、「時空間ブロック符号」、「固定的なプリコーディング行列を用いる M I M O 方式」を選択可能
 - ・「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」、「時空間ブロック符号」を選択可能
 - ・「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」、「固定的なプリコーディング行列を用いる M I M O 方式」を選択可能
- としてもよい。

【1 2 0 8】

上述では、単位フレーム内に複数の P L P が存在する場合について説明したが、以降では、単位フレーム内に一つの P L P のみ存在する場合について説明する。

図 6 9 は、単位フレーム内に一つのみ P L P が存在する場合の、時間一周波数軸におけるストリーム s 1 および s 2 のフレーム構成の一例を示している。

図 6 9 において、「制御シンボル」と記載しているが、これは、上述で説明した P 1 シンボル、および、第 1、第 2 Signalling data 等のシンボルを意味している。そして、図 6 9 では、区間 1 を用いて第 1 の単位フレームを送信しており、同様に、区間 2 を用いて第 2 の単位フレームを送信しており、区間 3 を用いて第 3 の単位フレームを送信しており、区間 4 を用いて第 4 の単位フレームを送信している。

また、図 6 9 において、第 1 の単位フレームでは、P L P # 1 - 1 のシンボル群 6 8 0 1 を送信しており、送信方法としては、「空間多重 M I M O 伝送方式、または、固定的なプリコーディング行列を用いる M I M O 方式」を選択している。

第2の単位フレームでは、PLP#2-1のシンボル群6802を送信しており、送信方法としては、「一つの変調信号を送信する方法」を選択している。

第3の単位フレームでは、PLP#3-1のシンボル群6803を送信しており、送信方法としては、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」を選択している。

第4の単位フレームでは、PLP#4-1のシンボル群6804を送信しており、送信方法としては、「時空間ブロック符号」を選択している。なお、時空間ブロック符号にお
シンボルの配置は、時間方向に限ったものではなく、周波数軸方向に配置してもよいし、
時間一周波数で形成したシンボル群に適宜配置してもよい。また、時空間ブロック符号は、
図50で説明した方法に限ったものではない。

なお、図69において、s1、s2、両者で、同一サブキャリアの同一時刻にシンボル
が存在している場合、同一周波数に2つのストリームのシンボルが存在していることにな
る。なお、他の実施の形態で説明したように、規則的にプリコーディング行列を切り替え
るプリコーディングの方法を含むプリコーディングを行っている場合、s1、s2は、プ
リコーディング行列を用いて重み付け、および、合成が行われ、z1、z2が、それぞれ
、アンテナから出力されることになる。

【1209】

このようにすることで、PLPごとに、データの伝送速度、端末のデータ受信品質を考
慮して、送信方法を設定できるので、データの伝送速度の向上とデータの受信品質の確保
の両立を図ることが可能となる。なお、P1シンボル、第1、第2 Signalling dataの伝
送方法等の制御情報の構成方法の例は、上記の表3から表6のように構成すれば、同様に
実施することができる。異なる点は、図64等のフレーム構成では、一つの単位フレーム
に、複数のPLPを有しているため、複数のPLPに対する伝送方法等の制御情報を必要
としていたが、図69のフレーム構成の場合、一つの単位フレームには、一つのPLPし
か存在しないため、その一つのPLPに対する伝送方法等の制御情報のみ必要となるとい
う点である。

【1210】

本実施の形態では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法
を、DVB規格を用いたシステムに適用した場合の適用方法について述べた。このとき、
規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例には、実施の形態
1から実施の形態16で示したとおりである。しかし、規則的にプリコーディング行列を
切り替える方法については、実施の形態1から実施の形態16で示した方法に限ったもの
ではなく、プリコーディング行列を複数用意しておき、用意しておいた複数のプリコーデ
ィング行列の中からスロットごとに、一つのプリコーディング行列を選択し、プリコーデ
ィングを行うとともに、スロットごとに規則的に使用するプリコーディング行列を切り替
える方式であれば、本実施の形態は、同様に実施することができる。

【1211】

また、本実施の形態では、制御情報を特別な呼び方をしているが、呼び方は、本発明に
影響を与えるものではない。

(実施の形態A2)

本実施の形態では、実施の形態A1で説明した、DVB-T2規格を用いた通信システ
ムに、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を適用した方法を用いた時の受信
方法、および、受信装置の構成について詳しく説明する。

図73は、図63の放送局の送信装置が、規則的にプリコーディング行列を切り替える
プリコーディング方法を適用したときの、端末の受信装置の構成の一例を示しており、図
7、図56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73において、P1シンボル検出、復号部7301は、放送局が送信した信号を受信
し、信号処理後の信号704__X、704__Yを入力とし、P1シンボルを検出すること
で、信号検出、時間周波数同期を行うと同時に、P1シンボルに含まれる制御情報を（復
調、および、誤り訂正復号を行うことで）得、P1シンボル制御情報7302を出力する

10

20

30

40

50

。OFDM方式関連処理部5600__X、および、5600__Yは、P1シンボル制御情報7302を入力としており、この情報に基づき、OFDM方式のための信号処理方法を変更する。（実施の形態A1に記載したように、放送局が送信する信号の伝送方法の情報が、P1シンボルに含まれているからである。）

P2シンボル（Signalling PLPを含む場合もある。）復調部7303は、信号処理後の信号704__X、704__Y、および、P1シンボル制御情報7302を入力とし、P1シンボル制御情報に基づき、信号処理を行い、復調（誤り訂正復号を含む）を行い、P2シンボル制御情報7304を出力する。

制御情報生成部7305は、P1シンボル制御情報7302、および、P2シンボル制御情報7304を入力とし、（受信動作に関係する）制御情報をたばね、制御信号7306として出力する。そして、制御信号7306は、図73に示したように、各部に入力されることになる。

【1212】

信号処理部711は、信号706__1、706__2、708__1、708__2、704__X、704__Y、および、制御信号7306を入力とし、制御信号7306に含まれている、各PLPを伝送するために用いた伝送方式・変調方式・誤り訂正符号化方式・誤り訂正符号化の符号化率・誤り訂正符号のブロックサイズ等の情報に基づき、復調、復号の処理を行い、受信データ712を出力する。

このとき、PLPを伝送するために、空間多重MIMO伝送方式、固定的なプリコーディング行列を用いるMIMO方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のいずれかの伝送方式を用いている場合、（数41）の式（41）、（数153）の式（143）の関係式を用いて、信号処理部711は、復調処理を行えばよい。なお、チャンネル行列（H）は、チャンネル変動推定部（705__1、705__2、707__1、707__2）の出力結果から得ることができ、プリコーディング行列（FまたはW）は、用いた伝送方式により、その行列の構成は異なる。特に、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いた場合、都度、用いているプリコーディング行列を切り替え、復調することになる。また、時空間ブロック符号を用いているときも、チャンネル推定値、受信（ベースバンド）信号を用いて、復調を行うことになる。

図74は、図72の放送局の送信装置が、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したときの、端末の受信装置の構成の一例を示しており、図7、図56、図73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74の受信装置と図73の受信装置の異なる点は、図73の受信装置は、DVB-T2規格とそれ以外の規格の信号を受信し、データを得ることができるに対し、図74の受信装置は、DVB-T2規格以外の信号のみ受信し、データを得ることができる点である。図74において、P1シンボル検出、復号部7301は、放送局が送信した信号を受信し、信号処理後の信号704__X、704__Yを入力とし、P1シンボルを検出することで、信号検出、時間周波数同期を行うと同時に、P1シンボルに含まれる制御情報を（復調、および、誤り訂正復号を行うことで）得、P1シンボル制御情報7302を出力する。OFDM方式関連処理部5600__X、および、5600__Yは、P1シンボル制御情報7302を入力としており、この情報に基づき、OFDM方式のための信号処理方法を変更する。（実施の形態A1に記載したように、放送局が送信する信号の伝送方法の情報が、P1シンボルに含まれているからである。）

【1213】

第1、第2 Signalling data復調部7401は、信号処理後の信号704__X、704__Y、および、P1シンボル制御情報7302を入力とし、P1シンボル制御情報に基づき、信号処理を行い、復調（誤り訂正復号を含む）を行い、第1、第2 Signalling data制御情報7402を出力する。

制御情報生成部7305は、P1シンボル制御情報7302、および、第1、第2 Signalling data制御情報7402を入力とし、（受信動作に関係する）制御情報をたばね、制御信号7306として出力する。そして、制御信号7306は、図73に示したように、

10

20

30

40

50

各部に入力されることになる。

信号処理部 711 は、信号 706__1、706__2、708__1、708__2、704__X、704__Y、および、制御信号 7306 を入力とし、制御信号 7306 に含まれている、各 PLP を伝送するために用いた伝送方式・変調方式・誤り訂正符号化方式・誤り訂正符号化の符号化率・誤り訂正符号のブロックサイズ等の情報に基づき、復調、復号の処理を行い、受信データ 712 を出力する。

このとき、PLP を伝送するために、空間多重 MIMO 伝送方式、固定的なプリコーディング行列を用いる MIMO 方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のいずれかの伝送方式を用いている場合、(数 41) の式 (41)、(数 153) の式 (143) の関係式を用いて、信号処理部 711 は、復調処理を行えばよい。なお、チャンネル行列 (H) は、チャンネル変動推定部 (705__1、705__2、707__1、707__2) の出力結果から得ることができ、プリコーディング行列 (F または W) は、用いた伝送方式により、その行列の構成は異なる。特に、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いた場合、都度、用いているプリコーディング行列を切り替え、復調することになる。また、時空間ブロック符号を用いているときも、チャンネル推定値、受信 (ベースバンド) 信号を用いて、復調を行うことになる。

【1214】

図 75 は、DVB-T2 規格に対応し、かつ、DVB-T2 以外の規格に対応した、端末の受信装置の構成を示しており、図 7、図 56、図 73 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 75 の受信装置と図 73、図 74 の受信装置の異なる点は、図 75 の受信装置は、DVB-T2 規格とそれ以外の規格の信号の両者に対し、復調が可能となるように、P2 シンボル、または、第 1、第 2 Signalling data 復調部 7501 を具備している点である。

第 1、第 2 Signalling data 復調部 7501 は、信号処理後の信号 704__X、704__Y、および、P1 シンボル制御情報 7302 を入力とし、P1 シンボル制御情報に基づき、受信した信号が、DVB-T2 規格に対応した信号か、または、それ以外の規格に対応した信号なのか、を判断し (例えば、表 3 により判断が可能である。)、信号処理を行い、復調 (誤り訂正復号を含む) を行い、受信信号が対応している規格が何であるかの情報を含んだ制御情報 7502 を出力する。それ以外の部分については、図 73、図 74 と同様の動作となる。

以上のように、本実施の形態で示したような受信装置の構成とすることで、実施の形態 A1 で記載した放送局の送信装置が送信した信号を受信し、適切な信号処理を施すことで、受信品質の高いデータを得ることができる。特に、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の信号を受信したときは、LOS 環境において、データの伝送効率の向上とデータ受信品質の向上の両立を実現することができる。

なお、本実施の形態において、実施の形態 A1 で述べた放送局の送信方法に対応する受信装置の構成について説明したため、受信アンテナ数を 2 本のときの受信装置の構成について説明したが、受信装置のアンテナ数は 2 本に限ったものではなく、3 本以上としても同様に実施することができ、このとき、ダイバーシチゲインが向上するため、データの受信品質を向上させることができる。また、放送局の送信装置の送信アンテナ数を 3 本以上とし、送信変調信号数を 3 以上としたときも、端末の受信装置の受信アンテナ数を増加させることで、同様に実施することができる。このとき、送信方法として、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用していることが望ましい。

また、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例には、実施の形態 1 から実施の形態 16 で示したとおりである。しかし、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法については、実施の形態 1 から実施の形態 16 で示した方法に限ったものではなく、プリコーディング行列を複数用意しておき、用意しておいた複数のプリコーディング行列の中からスロットごとに、一つのプリコーディング行列を選択し、プリコーディングを行うとともに、スロットごとに規則的に使用するプリコーディング行列を切り替える方式であれば、本実施の形態は、同様に実施することができる。

【1215】

(実施の形態 A 3)

実施の形態 A 1 で記載した、DVB-T2 規格に、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したシステムにおいて、L1 Pre-Signalling で、パイロットの挿入パターンを指定する制御情報が存在する。本実施の形態では、L1 pre-signalling でパイロット挿入パターンを変更するときの、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の適用方法について説明する。

【1216】

図 76、図 77 は、同一周波数帯域を用いて、複数の変調信号を複数アンテナから送信する送信方法を用いているときの、DVB-T2 規格の周波数-時間軸におけるフレーム構成の一例を示している。図 76、図 77 において、横軸は周波数、つまり、キャリア番号を示しており、縦軸は、時間を示しており、(A) は、これまで説明した実施の形態における、変調信号 z1 のフレーム構成、(B) は、これまで説明した実施の形態における、変調信号 z2 のフレーム構成を示している。キャリア番号として、「f0、f1、f2、・・・」、時間として、「t1、t2、t3、・・・」というインデックスを付している。そして、図 76、図 77 において、同一キャリア番号、同一時間のシンボルは、同一周波数、同一時刻に存在しているシンボルとなる。

【1217】

図 76、図 77 は、DVB-T2 規格におけるパイロットシンボルの挿入位置の例である。(DVB-T2 規格において、複数アンテナを用いて複数の変調信号を送信する場合、パイロットの挿入位置に関する方法は、8 種類存在するが、図 76、図 77 は、そのうちの 2 つを示している。) 図 76、図 77 において、パイロットのためのシンボル、データ伝送のためのシンボルの 2 種類のシンボルが記載されている。他の実施の形態で説明したように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法、または、プリコーディング行列が固定的なプリコーディング方法を用いているとき、変調信号 z1 のデータ伝送のためのシンボルは、ストリーム s1 とストリーム s2 の重み付け後合成後のシンボルとなり、また、変調信号 z2 のデータ伝送のためのシンボルも、ストリーム s1 とストリーム s2 の重み付け合成後のシンボルとなる。時空間ブロック符号、空間多重 MIMO 伝送方式を用いている場合、変調信号 z1 のデータ伝送のためのシンボルは、ストリーム s1 またはストリーム s2 のいずれかのシンボルとなり、また、変調信号 z2 のデータ伝送のためのシンボルも、ストリーム s1 またはストリーム s2 のいずれかのシンボルとなる。図 76、図 77 において、パイロットのためのシンボルには、「PP1」または「PP2」のインデックスのいずれかが付されており、「PP1」と「PP2」では異なる構成方法のパイロットシンボルとなる。前述でも述べたように、DVB-T2 規格では、8 種類のパイロット挿入方法(パイロットシンボルのフレームにおける挿入頻度が異なる)のいずれかの挿入方法を放送局が指定することができるようになっており、図 76、図 77 は、前述の 8 種類のうちの 2 種類のパイロット挿入方法を示している。そして、放送局が 8 種類のうちから選択したパイロット挿入方法に関する情報は、実施の形態 A 1 で述べた、P2 シンボルのうちの L1 Pre-Signalling data として、送信相手である端末に、伝送される。

【1218】

次に、パイロット挿入方法に伴う、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の適用方法について説明する。例として、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法における用意する複数の異なるプリコーディング行列 F を 10 種類とし、プリコーディング行列を F[0], F[1], F[2], F[3], F[4], F[5], F[6], F[7], F[8], F[9] とあらわすものとする。図 76 の周波数-時間軸におけるフレーム構成において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したときのプリコーディング行列の割り当てを行ったときの状況を図 78 に、図 77 の周波数-時間におけるフレーム構成において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したときのプリコーディング行列の割り当てを行ったときの状況を図 7

9に示す。例えば、図78の(A)の変調信号 z_1 のフレーム構成、(B)の変調信号 z_2 のフレーム構成、いずれにおいても、 f_1 、 t_1 のシンボルにおいて「#1」と記載されているが、これは、 f_1 、 t_1 のシンボルは、 $F[1]$ のプリコーディング行列を用いてプリコーディングが行われることを意味している。したがって、図78、図79において、キャリア f_x ($x=0, 1, 2, \dots$)、 t_y ($y=1, 2, 3, \dots$)のシンボルにおいて「#Z」と記載されていた場合、 f_x 、 t_y のシンボルは、 $F[Z]$ のプリコーディング行列を用いてプリコーディングが行われることを意味している。

【1219】

当然であるが、図78、図79の周波数－時間軸におけるフレーム構成において、パイロットシンボルの挿入方法（挿入間隔）は異なる。また、パイロットシンボルにたいしては、規則的なプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法は適用しない。このため、図78、図79において、ともに同一周期（規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として用意する異なるプリコーディング行列の数）の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用しても、図78、図79からわかるように、図78、図79において、同一キャリア、同一時間のシンボルでも、割り当てられるプリコーディング行列は異なる場合が発生する。例えば、図78の f_5 、 t_2 のシンボルは、「#7」と示されており、 $F[7]$ でプリコーディング行列によりプリコーディングが行われることになる。一方、図79の f_5 、 t_2 のシンボルは、「#8」と示されており、 $F[8]$ でプリコーディング行列によりプリコーディングが行われることになる。

したがって、L1 Pre-Signalling dataにより、パイロットパターン（パイロット挿入方法）を示す制御情報を放送局は送信することになるが、このパイロットパターンを示す制御情報は、パイロット挿入方法を示すと同時に、表4または表5の制御情報により、放送局がPLPを伝送する伝送方法として、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を選択した場合、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列の割り当て方法を示すようにしてもよい。したがって、放送局が送信した変調信号を受信する端末の受信装置は、L1 Pre-Signalling dataにおけるパイロットパターンを示す制御情報を得ることで、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列の割り当て方法を知ることができる。（このとき、表4または表5の制御情報により、放送局がPLPを伝送する伝送方法として、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を選択していることが前提となる。）なお、ここでは、L1 Pre-Signalling dataを用いて説明しているが、P2シンボルが存在しない図70のフレーム構成の場合は、パイロットパターン、および、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列の割り当て方法を示す制御情報は、第1、第2 Signalling dataに存在することになる。

【1220】

以下では、さらなる別の例を説明する。例えば、表2のように、変調方式が指定されると同時に規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で使用するプリコーディング行列が決定される場合、上述の説明と同様に考えることができ、P2シンボルの、パイロットパターンの制御情報とPLPの伝送方法の制御情報と変調方式の制御情報のみを伝送することで、端末の受信装置は、これらの制御情報を得ることで、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列の（周波数－時間軸における）割り当て方法を推定することができる。同様に、表1Bのように、変調方式および誤り訂正符号の方法が指定されると同時に規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で使用するプリコーディング行列が決定される場合、P2シンボルの、パイロットパターンの制御情報とPLPの伝送方法の制御情報と変調方式の制御情報、誤り訂正符号の方法のみを伝送することで、端末の受信装置は、これらの制御情報を得ることで、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列の（周波数－時間軸における）割り当て方法を推定するこ

とができる。

【1 2 2 1】

しかし、表 1 B、表 2 と異なり、変調方式を決定しても、2 種類以上の異なる規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のいずれかを選択できる（例えば、周期が異なる規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法から選択できる、または、プリコーディング行列自身が異なる規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法から選択できる）、または、変調方式・誤り訂正方式を決定しても、2 種類以上の異なる規則的にプリコーディング行列を切り替える方法のいずれかを選択できる、または、誤り訂正方式を決定しても、2 種類以上の異なる規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法から選択できる場合、表 5 のように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列切り替え方法を伝送することになるが、これに加え、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列の（周波数－時間軸における）割り当て方法に関する情報を伝送してもよい。

そのときの、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列の（周波数－時間軸における）割り当て方法に関する情報に関する制御情報の構成例を表 7 に示す。

【1 2 2 2】

【表 7】

MATRIX_FRAME_ARRANGEMENT (2 ビット)	00 : プリコーディング行列のフレームにおける割り当て方法#1 01 : プリコーディング行列のフレームにおける割り当て方法#2 10 : プリコーディング行列のフレームにおける割り当て方法#3 11 : プリコーディング行列のフレームにおける割り当て方法#4

【1 2 2 3】

例えば、放送局の送信装置が、パイロットの挿入パターンとして、図 7 6 を選択したものとし、かつ、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として、A という方法を選択したものとする。このとき、放送局の送信装置は、プリコーディング行列の（周波数－時間軸における）割り当て方法として、図 7 8、図 8 0 のいずれかを選択可能であるとする。例えば、放送局の送信装置が、図 7 8 を選択した場合、表 7 の「MATRIX_FRAME_ARRANGEMENT」を「0 0」と設定し、図 8 0 を選択した場合、表 7 の「MATRIX_FRAME_ARRANGEMENT」を「0 1」と設定するものとする。そして、端末の受信装置は、表 7 の制御情報を得ることで、プリコーディング行列の（周波数－時間軸における）割り当て方法を知ることができる。なお、表 7 の制御情報は、P 2 シンボルにより伝送することが可能であり、また、第 1、第 2、Signalling dataにより、伝送することも可能である。

以上のように、パイロット挿入方法に基づいた、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列の割り当て方法を実現し、かつ、その割り当て方法の情報を的確に送信相手に伝送することで、送信相手である端末の受信装置は、データの伝送効率の向上と、データの受信品質の向上の両立を図ることができる。

なお、本実施の形態において、放送局の送信信号数を 2 とした場合を説明したが、放送局の送信装置の送信アンテナ数を 3 本以上とし、送信変調信号数を 3 以上としたときも、同様に実施することができる。また、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコ

ーディング方法の例には、実施の形態 1 から実施の形態 16 で示したとおりである。しかし、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法については、実施の形態 1 から実施の形態 16 で示した方法に限ったものではなく、プリコーディング行列を複数用意しておき、用意しておいた複数のプリコーディング行列の中からスロットごとに、一つのプリコーディング行列を選択し、プリコーディングを行うとともに、スロットごとに規則的に使用するプリコーディング行列を切り替える方式であれば、本実施の形態は、同様に実施することができる。

（実施の形態 A4）

本実施の形態では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法において、データの受信品質を向上させるためのレペティション（repetition）方法について述べる。

10

規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用した送信装置の構成は、図 3、図 4、図 13、図 40、図 53 に示したとおりであるが、本実施の形態では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に対し、レペティションを適用した場合の応用例について説明する。

図 81 は、レペティション適用時の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の信号処理部の構成の一例を示している。図 81 は、図 53 で考えた場合、信号処理部 5308 に相当する。

図 81 のベースバンド信号 8101__1 は、図 53 のベースバンド信号 5307__1 に相当し、マッピング後のベースバンド信号であり、ストリーム s1 のベースバンド信号となる。同様に、図 81 のベースバンド信号 8101__2 は、図 53 のベースバンド信号 5307__2 に相当し、マッピング後のベースバンド信号であり、ストリーム s2 のベースバンド信号となる。

20

【1224】

信号処理部（複製部）8102__1 は、ベースバンド信号 8101__1、制御信号 8104 を入力とし、制御信号 8104 に含まれるレペティション回数の情報に基づき、ベースバンド信号の複製を行う。例えば、制御信号 8104 に含まれるレペティション回数の情報が、4 回のレペティションと示されていた場合、ベースバンド信号 8101__1 が、時間軸に対し、s11、s12、s13、s14、・・・の信号となっている場合、信号処理部（複製部）8102__1 は、各信号を 4 回複製し、出力する。したがって、信号処理部（複製部）8102__1 の出力、つまり、レペティション後のベースバンド信号 8103__1 は、時間軸に対し、s11、s11、s11、s11 のように s11 を 4 個出力し、その後、s12、s12、s12、s12 のように s12 を 4 個出力し、その後、s13、s13、s13、s13、s14、s14、s14、s14、・・・と出力する。

30

信号処理部（複製部）8102__2 は、ベースバンド信号 8101__2、制御信号 8104 を入力とし、制御信号 8104 に含まれるレペティション回数の情報に基づき、ベースバンド信号の複製を行う。例えば、制御信号 8104 に含まれるレペティション回数の情報が、4 回のレペティションと示されていた場合、ベースバンド信号 8101__2 が、時間軸に対し、s21、s22、s23、s24、・・・の信号となっている場合、信号処理部（複製部）8102__2 は、各信号を 4 回複製し、出力する。したがって、信号処理部（複製部）8102__2 の出力、つまり、レペティション後のベースバンド信号 8103__2 は、時間軸に対し、s21、s21、s21、s21 のように s21 を 4 個出力し、その後、s22、s22、s22、s22 のように s22 を 4 個出力し、その後、s23、s23、s23、s23、s24、s24、s24、s24、・・・と出力する。

40

【1225】

重み付け合成部（プリコーディング演算部）8105 は、レペティション後のベースバンド信号 8103__1、8103__2、制御信号 8104 を入力とし、制御信号 8104 に含まれている規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の情報に基づくプリコーディングを施す、つまり、レペティション後のベースバンド信号 8103__1、8103__2 に対し、重み付け合成を行い、プリコーディング後のベースバンド

50

信号 8 1 0 6 __ 1 (ここでは、 $z_1(i)$ とあらわす。)、プリコーディング後のベースバンド信号 8 1 0 6 __ 2 (ここでは、 $z_2(i)$ とあらわす。)を出力する(ただし、 i は、(時間、または、周波数の)順番をあらわす)

レペティション後のベースバンド信号 8 1 0 3 __ 1、8 1 0 3 __ 2をそれぞれ、 $y_1(i)$ 、 $y_2(i)$ 、プリコーディング行列を $F(i)$ とすると、以下の関係が成り立つ。

【1 2 2 6】

【数 5 6 1】

$$\begin{pmatrix} z_1(i) \\ z_2(i) \end{pmatrix} = F(i) \begin{pmatrix} y_1(i) \\ y_2(i) \end{pmatrix} \quad \text{式(475)}$$

10

【1 2 2 7】

ただし、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のために用意する N (N は2以上の整数)個のプリコーディング行列を $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $F[3]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-1]$ とすると、式(475)において、プリコーディング行列を $F(i)$ は、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $F[3]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-1]$ のいずれかを用いるものとする。

ここで、例えば、 i が0、1、2、3において、 $y_1(i)$ は、4個の複製ベースバンド信号 s_{11} 、 s_{11} 、 s_{11} 、 s_{11} であり、 $y_2(i)$ は、4個の複製ベースバンド信号 s_{21} 、 s_{21} 、 s_{21} 、 s_{21} であるものとする。すると、以下の条件が成立することが重要となる。

20

【1 2 2 8】

【数 5 6 2】

$\forall \alpha \forall \beta$ において、 $F(\alpha) \neq F(\beta)$ が成立する。

(for α 、 $\beta = 0, 1, 2, 3$ かつ $\alpha \neq \beta$)

30

【1 2 2 9】

以上を一般化して考える。レペティション回数を K 回とし、 i が g_0 、 g_1 、 g_2 、 $\dots$ 、 g_{K-1} (つまり、 g_j j は0から $K-1$ の整数)において、 $y_1(i)$ は、 s_{11} であるものとする。すると、以下の条件が成立することが重要となる。

【1 2 3 0】

【数 5 6 3】

$\forall \alpha \forall \beta$ において、 $F(\alpha) \neq F(\beta)$ が成立する。

(for α 、 $\beta = g_j$ (j は0から $K-1$ の整数) かつ $\alpha \neq \beta$)

40

【1 2 3 1】

同様に、レペティション回数を K 回とし、 i が h_0 、 h_1 、 h_2 、 $\dots$ 、 h_{K-1} (つまり、 h_j j は0から $K-1$ の整数)において、 $y_2(i)$ は、 s_{21} であるものとする。すると、以下の条件が成立することが重要となる。

【1 2 3 2】

【数 5 6 4】

$\forall \alpha \forall \beta$ において、 $F(\alpha) \neq F(\beta)$ が成立する。

(for $\alpha, \beta = h_j$ (j は0から $K-1$ の整数) かつ $\alpha \neq \beta$)

【1 2 3 3】

このとき、 $g_j = h_j$ が成立してもよいし、成立しなくてもよい。このようにすることで、レペティションすることにより発生した同一のストリームを異なるプリコーディング行列を利用することで、伝送することになるので、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。

なお、本実施の形態において、放送局の送信信号数を2とした場合を説明したが、放送局の送信装置の送信アンテナ数を3本以上とし、送信変調信号数を3以上としたときも、同様に実施することができる。送信信号数を Q としたとき、レペティション回数を K 回とし、 i が $g_0, g_1, g_2, \dots, g_{K-1}$ （つまり、 g_j (j は0から $K-1$ の整数)）において、 $y_b(i)$ は、 s_b1 であるものとする（ b は1から Q の整数）。すると、以下の条件が成立することが重要となる。

【1 2 3 4】

【数 5 6 5】

$\forall \alpha \forall \beta$ において、 $F(\alpha) \neq F(\beta)$ が成立する。

(for $\alpha, \beta = g_j$ (j は0から $K-1$ の整数) かつ $\alpha \neq \beta$)

【1 2 3 5】

ただし、 $F(i)$ は、送信信号数を Q のときのプリコーディング行列となる。

次に、図81とは異なる実施例を、図82を用いて説明する。図82において、図81と同様に動作するものについては同一符号を付した。図82において、図81と異なる点は、同一のデータを異なるアンテナから送信するように、データの並び替えを行っている点である。

【1 2 3 6】

図82のベースバンド信号8101__1は、図53のベースバンド信号5307__1に相当し、マッピング後のベースバンド信号であり、ストリームs1のベースバンド信号となる。同様に、図81のベースバンド信号8101__2は、図53のベースバンド信号5307__2に相当し、マッピング後のベースバンド信号であり、ストリームs2のベースバンド信号となる。

信号処理部（複製部）8102__1は、ベースバンド信号8101__1、制御信号8104を入力とし、制御信号8104に含まれるレペティション回数の情報に基づき、ベースバンド信号の複製を行う。例えば、制御信号8104に含まれるレペティション回数の情報が、4回のレペティションと示されていた場合、ベースバンド信号8101__1が、時間軸に対し、s11、s12、s13、s14、...の信号となっている場合、信号処理部（複製部）8102__1は、各信号を4回複製し、出力する。したがって、信号処理部（複製部）8102__1の出力、つまり、レペティション後のベースバンド信号8103__1は、時間軸に対し、s11、s11、s11、s11のようにs11を4個出力し、その後、s12、s12、s12、s12のようにs12を4個出力し、その後、s13、s13、s13、s13、s14、s14、s14、s14、...と出力する。

信号処理部（複製部）8102__2は、ベースバンド信号8101__2、制御信号8104を入力とし、制御信号8104に含まれるレペティション回数の情報に基づき、ベ

10

20

30

40

50

スバンド信号の複製を行う。例えば、制御信号 8104 に含まれるレペティション回数の情報が、4 回のレペティションと示されていた場合、ベースバンド信号 8101__2 が、時間軸に対し、s 21、s 22、s 23、s 24、・・・の信号となっている場合、信号処理部（複製部）8102__2 は、各信号を 4 回複製し、出力する。したがって、信号処理部（複製部）8102__2 の出力、つまり、レペティション後のベースバンド信号 8103__2 は、時間軸に対し、s 21、s 21、s 21、s 21 のように s 21 を 4 個出力し、その後、s 22、s 22、s 22、s 22 のように s 22 を 4 個出力し、その後、s 23、s 23、s 23、s 23、s 24、s 24、s 24、s 24、・・・と出力する。

【1237】

並び替え部 8201 は、レペティション後のベースバンド信号 8103__1、レペティション後のベースバンド信号 8103__2、制御信号 8104 を入力とし、制御信号 8104 に含まれるレペティション方法の情報に基づき、データの並び換えを行い、並び替え後のベースバンド信号 8202__1 および 8202__2 を出力する。例えば、レペティション後のベースバンド信号 8103__1 が、時間軸に対し、s 11、s 11、s 11、s 11 のように s 11 を 4 個で構成されており、同様に、レペティション後のベースバンド信号 8103__2 は、時間軸に対し、s 21、s 21、s 21、s 21 のように s 21 を 4 個で構成されているものとする。図 82 では、s 11 を、式 (475) の $y_1(i)$ 、 $y_2(i)$ の両者として出力し、同様に、s 21 を、式 (475) の $y_1(i)$ 、 $y_2(i)$ の両者として出力する。したがって、s 11 と同様の並び替えを (s 12、s 13、・・・) に対しても施し、また、s 21 と同様の並び替えを (s 22、s 23、・・・) に対しても施す。したがって、並び替え後のベースバンド信号 8202__1 は、s 11、s 21、s 11、s 21、s 12、s 22、s 12、s 22、s 13、s 23、s 13、s 23、・・・となり、これが、式 (475) の $y_1(i)$ に相当する。なお、s 11、s 21 の順番（ここでは、s 11、s 21、s 11、s 21 としている）はこれに限ったものではなく、どのような順番となってもよく、同様に、s 12、s 22 についても、また、s 13、s 23 についても順番は、どのような順番となってもよい。そして、並び替え後のベースバンド信号 8202__2 は、s 21、s 11、s 21、s 11、s 22、s 12、s 22、s 12、s 23、s 13、s 23、s 13、・・・となり、これが、式 (475) の $y_2(i)$ に相当する。なお、s 11、s 21 の順番（ここでは、s 21、s 11、s 21、s 11 としている）はこれに限ったものではなく、どのような順番となってもよく、同様に、s 12、s 22 についても、また、s 13、s 23 についても順番は、どのような順番となってもよい。

【1238】

重み付け合成部（プリコーディング演算部）8105 は、並び替え後のベースバンド信号 8202__1 および 8202__2、制御信号 8104 を入力とし、制御信号 8104 に含まれている規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の情報に基づくプリコーディングを施す、つまり、並び替え後のベースバンド信号 8202__1 および 8202__2 に対し、重み付け合成を行い、プリコーディング後のベースバンド信号 8106__1（ここでは、 $z_1(i)$ とあらわす。）、プリコーディング後のベースバンド信号 8106__2（ここでは、 $z_2(i)$ とあらわす。）を出力する（ただし、 i は、（時間、または、周波数の）順番をあらわす）。

並び替え後のベースバンド信号 8202__1 および 8202__2 をそれぞれ、前述のとおり、 $y_1(i)$ 、 $y_2(i)$ 、プリコーディング行列を $F(i)$ とすると、式 (475) の関係が成立する。

【1239】

ただし、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のために用意する N (N は 2 以上の整数) 個のプリコーディング行列を $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $F[3]$ 、・・・、 $F[N-1]$ とすると、式 (475) において、プリコーディング行列を $F(i)$ は、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $F[3]$ 、・・・、 $F[N-1]$ のいずれかを用いるものとする。

上述では、レペティション回数を 4 回として説明したがこれに限ったものではない。そ

10

20

30

40

50

して、図 8 1 を用いて説明したときと同様に、図 8 2 の構成のときに対しても、数 3 0 4 から数 3 0 7 の条件が成立すると、高い受信品質を得ることができる。

【1 2 4 0】

受信装置の構成は、図 7、図 5 6 に示したとおりであり、式 (1 4 4) および式 (4 7 5) の関係が成立することを利用し、信号処理部では、(s 1 1、s 1 2、s 1 3、s 1 4、・・・) のそれぞれで送信されているビットの復調を行い、また、(s 2 1、s 2 2、s 2 3、s 2 4、・・・) のそれぞれで送信されているビットの復調を行う。なお、各ビットは対数尤度比として算出してもよく、また、硬判定値として得てもよい。また、例えば、s 1 1 は、K 回のレペティションが行われているので、これを利用することで、信頼性の高い、s 1 で送信されたビットの推定値を得ることが可能となる。(s 1 2、s 1 3、・・・) および、を (s 2 1、s 2 2、s 2 3、・・・) に対しても同様に、信頼性の高い送信されたビットの推定値を得ることができる。

10

【1 2 4 1】

本実施の形態では、レペティションを行ったときに、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用する方法について説明した。このとき、レペティションを行ってデータを送信しているスロットとレペティションを行わずにデータを送信しているスロットの両者が存在したとき、レペティションを行わずにデータを送信しているスロットの通信方式は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法、プリコーディング行列が固定的なプリコーディング方法を含むいずれの伝送方式を用いてもよい。つまり、レペティションを行ったスロットに対し、本実施の形態の送信方法を用いること自身が、受信装置において、高いデータの受信品質を得る上で重要となる。

20

【1 2 4 2】

また、実施の形態 A 1 から実施の形態 A 3 で説明した D V B 規格に関連するシステムでは、P 2 シンボル、第 1、第 2 signalling data は、P L P より受信品質を確保する必要があるため、P 2 シンボル、第 1、第 2 signalling data を伝送する方式として、本実施の形態で説明した、レペティションを適用した、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用すると、制御情報の受信装置における受信品質が向上するため、システムを安定的に動作させるためには重要となる。

なお、本実施の形態において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例には、実施の形態 1 から実施の形態 1 6 で示したとおりである。しかし、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法については、実施の形態 1 から実施の形態 1 6 で示した方法に限ったものではなく、プリコーディング行列を複数用意しておき、用意しておいた複数のプリコーディング行列の中からスロットごとに、一つのプリコーディング行列を選択し、プリコーディングを行うとともに、スロットごとに規則的に使用するプリコーディング行列を切り替える方式であれば、本実施の形態は、同様に実施することができる。

30

(実施の形態 A 5)

本実施の形態では、実施の形態 A 1 で説明した送信方法に対し、共通増幅を行うことで、変調信号を送信する方法について説明する。

40

【1 2 4 3】

図 8 3 は、送信装置の構成の一例を示しており、図 5 2 と同様に動作するものについては、同一符号を付した。

図 8 3 の変調信号生成部 # 1 から # M (5 2 0 1 __ 1 から 5 2 0 1 __ M) は、入力信号 (入力データ) から、図 6 3、または、図 7 2 の P 1 シンボル用処理後の信号 6 3 2 3 __ 1 および 6 3 2 3 __ 2 を生成するためのものであり、変調信号 z 1 (5 2 0 2 __ 1 から 5 2 0 2 __ M) および変調信号 z 2 (5 2 0 3 __ 1 から 5 2 0 3 __ M) を出力する。

【1 2 4 4】

図 8 3 の無線処理部 8 3 0 1 __ 1 は、変調信号 z 1 (5 2 0 2 __ 1 から 5 2 0 2 __ M) を入力とし、周波数変換等の信号処理を行い、増幅を行い、変調信号 8 3 0 2 __ 1 を出力

50

し、変調信号 8 3 0 2 __ 1 はアンテナ 8 3 0 3 __ 1 から電波として出力される。

同様に、無線処理部 8 3 0 1 __ 2 は、変調信号 z 1 (5 2 0 3 __ 1 から 5 2 0 3 __ M) を入力とし、周波数変換等の信号処理を行い、増幅を行い、変調信号 8 3 0 2 __ 2 を出力し、変調信号 8 3 0 2 __ 2 はアンテナ 8 3 0 3 __ 2 から電波として出力される。

【 1 2 4 5 】

以上のように、実施の形態 A 1 の送信方法に対し、異なる周波数帯の変調信号を一度に周波数変換し、増幅するという送信方法をとってもよい。

(実施の形態 B 1)

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。

【 1 2 4 6 】

図 8 4 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 8 4 に示すような放送局と、テレビ(テレビジョン) 8 4 1 1、DVDレコーダ 8 4 1 2、STB(Set Top Box) 8 4 1 3、コンピュータ 8 4 2 0、車載のテレビ 8 4 4 1 及び携帯電話 8 4 3 0 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 8 4 0 0 において実施される。具体的には、放送局 8 4 0 1 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。

【 1 2 4 7 】

放送局 8 4 0 1 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 8 5 6 0、8 4 4 0)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 8 4 0 0 は、上記各実施の形態で説明した本願発明の効果をを得ることができる。

【 1 2 4 8 】

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、MPEG 4-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 AC(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。

【 1 2 4 9 】

図 8 5 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 8 5 0 0 の構成の一例を示す図である。図 8 5 に示すように、受信機 8 5 0 0 の一つの構成の一例として、モデム部分を一つの LSI(またはチップセット)で構成し、コーデックの部分を別の一つの LSI(またはチップセット)で構成するという構成方法が考えられる。図 8 5 に示す受信機 8 5 0 0 は、図 8 4 に示したテレビ(テレビジョン) 8 4 1 1、DVDレコーダ 8 4 1 2、STB(Set Top Box) 8 4 1 3、コンピュータ 8 4 2 0、車載のテレビ 8 4 4 1 及び携帯電話 8 4 3 0 等が備える構成に相当する。受信機 8 5 0 0 は、アンテナ 8 5 6 0 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 8 5 0 1 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 8 5 0 2 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 8 5 0 2 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を得ることができる。

【 1 2 5 0 】

また、受信機 8 5 0 0 は、復調部 8 5 0 2 で得られた多重化データから映像データと音声データとを分離するストリーム入出力部 8 5 2 0 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 8 5 0 4 と、復号さ

10

20

30

40

50

れた音声信号を出力するスピーカ等の音声出力部 8506 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 8507 とを有する。

【1251】

例えば、ユーザは、リモコン（リモートコントローラ）8550 を用いて、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）の情報を操作入力部 8510 に送信する。すると、受信機 8500 は、アンテナ 8560 で受信した受信信号において、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、受信機 8500 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、実施の形態 A1～実施の形態 A4 で述べており、また、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 8550 によって、チャンネルを選局する例を説明したが、受信機 8500 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。

【1252】

上記の構成により、ユーザは、受信機 8500 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 8500 は、復調部 8502 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 8502 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 8500 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、音声を加工作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）8508 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（登録商標）Disk）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 SSD（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。

【1253】

上記の構成により、ユーザは、受信機 8500 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 8500 は、復調部 8502 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 8508 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の一部のデータを抽出して記録しても良い。例えば、復調部 8502 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 8508 は、復調部 8502 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 8508 は、復調部 8502 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 8508 は

、記録してもよい。

【1254】

さらには、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8500が搭載されている場合、復調部8502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8500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8500の欠陥を修正することもできる。これにより、受信機8500が搭載されているテレビ、記録装置、携帯電話が、より安定的の動作させることが可能となる。

10

【1255】

ここで、復調部8502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8503で行われる。具体的には、ストリーム入出力部8503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8502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。

20

【1256】

上記の構成により、受信機8500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8508は、復調部8502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8502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8508は、復調部8502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。

30

【1257】

ここで、復調部8502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8503及び信号処理部8504で行われる。具体的には、ストリーム入出力部8503が、CPU等の制御部からの指示により、復調部8502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8504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

40

50

ム入出力部 8503 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 8504 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。

【1258】

上記の構成により、受信機 8500 は、記録メディアに記録可能なデータサイズや記録部 8508 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 8502 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 8502 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。

10

【1259】

また、受信機 8500 は、復調部 8502 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 8530 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) 8509 を備える。ストリーム出力 IF 8509 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 (登録商標)、Zigbee (登録商標) 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 8530 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 8509 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 8509 に接続された有線伝送路 (通信媒体 8530 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。

20

30

【1260】

上記の構成により、ユーザは、受信機 8500 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。

【1261】

なお、上記の説明では、受信機 8500 は、復調部 8502 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 8509 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のデータを抽出して出力しても良い。例えば、復調部 8502 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 8509 は、復調部 8502 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 8509 は、復調部 8502 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。

40

【1262】

ここで、復調部 8502 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

50

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 8503 で行われる。具体的には、ストリーム入出力部 8503 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 8502 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 8509 の種類毎に予め決められていてもよい。

【1263】

上記の構成により、受信機 8500 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 8509 は、復調部 8502 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 8502 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 8509 は、復調部 8502 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。

【1264】

ここで、復調部 8502 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 8503 及び信号処理部 8504 で行われる。具体的には、ストリーム入出力部 8503 が、制御部からの指示により、復調部 8502 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 8504 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 8503 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 8504 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のいずれか一方に対してのみ変換の処理を行ってもよいし、両方に対して変換の処理を行ってもよい。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 8509 の種類毎に予め決められていてもよい。

【1265】

上記の構成により、受信機 8500 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 8502 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。

【1266】

また、受信機 8500 は、外部機器に対して信号処理部 8504 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) 8511 を備える。AV 出力 IF 8511 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、Wireless HD、Bluetooth (登録商標)、Zigbee (登録商標) 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 8509 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 8509 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 8509 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。

10

【1267】

上記の構成により、ユーザは、信号処理部 8504 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 8500 は、ユーザ操作の入力を受け付ける操作入力部 8510 を備える。受信機 8500 は、ユーザの操作に応じて操作入力部 8510 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 8506 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。

20

【1268】

また、受信機 8500 は、当該受信機 8500 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 8500 が受信した信号の RSSI (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 8502 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 8500 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 8507 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 8500 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。

30

40

【1269】

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 8500 が、音声出力部 8506、映像表示部 8507、

50

記録部 8508、ストリーム出力 I F 8509、及び A V 出力 I F 8511 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 8500 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 8502 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 M P E G 2 - トランスポートストリーム (T S) が一般的であり、ここでは M P E G 2 - T S 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 M P E G 2 - T S 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。

【1270】

図 86 は、多重化データの構成の一例を示す図である。図 86 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 (programme またはその一部である event) を構成する要素である、例えばビデオストリーム、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 (P G)、インタラクティブグラフィックスストリーム (I G) などのエレメンタリーストリームのうち、1 つ以上を多重化することで得られる。多重化データで提供されている番組が映画の場合、ビデオストリームは映画の主映像および副映像を、オーディオストリームは映画の主音声部分と当該主音声とミキシングする副音声を、プレゼンテーショングラフィックスストリームとは映画の字幕をそれぞれ示している。ここで主映像とは画面に表示される通常の映像を示し、副映像とは主映像の中に小さな画面で表示する映像 (例えば、映画のあらすじを示したテキストデータの映像など) のことである。また、インタラクティブグラフィックスストリームは、画面上に G U I 部品を配置することにより作成される対話画面を示している。

【1271】

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 P I D 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 0 x 1 0 1 1 が、オーディオストリームには 0 x 1 1 0 0 から 0 x 1 1 1 F まだが、プレゼンテーショングラフィックスには 0 x 1 2 0 0 から 0 x 1 2 1 F まだが、インタラクティブグラフィックスストリームには 0 x 1 4 0 0 から 0 x 1 4 1 F まだが、映画の副映像に利用するビデオストリームには 0 x 1 B 0 0 から 0 x 1 B 1 F 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 0 x 1 A 0 0 から 0 x 1 A 1 F が、それぞれ割り当てられている。

【1272】

図 87 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 8701、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 8704 を、それぞれ P E S パケット列 8702 および 8705 に変換し、T S パケット 8703 および 8706 に変換する。同じくプレゼンテーショングラフィックスストリーム 8711 およびインタラクティブグラフィックス 8714 のデータをそれぞれ P E S パケット列 8712 および 8715 に変換し、さらに T S パケット 8713 および 8716 に変換する。多重化データ 8717 はこれらの T S パケット (8703、8706、8713、8716) を 1 本のストリームに多重化することで構成される。

【1273】

図 88 は、P E S 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 88 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、P E S パケット列を示す。図 88 の矢印 y y 1, y y 2, y y 3, y y 4 に示すように、ビデオストリームにおける複数の V i d e o P r e s e n t a t i o

10

20

30

40

50

n 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。

【1274】

図89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89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。

【1275】

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自身の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パケット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。

【1276】

図90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。

【1277】

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91は、その多重化データファイル情報の構成を示す図である。多重化データ情報ファイルは、図91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。

【1278】

多重化データ情報は図91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

10

20

30

40

50

コードの P I D 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 A T S 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 P T S 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 P T S に 1 フレーム分の再生間隔を足したものが設定される。

【 1 2 7 9 】

図 9 2 は、多重化データファイル情報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 9 2 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、P I D 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。

【 1 2 8 0 】

本実施の形態においては、上記多重化データのうち、P M T 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、P M T 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。

【 1 2 8 1 】

図 9 3 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 9 3 0 4 を含む映像音声出力装置 9 3 0 0 の構成の一例を示している。なお、受信装置 9 3 0 4 の構成は、図 8 5 の受信装置 8 5 0 0 に相当する。映像音声出力装置 9 3 0 0 には、例えば、O S（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 9 3 0 6（例えば、無線 L A N（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 9 3 0 1 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 9 3 0 2、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）） 9 3 0 3 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） 9 3 0 7 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 9 3 0 2、インターネット上で提供されるハイパーテキスト 9 3 0 3 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 9 3 0 3 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 9 3 0 2 が選択されている場合、リモコン 9 3 0 7 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、I F 9 3 0 5 は、リモコンで送信された情報を取得し、受信装置 9 3 0 4 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 9 3 0 4 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、実施の形態 A 1 ～実施の形態 A 4 で述べており、また、図 5、図 4 1 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

10

20

30

40

50

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 9307 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 9300 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。

【1282】

また、インターネットを用い、映像音声出力装置 9300 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 9300 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 9300 は、図 85 のように、記録部 8508 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 9304 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 9304 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、実施の形態 A1～実施の形態 A4 で述べており、また、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。

（実施の形態 C1）

本実施の形態では、実施の形態 2 において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式において説明しているが、このとき、受信劣悪点を考慮したプリコーディング行列の設定方法として、（例 1）（例 2）を説明している。本実施の形態では、実施の形態 2 の（例 1）（例 2）を一般化した場合について説明する。

【1283】

周期 N の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期 N のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【1284】

【数 566】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad (\#1)$$

【1285】

このとき、 $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ （ i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数）となる。（ $\alpha > 0$ であるものとする。）本実施の形態では、ユニタリ行列を扱い、式（#1）のプリコーディング行列は次式であらわす。

【1286】

【数 567】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (\#2)$$

【1287】

このとき、 $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ （ i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数）となる。（ $\alpha > 0$ であるものとする。）（送信装置、受信装置におけるマッピングの簡易化、ということを考慮

すると、 $\lambda = 0$ ラジアン、 $\pi / 2$ ラジアン、 π ラジアン、 $(3\pi) / 2$ ラジアン、とするとよく、これらの3つの値のいずれかの固定値とするとよい。) 実施の形態2では特に $\alpha = 1$ として扱っており、式(# 2) は以下のようにあらわされる。

【 1 2 8 8 】

【数 5 6 8 】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad (\#3)$$

10

【 1 2 8 9 】

実施の形態2のように受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するためには、式(# 1) または式(# 2) において<条件# 1 0 1 >または<条件# 1 0 2 >を与える。

【 1 2 9 0 】

【数 5 6 9 】

<条件# 1 0 1 >

20

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2)$$

【 1 2 9 1 】

【数 5 7 0 】

30

<条件# 1 0 2 >

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2)$$

【 1 2 9 2 】

40

特に、 $\theta_{11}(i)$ を i に依らず固定値とした場合、<条件# 1 0 3 >または<条件# 1 0 4 >を与えることができる。

【 1 2 9 3 】

【数 5 7 1】

<条件# 1 0 3>

$$\frac{e^{j\theta_{21}(x+1)}}{e^{j\theta_{21}(x)}} = e^{j\left(\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2)$$

10

【1 2 9 4】

【数 5 7 2】

<条件# 1 0 4>

$$\frac{e^{j\theta_{21}(x+1)}}{e^{j\theta_{21}(x)}} = e^{j\left(-\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2)$$

20

【1 2 9 5】

同様に、 $\theta_{21}(i)$ を i に依らず固定値とした場合、<条件# 1 0 5> または <条件# 1 0 6> を与えることができる。

【1 2 9 6】

【数 5 7 3】

<条件# 1 0 5>

$$\frac{e^{j\theta_{11}(x+1)}}{e^{j\theta_{11}(x)}} = e^{j\left(\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2)$$

30

【1 2 9 7】

【数 5 7 4】

<条件# 1 0 6>

$$\frac{e^{j\theta_{11}(x+1)}}{e^{j\theta_{11}(x)}} = e^{j\left(-\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2)$$

40

50

【 1 2 9 8 】

次に、周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、上記で述べたユニタリ行列を用いたプリコーディング行列の例をあげる。式（# 2）に基づいた、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。（式（# 2）において、 λ を0ラジアン、 $\theta_{11}(i)$ を0ラジアンとする。）

【 1 2 9 9 】

【数 5 7 5】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \pi)} \end{pmatrix} \quad (\#10) \quad 10$$

【 1 3 0 0 】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ （ i は0以上N-1以下の整数）（ $\alpha > 0$ であるものとする。）であり、＜条件# 1 0 3＞または＜条件# 1 0 4＞を満たすことになる。また、 $\theta_{21}(i=0)$ を例えば、0ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

20

上述とは異なる別の例として、周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。（式（# 2）において、 λ を π ラジアン、 $\theta_{11}(i)$ を0ラジアンとする。）

【 1 3 0 1 】

【数 5 7 6】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix} \quad (\#9) \quad 30$$

【 1 3 0 2 】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ （ i は0以上N-1以下の整数）（ $\alpha > 0$ であるものとする。）であり、＜条件# 1 0 3＞または＜条件# 1 0 4＞を満たすことになる。また、 $\theta_{21}(i=0)$ を例えば、0ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

40

上述とは異なる別の例として、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。（式（# 2）において、 λ を0ラジアン、 $\theta_{21}(i)$ を0ラジアンとする。）

【 1 3 0 3 】

【数 5 7 7】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i))} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (\#12)$$

50

【1304】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) ($\alpha > 0$ であるものとする。) であり、＜条件 # 105＞または＜条件 # 106＞を満たすことになる。また、 $\theta_{11}(i=0)$ を例えば、0 ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

上述とは異なる別の例として、周期 N のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。(式 (#2) において、 λ を π ラジアン、 $\theta_{21}(i)$ を 0 ラジアンとする。)

【1305】

10

【数578】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \pi)} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \quad (\#13)$$

【1306】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) ($\alpha > 0$ であるものとする。) であり、＜条件 # 105＞または＜条件 # 106＞を満たすことになる。また、 $\theta_{11}(i=0)$ を例えば、0 ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

20

実施の形態 2 の例で考えると、別の例として、周期 N のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。(式 (#3) において、 λ を 0 ラジアン、 $\theta_{11}(i)$ を 0 ラジアンとする。)

【1307】

【数579】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \pi)} \end{pmatrix} \quad (\#14)$$

30

【1308】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) であり、＜条件 # 103＞または＜条件 # 104＞を満たすことになる。また、 $\theta_{21}(i=0)$ を例えば、0 ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

40

上述とは異なる別の例として、周期 N の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期 N のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。(式 (#3) において、 λ を π ラジアン、 $\theta_{11}(i)$ を 0 ラジアンとする。)

【1309】

【数 5 8 0】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix} \quad (\#15)$$

10

【1 3 1 0】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) であり、＜条件 # 1 0 3＞または＜条件 # 1 0 4＞を満たすことになる。また、 $\theta_{21}(i=0)$ を例えば、0 ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

上述とは異なる別の例として、周期 N のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。(式 (# 3) において、 λ を 0 ラジアン、 $\theta_{21}(i)$ を 0 ラジアンとする。)

【1 3 1 1】

【数 5 8 1】

20

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i))} \\ e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (\#16)$$

【1 3 1 2】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) であり、＜条件 # 1 0 5＞または＜条件 # 1 0 6＞を満たすことになる。また、 $\theta_{11}(i=0)$ を例えば、0 ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

上述とは異なる別の例として、周期 N のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。(式 (# 3) において、 λ を π ラジアン、 $\theta_{21}(i)$ を 0 ラジアンとする。)

【1 3 1 3】

【数 5 8 2】

30

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i) + \pi)} \\ \alpha e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \quad (\#17)$$

40

【1 3 1 4】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) であり、＜条件 # 1 0 5＞または＜条件 # 1 0 6＞を満たすことになる。また、 $\theta_{11}(i=0)$ を例えば、0 ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

実施の形態 9 で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と比較したとき、本実施の形態のプリコーディング方法は、実施の形態 9 における周

50

期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模を削減できる効果を得ることができる。上述の効果をより高くするためには、例えば、図4のように、符号化器を一つ有し、符号化データを分配する構成をもつ送信装置、また、これに対応する受信装置とするとよい。

【1315】

なお、上述の例における α の一つの好適な例としては、実施の形態18のような方法があるが、必ずしもこれに限ったものではない。

本実施の形態では、時間周期Nのプリコーディングホッピング方法のためのN個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、N個の異なるプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき、時間軸（または、周波数軸）方向に $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成したN個の異なるプリコーディング行列 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態1と同様に、周波数軸、周波数－時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期Nのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、N個の異なるプリコーディング行列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個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

【1316】

また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期Nより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態におけるN個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

（実施の形態C2）

実施の形態C1と実施の形態9を融合させた実施の形態C1とは異なる、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について、つまり、実施の形態9において、周期を奇数とした場合を利用して、実施の形態C1を実現する方法について説明する。

【1317】

周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【1318】

【数583】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad (\#18)$$

【1319】

このとき、 $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ （ i は0以上 $N-1$ 以下の整数）となる。（ $\alpha > 0$ であるものとする。）本実施の形態では、ユニタリ行列を扱い、式（#1）のプリコーディング行列は次式であらわす。

【1320】

10

20

30

40

【数 5 8 4】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (\#19)$$

【1 3 2 1】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) となる。($\alpha > 0$ であるものとする。) (送信装置、受信装置におけるマッピングの簡易化、ということを考慮すると、 $\lambda = 0$ ラジアン、 $\pi/2$ ラジアン、 π ラジアン、 $(3\pi)/2$ ラジアン、とするとよく、これらの 3 つの値のいずれかの固定値とするとよい。) 特に $\alpha = 1$ として扱っており、式 (# 1 9) は以下のようにあらわされる。

【1 3 2 2】

【数 5 8 5】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (\#20)$$

【1 3 2 3】

本実施の形態における規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列は上述の形式であらわされるが、本実施の形態における規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の周期 N が奇数、つまり、 $N=2n+1$ とあらわされるのが特徴となる。そして、周期 $N=2n+1$ を実現するために用意する異なるプリコーディング行列 (なお、異なるプリコーディングについては、のちに説明がされている。) は、 $n+1$ 個となる。そして、 $n+1$ 個の異なるプリコーディングのうち、 n 個のプリコーディング行列は、1 周期内で、それぞれ 2 回用いられ、1 個のプリコーディングは、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、このときのプリコーディング行列について詳しく説明する。

【1 3 2 4】

周期 $N=2n+1$ の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を実現するために必要となる $n+1$ 個の異なるプリコーディング行列を $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1], F[n]$ 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、式 (# 1 9) に基づく、 $n+1$ 個の異なるプリコーディング行列を $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1], F[n]$ を以下のようにあらわす。

【1 3 2 5】

【数 5 8 6】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}} & \alpha e^{j(\theta_{11} + \lambda)} \\ \alpha e^{j\left(\theta_{11} + \frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\theta_{11} + \frac{2i\pi}{2n+1} + \lambda + \pi\right)} \end{pmatrix} \quad (\#21)$$

【1326】

ただし、 $i=0,1,2,\dots,n-2,n-1,n$ (i は 0 以上 n 以下の整数) とする。式 (#21) の $n+1$ 個の異なるプリコーディング行列 $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1], F[n]$ において、 $F[0]$ を 1 回用い、かつ、 $F[1] \sim F[n]$ をそれぞれ 2 回用いる ($F[1]$ を 2 回用い、 $F[2]$ を 2 回用い、 $\dots$ 、 $F[n-1]$ を 2 回用い、 $F[n]$ を 2 回用いる) ことで、周期 $N=2n+1$ の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態 9 において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、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。このとき、実施の形態 9 における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。上述の効果をもより高くするためには、例えば、図 4 のように、符号化器を一つ有し、符号化データを分配する構成をもつ送信装置、また、これに対応する受信装置とするとよい。

10

【1327】

そして、特に、 $\lambda = 0$ ラジアン、 $\theta_{11} = 0$ ラジアンとした場合、上式は、以下のようにならわされる。

【1328】

【数587】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1} + \pi\right)} \end{pmatrix} \quad (\#22)$$

20

【1329】

ただし、 $i=0,1,2,\dots,n-2,n-1,n$ (i は 0 以上 n 以下の整数) とする。式 (#22) の $n+1$ 個の異なるプリコーディング行列 $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1], F[n]$ において、 $F[0]$ を 1 回用い、かつ、 $F[1] \sim F[n]$ をそれぞれ 2 回用いる ($F[1]$ を 2 回用い、 $F[2]$ を 2 回用い、 $\dots$ 、 $F[n-1]$ を 2 回用い、 $F[n]$ を 2 回用いる) ことで、周期 $N=2n+1$ の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態 9 において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、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。このとき、実施の形態 9 における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。

30

また、 $\lambda = \pi$ ラジアン、 $\theta_{11} = 0$ ラジアンとした場合、以下のようにならわされる。

【1330】

【数588】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} \end{pmatrix} \quad (\#23)$$

40

50

【1331】

ただし、 $i=0,1,2,\dots,n-2,n-1,n$ (i は 0 以上 n 以下の整数) とする。式 (#23) の $n+1$ 個の異なるプリコーディング行列 $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1], F[n]$ において、 $F[0]$ を 1 回用い、かつ、 $F[1] \sim F[n]$ をそれぞれ 2 回用いる ($F[1]$ を 2 回用い、 $F[2]$ を 2 回用い、 $\dots$ 、 $F[n-1]$ を 2 回用い、 $F[n]$ を 2 回用いる) ことで、周期 $N=2n+1$ の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態 9 において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、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。このとき、実施の形態 9 における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。

10

【1332】

また、式 (#19) と式 (#20) の関係のように、 $\alpha = 1$ とすると、式 (#21) は、以下のようにあらわされる。

【1333】

【数589】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}} & e^{j(\theta_{11}+\lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}+\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}+\frac{2i\pi}{2n+1}+\lambda+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (\#24)$$

20

【1334】

ただし、 $i=0,1,2,\dots,n-2,n-1,n$ (i は 0 以上 n 以下の整数) とする。式 (#24) の $n+1$ 個の異なるプリコーディング行列 $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1], F[n]$ において、 $F[0]$ を 1 回用い、かつ、 $F[1] \sim F[n]$ をそれぞれ 2 回用いる ($F[1]$ を 2 回用い、 $F[2]$ を 2 回用い、 $\dots$ 、 $F[n-1]$ を 2 回用い、 $F[n]$ を 2 回用いる) ことで、周期 $N=2n+1$ の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態 9 において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、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。このとき、実施の形態 9 における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。

30

【1335】

同様に、式 (#22) において、 $\alpha = 1$ とすると、以下のようにあらわされる。

【1336】

【数590】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (\#25)$$

40

【1337】

50

ただし、 $i=0,1,2,\dots,n-2,n-1,n$ (i は 0 以上 n 以下の整数) とする。式 (# 2 5) の $n+1$ 個の異なるプリコーディング

行列 $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1], F[n]$ において、 $F[0]$ を 1 回用い、かつ、 $F[1] \sim F[n]$ をそれぞれ 2 回用いる ($F[1]$ を 2 回用い、 $F[2]$ を 2 回用い、 $\dots$ 、 $F[n-1]$ を 2 回用い、 $F[n]$ を 2 回用いる) ことで、周期 $N=2n+1$ の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態 9 において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、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。このとき、実施の形態 9 における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。

10

【1 3 3 8】

同様に、式 (# 2 3) において、 $\alpha = 1$ とすると、以下のようにあらわされる。

【1 3 3 9】

【数 5 9 1】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} \end{pmatrix} \quad (\#26)$$

20

【1 3 4 0】

ただし、 $i=0,1,2,\dots,n-2,n-1,n$ (i は 0 以上 n 以下の整数) とする。式 (# 2 6) の $n+1$ 個の異なるプリコーディング行列 $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1], F[n]$ において、 $F[0]$ を 1 回用い、かつ、 $F[1] \sim F[n]$ をそれぞれ 2 回用いる ($F[1]$ を 2 回用い、 $F[2]$ を 2 回用い、 $\dots$ 、 $F[n-1]$ を 2 回用い、 $F[n]$ を 2 回用いる) ことで、周期 $N=2n+1$ の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態 9 において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、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。このとき、実施の形態 9 における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。

30

【1 3 4 1】

なお、上述の例における α の一つの好適な例としては、実施の形態 1 8 のような方法があるが、必ずしもこれに限ったものではない。

本実施の形態では、周期 $N=2n+1$ のプリコーディングホッピング方法 (周期 $N=2n+1$ の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法) のためのプリコーディング行列 $W[0], W[1], \dots, W[2n-1], W[2n]$ (ただし、 $W[0], W[1], \dots, W[2n-1], W[2n]$ は、 $F[0], F[1], F[2], \dots, F[n-1], F[n]$ で構成されている。) を、シングルキャリア伝送方式のとき、時間軸 (または、周波数軸) 方向に $W[0], W[1], \dots, W[2n-1], W[2n]$ の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、プリコーディング行列 $W[0], W[1], \dots, W[2n-1], W[2n]$ を OFDM 伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態 1 と同様に、周波数軸、周波数—時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期 $N=2n+1$ のプリコーディングホッピング方法として説明しているが、 $W[0], W[1], \dots, W[2n-1], W[2n]$ 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 $W[0], W[1], \dots$

40

50

・・, $W[2n-1]$, $W[2n]$ を用いる必要はない。

【1342】

また、周期 H (H は上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期 $N=2n+1$ はより大きな自然数とする) のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における $n+1$ 個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

(実施の形態C3)

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-Hocquenghemcode) の接続符号等のブロック符号、ターボ符号等のブロック符号を用いたときの、特に、実施の形態16から実施の形態26、実施の形態C1で述べた規則的にプリコーディング行列を切り替える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。

【1343】

図97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97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97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750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、 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。

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375スロットが必要となる。

次に、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、上述で定義したスロットとプリコーディング行列の関係について説明する。

ここでは、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法のために用意するプリコーディング行列の数を5とする。つまり、図4の送信装置の重み付け合成部のために、5つの異なるプリコーディング行列を用意するものとする (重み付け合成部は、各スロットで、複数のプリコーディング行列から一つのプリコーディング行列を選択し、プリコーディングを行う。)。この5つの異なるプリコーディング行列を $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, $F[3]$, $F[4]$ とあらわすものとする。

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、プリコーディング行列 $F[0]$

を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列F[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、使用するプリコーディング行列にかたよりがあると、多くの数を使用したプリコーディング行列の影響が大きいデータの受信品質となるからである。

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、プリコーディング行列F[0]を使用するスロットが150スロット、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが150スロット、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが150スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが150スロット、プリコーディング行列F[4]を使用するスロットが150スロットである必要がある。

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、プリコーディング行列F[0]を使用するスロットが100スロット、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが100スロット、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが100スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが100スロット、プリコーディング行列F[4]を使用するスロットが100スロットである必要がある。

以上のように、規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、異なるプリコーディング行列をN個（N個の異なるプリコーディング行列をF[0], F[1], F[2], ..., F[N-2], F[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、プリコーディング行列F[0]を使用するスロット数を K_0 、プリコーディング行列F[1]を使用するスロット数を K_1 、プリコーディング行列F[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））、プリコーディング行列F[N-1]を使用するスロット数を K_{N-1} としたとき、

<条件#107>

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

であるとよい。

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#107>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#107>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#107>にかわり、以下の条件を満たすとよい。

<条件#108>

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, b は、0からN-1の整数）、 $a \neq b$ ）

図98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98は、図3の送信装置および図13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98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3の送信装置および図13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。

10

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、22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、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、上述で定義したスロットとプリコーディング行列の関係について説明する。

ここでは、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法のために用意するプリコーディング行列の数を5とする。つまり、図3の送信装置および図13の送信装置の送信装置の重み付け合成部のために、5つの異なるプリコーディング行列を用意するものとする。

(重み付け合成部は、各スロットで、複数のプリコーディング行列から一つのプリコーディング行列を選択し、プリコーディングを行う。)この5つの異なるプリコーディング行列をF[0]、F[1]、F[2]、F[3]、F[4]とあらわすものとする。

20

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、プリコーディング行列F[0]を使用するスロットが600スロット、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが600スロット、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが600スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが600スロット、プリコーディング行列F[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、使用するプリコーディング行列にかたよりがあると、多くの数を使用したプリコーディング行列の影響が大きいデータの受信品質となるからである。

30

また、第1の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列F[0]を使用するスロットが600回、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが600回、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが600スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが600回、プリコーディング行列F[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、プリコーディング行列F[0]を使用するスロットが600回、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが600回、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが600スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが600回、プリコーディング行列F[4]を使用するスロットが600回であるとよい。

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、プリコーディング行列F[0]を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列F[4]を使用するスロットが300スロットである必要がある。

40

また、第1の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列F[0]を使用するスロットが300回、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが300回、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが300回、プリコーディング行列F[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、プリコーディング行列

50

F[0]を使用するスロットが300回、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが300回、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが300回、プリコーディング行列F[4]を使用するスロットが300回であるとよい。

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、プリコーディング行列F[0]を使用するスロットが200スロット、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが200スロット、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが200スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが200スロット、プリコーディング行列F[4]を使用するスロットが200スロットである必要がある。

10

また、第1の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列F[0]を使用するスロットが200回、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが200回、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが200スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが200回、プリコーディング行列F[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、プリコーディング行列F[0]を使用するスロットが200回、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが200回、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが200スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが200回、プリコーディング行列F[4]を使用するスロットが200回であるとよい。

以上のように、規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、異なるプリコーディング行列をN個（N個の異なるプリコーディング行列をF[0], F[1], F[2], ..., F[N-2], F[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、プリコーディング行列F[0]を使用するスロット数を K_0 、プリコーディング行列F[1]を使用するスロット数を K_1 、プリコーディング行列F[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））、プリコーディング行列F[N-1]を使用するスロット数を K_{N-1} としたとき、

20

<条件#109>

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

30

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、プリコーディング行列F[0]を使用する回数を $K_{0,1}$ 、プリコーディング行列F[1]を使用する回数を $K_{1,1}$ 、プリコーディング行列F[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））、プリコーディング行列F[N-1]を使用する回数を $K_{N-1,1}$ としたとき、

<条件#110>

$K_{0,1} = K_{1,1} = \dots = K_{i,1} = \dots = K_{N-1,1}$ 、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, b は、0からN-1の整数）、 $a \neq b$ ）

40

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、プリコーディング行列F[0]を使用する回数を $K_{0,2}$ 、プリコーディング行列F[1]を使用する回数を $K_{1,2}$ 、プリコーディング行列F[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））、プリコーディング行列F[N-1]を使用する回数を $K_{N-1,2}$ としたとき、

<条件#111>

$K_{0,2} = K_{1,2} = \dots = K_{i,2} = \dots = K_{N-1,2}$ 、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, b は、0からN-1の整数）、 $a \neq b$ ）であるとよい。

50

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# 1 0 9＞＜条件# 1 1 0＞＜条件# 1 1 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# 1 0 9＞＜条件# 1 1 0＞＜条件# 1 1 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# 1 0 9＞＜条件# 1 1 0＞＜条件# 1 1 1＞にかわり、以下の条件を満たすとよい。

＜条件# 1 1 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, b は、0から $N-1$ の整数)、 $a \neq b$)

＜条件# 1 1 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, b は、0から $N-1$ の整数)、 $a \neq b$)

＜条件# 1 1 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, b は、0から $N-1$ の整数)、 $a \neq b$)

以上のように、符号化後のブロックとプリコーディング行列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プリコーディング行列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。

【1 3 4 4】

本実施の形態では、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期 N のプリコーディングホッピング方法のためには、 N 個の異なるプリコーディング行列が必要となる。このとき、 N 個の異なるプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ を用意することになるが、周波数軸方向に $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ 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、本実施の形態で生成した N 個の異なるプリコーディング行列 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ を実施の形態1と同様に、時間軸、周波数－時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期 N のプリコーディングホッピング方法として説明しているが、 N 個の異なるプリコーディング行列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 個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。このとき、本実施の形態で述べた条件を満たすと、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可能性が高い。

【1 3 4 5】

また、実施の形態15で説明したように、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、規則的にプリコーディング行列を切り替え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。このとき、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、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法のモードにおいて、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を選択した（サブ）キャリア群では、本実施の形態を実施するとよい。

【1 3 4 6】

（実施の形態C4）

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、Q C (Quasi Cyclic) L D P C (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)、L D P C 符号と B C H 符号 (Bose-Chaudhuri-Hocquenghemcode) の接続符号等のブロック符号、ターボ符号等のブロック符号を用いたときの、特に、実施の形態 C 2 で述べた規則的にプリコーディング行列を切り替える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、C R C (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。

10

【1 3 4 7】

図 9 7 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 9 7 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、O F D M のようなマルチキャリア伝送、いずれを用いてもよい。)

20

図 9 7 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 Q P S K のとき 3 0 0 0 シンボル、1 6 Q A M のとき 1 5 0 0 シンボル、6 4 Q A M のとき 1 0 0 0 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 Q P S K のとき、前述の 3 0 0 0 シンボルは、s 1 に 1 5 0 0 シンボル、s 2 に 1 5 0 0 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 1 5 0 0 シンボルと s 2 で送信する 1 5 0 0 シンボルを送信するために 1 5 0 0 スロット (ここでは「スロット」と名付ける。) が必要となる。

同様に考えると、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すべてのビットを送信するために 7 5 0 スロットが必要となり、変調方式が 6 4 Q A M 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 5 0 0 スロットが必要となる。

30

次に、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、上述で定義したスロットとプリコーディング行列の関係について説明する。

ここでは、実施の形態 C 2 において、周期 5 の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を実現するための 5 つのプリコーディング行列を $W[0]$ 、 $W[1]$ 、 $W[2]$ 、 $W[3]$ 、 $W[4]$ とあらわすものとする。(送信装置の重み付け合成部は、各スロットで、複数のプリコーディング行列から一つのプリコーディング行列を選択し、プリコーディングを行う。)

40

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、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロットが 3 0 0 スロット、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロットが 3 0 0 スロット、プリコーディング行列 $W[2]$ を使用するスロットが 3 0 0 スロット、プリコーディング行列 $W[3]$ を使用するスロットが 3 0 0 スロット、プリコーディング行列 $W[4]$ 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、使用するプリコーディング行列にかたよりがあると、多くの数を使用したプリコーディング行列の影響が大きいデータの受信品質となるからである。

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、プリコーディング

50

行列W[0]を使用するスロットが150スロット、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが150スロット、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが150スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが150スロット、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが150スロットである必要がある。

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、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが100スロット、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが100スロット、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが100スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが100スロット、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが100スロットである必要がある。

10

以上のように、実施の形態C2の規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、周期 $N=2n+1$ を実現するためのプリコーディング行列 $W[0]$, $W[1]$, $\dots$, $W[2n-1]$, $W[2n]$ (ただし、 $W[0]$, $W[1]$, $\dots$, $W[2n-1]$, $W[2n]$ は、 $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, $\dots$, $F[n-1]$, $F[n]$ で構成されている。(実施の形態C2参照))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、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロット数を K_0 , プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロット数を K_1 , プリコーディング行列 $W[i]$ 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))、プリコーディング行列 $W[2n]$ を使用するスロット数を K_{2n} としたとき、

<条件#115>

20

$K_0 = K_1 = \dots = K_i = \dots = K_{2n}$, 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, b は、0から $2n$ の整数)、 $a \neq b$)

であるとよい。

実施の形態C2の規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、周期 $N=2n+1$ を実現するための異なるプリコーディング行列 $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, $\dots$, $F[n-1]$, $F[n]$ 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、プリコーディング行列 $F[0]$ を使用するスロット数を G_0 , プリコーディング行列 $F[1]$ を使用するスロット数を G_1 , プリコーディング行列 $F[i]$ を使用するスロット数を G_i ($i=0,1,2,\dots,n-1,n$)、プリコーディング行列 $F[n]$ を使用するスロット数を G_n としたとき、<条件#115>は、以下のようにあらわすことができる。

30

<条件#116>

$2 \times G_0 = G_1 = \dots = G_i = \dots = G_n$, 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から n 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#115> (<条件#116>) 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#115> (<条件#116>) 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#115>にかわり、以下の条件を満たすとよい。

40

<条件#117>

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, b は、0から $2n$ の整数)、 $a \neq b$)

<条件#117>を別の表現にすると、以下の条件となる。

50

<条件# 1 1 8>

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, b は、1 から n 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 から n の整数))

図 9 8 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 9 8 は、図 3 の送信装置および図 1 3 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 9 8 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。

【1 3 4 8】

そして、図 3 の送信装置および図 1 3 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 3 0 0 0 スロットが必要となる。

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 1 5 0 0 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 1 0 0 0 スロットが必要となる。

次に、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、上述で定義したスロットとプリコーディング行列の関係について説明する。

ここでは、実施の形態 C 2 において、周期 5 の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を実現するための 5 つのプリコーディング行列を $W[0]$ 、 $W[1]$ 、 $W[2]$ 、 $W[3]$ 、 $W[4]$ とあらわすものとする。(送信装置の重み付け合成部は、各スロットで、複数のプリコーディング行列から一つのプリコーディング行列を選択し、プリコーディングを行う。)

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 $6 0 0 0 \times 2$ ビットを送信するための上記で述べた 3 0 0 0 スロットにおいて、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロットが 6 0 0 スロット、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロットが 6 0 0 スロット、プリコーディング行列 $W[2]$ を使用するスロットが 6 0 0 スロット、プリコーディング行列 $W[3]$ を使用するスロットが 6 0 0 スロット、プリコーディング行列 $W[4]$ を使用するスロットが 6 0 0 スロットである必要がある。これは、使用するプリコーディング行列にかたよりがあると、多くの数を使用したプリコーディング行列の影響が大きいデータの受信品質となるからである。

また、第 1 の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロットが 6 0 0 回、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロットが 6 0 0 回、プリコーディング行列 $W[2]$ を使用するスロットが 6 0 0 スロット、プリコーディング行列 $W[3]$ を使

用するスロットが600回、プリコーディング行列 $W[4]$ 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、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロットが600回、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロットが600回、プリコーディング行列 $W[2]$ を使用するスロットが600スロット、プリコーディング行列 $W[3]$ を使用するスロットが600回、プリコーディング行列 $W[4]$ を使用するスロットが600回であるとよい。

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、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列 $W[2]$ を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列 $W[3]$ を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列 $W[4]$ を使用するスロットが300スロットである必要がある。

また、第1の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロットが300回、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロットが300回、プリコーディング行列 $W[2]$ を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列 $W[3]$ を使用するスロットが300回、プリコーディング行列 $W[4]$ 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、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロットが300回、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロットが300回、プリコーディング行列 $W[2]$ を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列 $W[3]$ を使用するスロットが300回、プリコーディング行列 $W[4]$ を使用するスロットが300回であるとよい。

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、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロットが200スロット、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロットが200スロット、プリコーディング行列 $W[2]$ を使用するスロットが200スロット、プリコーディング行列 $W[3]$ を使用するスロットが200スロット、プリコーディング行列 $W[4]$ を使用するスロットが200スロットである必要がある。

また、第1の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロットが200回、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロットが200回、プリコーディング行列 $W[2]$ を使用するスロットが200スロット、プリコーディング行列 $W[3]$ を使用するスロットが200回、プリコーディング行列 $W[4]$ 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、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロットが200回、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロットが200回、プリコーディング行列 $W[2]$ を使用するスロットが200スロット、プリコーディング行列 $W[3]$ を使用するスロットが200回、プリコーディング行列 $W[4]$ を使用するスロットが200回であるとよい。

以上のように、実施の形態C2の規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、周期 $N=2n+1$ を実現するためのプリコーディング行列 $W[0]$, $W[1]$, $\dots$, $W[2n-1]$, $W[2n]$ (ただし、 $W[0]$, $W[1]$, $\dots$, $W[2n-1]$, $W[2n]$ は、 $F[0]$, $F[1]$, $F[2]$, $\dots$, $F[n-1]$, $F[n]$ で構成されている。(実施の形態C2参照))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、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロット数を K_0 、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロット数を K_1 、プリコーディング行列 $W[i]$ 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))、プリコーディング行列 $W[2n]$ を使用するスロット数を K_{2n} としたとき、

<条件#119>

$K_0 = K_1 = \dots = K_i = \dots = K_{2n}$ 、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, b は、0から $2n$ 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、プリコーデ

ィング行列 $W[0]$ を使用する回数を $K_{0,1}$ 、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用する回数を $K_{1,1}$ 、プリコーディング行列 $W[i]$ 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))、プリコーディング行列 $W[2n]$ を使用する回数を $K_{2n,1}$ としたとき、

<条件#120>

$K_{0,1} = K_{1,1} = \dots = K_{i,1} = \dots = K_{2n,1}$ 、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, b は、0から $2n$ の整数)、 $a \neq b$)

10

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、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用する回数を $K_{0,2}$ 、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用する回数を $K_{1,2}$ 、プリコーディング行列 $W[i]$ 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))、プリコーディング行列 $W[2n]$ を使用する回数を $K_{2n,2}$ としたとき、

<条件#121>

$K_{0,2} = K_{1,2} = \dots = K_{i,2} = \dots = K_{2n,2}$ 、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, b は、0から $2n$ の整数)、 $a \neq b$)

20

であるとよい。

実施の形態C2の規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、周期 $N=2n+1$ を実現するための異なるプリコーディング行列 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[n-1]$ 、 $F[n]$ 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、プリコーディング行列 $F[0]$ を使用するスロット数を G_0 、プリコーディング行列 $F[1]$ を使用するスロット数を G_1 、プリコーディング行列 $F[i]$ を使用するスロット数を G_i ($i=0,1,2,\dots,n-1,n$)、プリコーディング行列 $F[n]$ を使用するスロット数を G_n としたとき、<条件#119>は、以下のようにあらわすことができる。

30

<条件#122>

$2 \times G_0 = G_1 = \dots = G_i = \dots = G_n$ 、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から n 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、プリコーディング行列 $F[0]$ を使用する回数を $G_{0,1}$ 、プリコーディング行列 $F[1]$ を使用する回数を $K_{1,1}$ 、プリコーディング行列 $F[i]$ を使用する回数を $G_{i,1}$ ($i=0,1,2,\dots,n-1,n$)、プリコーディング行列 $F[n]$ を使用する回数を $G_{n,1}$ としたとき、

<条件#123>

40

$2 \times G_{0,1} = G_{1,1} = \dots = G_{i,1} = \dots = G_{n,1}$ 、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から n 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、プリコーディング行列 $F[0]$ を使用する回数を $G_{0,2}$ 、プリコーディング行列 $F[1]$ を使用する回数を $G_{1,2}$ 、プリコーディング行列 $F[i]$ を使用する回数を $G_{i,2}$ ($i=0,1,2,\dots,n-1,n$)、プリコーディング行列 $F[n]$ を使用する回数を $G_{n,2}$ としたとき、

<条件#124>

$2 \times G_{0,2} = G_{1,2} = \dots = G_{i,2} = \dots = G_{n,2}$ 、つまり、 $2 \times G_{0,2} =$

50

$G_{a, 2}$ 、(for $\forall a$ 、ただし、 $a = 1, 2, \dots, n-1, n$ (a は1から n の整数))
 であるとよい。

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# 1 1 9＞＜条件# 1 2 0＞＜条件# 1 2 1＞（＜条件# 1 2 2＞＜条件# 1 2 3＞＜条件# 1 2 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# 1 1 9＞＜条件# 1 2 0＞＜条件# 1 2 1＞（＜条件# 1 2 2＞＜条件# 1 2 3＞＜条件# 1 2 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# 1 1 9＞＜条件# 1 2 0＞＜条件# 1 2 1＞にかわり、以下の条件を満たすとよい。

＜条件# 1 2 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、 $a, b = 0, 1, 2, \dots, 2n-1, 2n$ (a, b は、0から $2n$ の整数)、 $a \neq b$)

＜条件# 1 2 6＞

$K_{a, 1}$ 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, b は、0から $2n$ の整数)、 $a \neq b$)

＜条件# 1 2 7＞

$K_{a, 2}$ 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, b は、0から $2n$ の整数)、 $a \neq b$)

＜条件# 1 2 5＞＜条件# 1 2 6＞＜条件# 1 2 7＞を別の表現にすると、以下の条件となる。

＜条件# 1 2 8＞

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, b は、1から n 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から n の整数))

＜条件# 1 2 9＞

$G_{a, 1}$ 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, b は、1から n 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から n の整数))

＜条件# 1 3 0＞

$G_{a, 2}$ 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, b は、1から n 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から n の整数))

以上のように、符号化後のブロックとプリコーディング行列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プリコーディング行列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。

10

【1349】

本実施の形態では、実施の形態 C 2 で述べた周期 $N=2n+1$ のプリコーディングホッピング方法（周期 $N=2n+1$ の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法）のためのプリコーディング行列 $W[0], W[1], \dots, W[2n-1], W[2n]$ （ただし、 $W[0], W[1], \dots, W[2n-1], W[2n]$ は、 $F[0], F[1], F[2], \dots, F[n-1], F[n]$ で構成されている。）を、シングルキャリア伝送方式のとき、時間軸（または、周波数軸）方向に $W[0], W[1], \dots, W[2n-1], W[2n]$ の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、プリコーディング行列 $W[0], W[1], \dots, W[2n-1], W[2n]$ を OFDM 伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態 1 と同様に、周波数軸、周波数—時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期 $N=2n+1$ のプリコーディングホッピング方法として説明しているが、 $W[0], W[1], \dots, W[2n-1], W[2n]$ 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 $W[0], W[1], \dots, W[2n-1], W[2n]$ をを用いる必要はない。このとき、本実施の形態で述べた条件を満たすと、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可能性が高い。

20

【1350】

また、周期 H (H は上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期 $N=2n+1$ はより大きな自然数とする) のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における $n+1$ 個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

30

また、実施の形態 1 5 で説明したように、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、規則的にプリコーディング行列を切り替え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。このとき、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、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法のモードにおいて、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を選択した（サブ）キャリア群では、本実施の形態を実施するとよい。

40

（実施の形態 C 5）

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、ターボ符号等のブロック符号を用いたときの、実施の形態 C 3、実施の形態 C 4 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、 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

50

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。

【1351】

図97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97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97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750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。

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375スロットが必要となる。

次に、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、上述で定義したスロットとプリコーディング行列の関係について説明する。

ここでは、周期5の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のためのプリコーディング行列を $W[0]$, $W[1]$, $W[2]$, $W[3]$, $W[4]$ とする。ただし、 $W[0]$, $W[1]$, $W[2]$, $W[3]$, $W[4]$ には、少なくとも2つ以上の異なるプリコーディング行列が含まれていればよい（ $W[0]$, $W[1]$, $W[2]$, $W[3]$, $W[4]$ に同一のプリコーディング行列が含まれていてもよい。）。図4の送信装置の重み付け合成部では、 $W[0]$, $W[1]$, $W[2]$, $W[3]$, $W[4]$ を用いるものとする。（重み付け合成部は、各スロットで、複数のプリコーディング行列から一つのプリコーディング行列を選択し、プリコーディングを行う。）

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、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列 $W[2]$ を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列 $W[3]$ を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列 $W[4]$ 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、使用するプリコーディング行列にかたよりのがあると、多くの数を使用したプリコーディング行列の影響が大きいデータの受信品質となるからである。

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、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロットが150スロット、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロットが150スロット、プリコーディング行列 $W[2]$ を使用するスロットが150スロット、プリコーディング行列 $W[3]$ を使用するスロットが150スロット、プリコーディング行列 $W[4]$ を使用するスロットが150スロットである必要がある。

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375スロットにおいて、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロットが75スロット、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロットが75スロット、プリコーディング行列 $W[2]$ を使用するスロットが75スロット、プリコーディング行列 $W[3]$ を使用するスロットが75スロット、プリコーディング行列 $W[4]$ を使用するスロットが75スロットである必要がある。

ト、プリコーディング行列 $W[3]$ を使用するスロットが100スロット、プリコーディング行列 $W[4]$ を使用するスロットが100スロットである必要がある。

以上のように、周期 N の規則的にプリコーディング行列を切り替える方式におけるプリコーディング行列を $W[0]$, $W[1]$, $W[2]$, $\dots$, $W[N-2]$, $W[N-1]$ とあらわすものとする。ただし、 $W[0]$, $W[1]$, $W[2]$, $\dots$, $W[N-2]$, $W[N-1]$ は少なくとも2つ以上の異なるプリコーディング行列で構成されているものとする。($W[0]$, $W[1]$, $W[2]$, $\dots$, $W[N-2]$, $W[N-1]$ に同一のプリコーディング行列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、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロット数を K_0 , プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロット数を K_1 、プリコーディング行列 $W[i]$ 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))、プリコーディング行列 $W[N-1]$ を使用するスロット数を K_{N-1} としたとき、

10

<条件# 1 3 1>

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

であるとよい。

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# 9 4>が成立するとよいことになる。

20

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# 1 3 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# 1 3 1>にかわり、以下の条件を満たすとよい。

<条件# 1 3 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, b は、0から $N-1$ の整数)、 $a \neq b$)

図98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98は、図3の送信装置および図13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。)

30

図98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750シンボルが必要となる。

そして、図3の送信装置および図13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。

40

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、22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る。

50

次に、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、上述で定義したスロットとプリコーディング行列の関係について説明する。

ここでは、周期5の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のためのプリコーディング行列を $W[0], W[1], W[2], W[3], W[4]$ とする。ただし、 $W[0], W[1], W[2], W[3], W[4]$ には、少なくとも2つ以上の異なるプリコーディング行列が含まれていればよい（ $W[0], W[1], W[2], W[3], W[4]$ に同一のプリコーディング行列が含まれていてもよい。）。図3の送信装置および図13の送信装置の送信装置の重み付け合成部のために、 $W[0], W[1], W[2], W[3], W[4]$ を用いるものとする。（重み付け合成部は、各スロットで、複数のプリコーディング行列から一つのプリコーディング行列を選択し、プリコーディングを行う。）

10

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、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロットが600スロット、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロットが600スロット、プリコーディング行列 $W[2]$ を使用するスロットが600スロット、プリコーディング行列 $W[3]$ を使用するスロットが600スロット、プリコーディング行列 $W[4]$ 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、使用するプリコーディング行列にかたよりがあると、多くの数を使用したプリコーディング行列の影響が大きいデータの受信品質となるからである。

また、第1の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロットが600回、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロットが600回、プリコーディング行列 $W[2]$ を使用するスロットが600スロット、プリコーディング行列 $W[3]$ を使用するスロットが600回、プリコーディング行列 $W[4]$ 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、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロットが600回、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロットが600回、プリコーディング行列 $W[2]$ を使用するスロットが600スロット、プリコーディング行列 $W[3]$ を使用するスロットが600回、プリコーディング行列 $W[4]$ を使用するスロットが600回であるとよい。

20

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、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列 $W[2]$ を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列 $W[3]$ を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列 $W[4]$ を使用するスロットが300スロットである必要がある。

30

また、第1の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロットが300回、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロットが300回、プリコーディング行列 $W[2]$ を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列 $W[3]$ を使用するスロットが300回、プリコーディング行列 $W[4]$ 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、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロットが300回、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロットが300回、プリコーディング行列 $W[2]$ を使用するスロットが300スロット、プリコーディング行列 $W[3]$ を使用するスロットが300回、プリコーディング行列 $W[4]$ を使用するスロットが300回であるとよい。

40

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、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロットが200スロット、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロットが200スロット、プリコーディング行列 $W[2]$ を使用するスロットが200スロット、プリコーディング行列 $W[3]$ を使用するスロットが200スロット、プリコーディング行列 $W[4]$ を使用するスロットが200スロットである必要がある。

また、第1の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列 $W[0]$ を使用するスロットが200回、プリコーディング行列 $W[1]$ を使用するスロットが200回、プリコ

50

ーディング行列W[2]を使用するスロットが200スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが200回、プリコーディング行列W[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、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが200回、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが200回、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが200スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが200回、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが200回であるとよい。

以上のように、周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方式におけるプリコーディング行列をW[0], W[1], W[2], ..., W[N-2], W[N-1]とあらわすものとする。ただし、W[0], W[1], W[2], ..., W[N-2], W[N-1]は少なくとも2つ以上の異なるプリコーディング行列で構成されているものとする。(W[0], W[1], W[2], ..., W[N-2], W[N-1]に同一のプリコーディング行列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、プリコーディング行列W[0]を使用するスロット数を K_0 、プリコーディング行列W[1]を使用するスロット数を K_1 、プリコーディング行列W[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))、プリコーディング行列W[N-1]を使用するスロット数を K_{N-1} としたとき、

10

<条件# 1 3 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, b は、0からN-1の整数)、 $a \neq b$)

20

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、プリコーディング行列W[0]を使用する回数を $K_{0,1}$ 、プリコーディング行列W[1]を使用する回数を $K_{1,1}$ 、プリコーディング行列W[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))、プリコーディング行列W[N-1]を使用する回数を $K_{N-1,1}$ としたとき、

<条件# 1 3 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, b は、0からN-1の整数)、 $a \neq b$)

30

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、プリコーディング行列W[0]を使用する回数を $K_{0,2}$ 、プリコーディング行列W[1]を使用する回数を $K_{1,2}$ 、プリコーディング行列W[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))、プリコーディング行列W[N-1]を使用する回数を $K_{N-1,2}$ としたとき、

<条件# 1 3 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, b は、0からN-1の整数)、 $a \neq b$)

40

であるといふ。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# 1 3 3><条件# 1 3 4><条件# 1 3 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# 1 3 3><条件# 1 3 4><条件# 1 3 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# 1 3 3><条件# 1 3 4><条件# 1 3 5>にかわり、以下の条件を満たすとよい。

<条件# 1 3 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

50

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

<条件# 1 3 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, b は、0から $N-1$ の整数)、 $a \neq b$)

<条件# 1 3 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, b は、0から $N-1$ の整数)、 $a \neq b$)

10

以上のように、符号化後のブロックとプリコーディング行列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プリコーディング行列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。

【1 3 5 2】

本実施の形態では、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期 N のプリコーディングホッピング方法のためには、 N 個のプリコーディング行列 $W[0]$ 、 $W[1]$ 、 $W[2]$ 、 $\dots$ 、 $W[N-2]$ 、 $W[N-1]$ を用意することになるが、周波数軸方向に $W[0]$ 、 $W[1]$ 、 $W[2]$ 、 $\dots$ 、 $W[N-2]$ 、 $W[N-1]$ 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、本実施の形態で生成した N 個のプリコーディング行列 $W[0]$ 、 $W[1]$ 、 $W[2]$ 、 $\dots$ 、 $W[N-2]$ 、 $W[N-1]$ を実施の形態1と同様に、時間軸、周波数—時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期 N のプリコーディングホッピング方法として説明しているが、 N 個のプリコーディング行列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 個のプリコーディング行列を用いる必要はない。このとき、本実施の形態で述べた条件を満たすと、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可能性が高い。

20

【1 3 5 3】

また、実施の形態15で説明したように、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、規則的にプリコーディング行列を切り替え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。このとき、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、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法のモードにおいて、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を選択した（サブ）キャリア群では、本実施の形態を実施するとよい。

30

（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。

40

【1 3 5 4】

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、ポストアンブル、リファレンスシンボル等）、制御情報用のシンボルなどが、フレームにどのように配置されていてもよい。そして、ここでは、パイロットシンボル、制御情報用のシンボルと名付けているが、どのような名付け方

50

を行ってもよく、機能自身が重要となっている。

【1355】

パイロットシンボルは、例えば、送受信機において、PSK変調を用いて変調した既知のシンボル（または、受信機が同期をとることによって、受信機は、送信機が送信したシンボルを知ることができてよい。）であればよく、受信機は、このシンボルを用いて、周波数同期、時間同期、（各変調信号の）チャンネル推定（CSI（Channel State Information）の推定）、信号の検出等を行うことになる。

【1356】

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、本発明は上記実施の形態1～5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。

【1357】

また、上記では、2つの変調信号を2つのアンテナから送信する方法におけるプリコーディング切り替え方法について説明したが、これに限ったものではなく、4つのマッピング後の信号に対し、プリコーディングを行い、4つの変調信号を生成し、4つのアンテナから送信する方法、つまり、N個のマッピング後の信号に対し、プリコーディングを行い、N個の変調信号を生成し、N個のアンテナから送信する方法においても同様にプリコーディングウェイト（行列）を変更する、プリコーディング切り替え方法としても同様に実施することができる。

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、本明細書において、受信装置で、ML演算、APP、Max-logAPP、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。

2ストリームのベースバンド信号 $s_1(i)$ 、 $s_2(i)$ （ある変調方式のマッピング後のベースバンド信号）（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、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディングを行い生成された、プリコーディング後のベースバンド信号 $z_1(i)$ 、 $z_2(i)$ において、プリコーディング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、プリコーディング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

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プリコーディングを行い、プリコーディング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プリコーディングを行い、プリコー

ディング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。

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

10

20

30

40

50

$z_1(i+v)$ 、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96は、上記の記載を説明するための図である。図96に示すように、プリコーディング後のベースバンド信号 $z_1(i)$ 、 $z_2(i)$ において、プリコーディング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、プリコーディング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 $Q_{r_2}(i)$ 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）のプリコーディング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）のプリコーディング後のベースバンド信号の入れ替えであってもよい。

そして、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ことになる。

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。

【1358】

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、

$$a = r \times \cos \theta、$$

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

【1359】

【数592】

$$r = \sqrt{a^2 + b^2}$$

【1360】

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、 $z = a + jb$ は、 $re^{j\theta}$ とあらわされる。

本発明の説明において、ベースバンド信号、 s_1 、 s_2 、 z_1 、 z_2 は複素信号となるが、複素信号とは、同相信号を I 、直交信号を Q としたとき、複素信号は $I + jQ$ （ j は

虚数単位)とあらわされることになる。このとき、Iがゼロとなってもよいし、Qがゼロとなってもよい。

本明細書で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を用いた放送システムの一例を図59に示す。図59において、映像符号化部5901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5902を出力する。音声符号化部5903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5904を出力する。データ符号化部5905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5906を出力する。これらをまとめて、情報源符号化部5900とする。

10

【1361】

送信部5907は、映像符号化後のデータ5902、音声符号化後のデータ5904、データ符号化後のデータ5906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5908__1から5908__Nを出力する。そして、送信信号5908__1から5908__Nはそれぞれアンテナ5909__1から5909__Nにより、電波として送信される。

【1362】

受信部5912は、アンテナ5910__1から5910__Mで受信した受信信号5911__1から5911__Mを入力とし、周波数変換、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5913、5915、5917を出力する。情報源復号部5919は、受信データ5913、5915、5917を入力とし、映像復号化部5914は、受信データ5913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5916は、受信データ5915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、スピーカから流れる。また、データ復号化部5918は、受信データ5917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。

20

30

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310A、310Bを図13のOFDM方式関連処理部1301A、1301B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。

また、実施の形態A1から実施の形態A5、および、実施の形態1で述べたシンボルの配置方法では、本明細書で述べた「異なるプリコーディング行列を切り替える方法」とは異なる複数のプリコーディング行列を用いて規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としても、同様に実施することができる。また、他の実施の形態についても同様である。なお、以下では、異なる複数のプリコーディング行列について補足説明する。

40

規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のためにN個の用意するプリコーディングを $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-3]$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ であらわすものとする。このとき、上記で述べた「異なる複数のプリコーディング行列」とは、以下の2つの条件(条件*1および条件*2)を満たすものであるものとする。

【1363】

【数 5 9 3】

条件＊1

$$F[x] \neq F[y] \quad \text{for } \forall x, \forall y (x, y = 0, 1, 2, \dots, N-3, N-2, N-1; x \neq y)$$

【1 3 6 4】

「(xは0からN-1の整数、yは0からN-1の整数であり、 $x \neq y$ とする)そして、前述を満たす、すべてのx、すべてのyに対して、 $F[x] \neq F[y]$ が成立するものとする」ということになる。 10

【1 3 6 5】

【数 5 9 4】

条件＊2

$$F[x] = k \times F[y]$$

20

【1 3 6 6】

xは0からN-1の整数、yは0からN-1の整数であり、 $x \neq y$ としたときのすべてのx、すべてのyに対して、上式を満たす実数または複素数のkが存在しない。

なお、 2×2 の行列を例に補足を行う。 2×2 の行列R、Sを以下のようにあらわすものとする。

【1 3 6 7】

【数 5 9 5】

30

$$R = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix}$$

【1 3 6 8】

【数 5 9 6】

40

$$S = \begin{pmatrix} e & f \\ g & h \end{pmatrix}$$

【1 3 6 9】

$a = A e^{j \delta_1 1}$ 、 $b = B e^{j \delta_1 2}$ 、 $c = C e^{j \delta_2 1}$ 、 $d = D e^{j \delta_2 2}$ 、および、 $e = E e^{j \gamma_1 1}$ 、 $f = F e^{j \gamma_1 2}$ 、 $g = G e^{j \gamma_2 1}$ 、 $h = H e^{j \gamma_2 2}$ であらわさ 50

れるものとする。ただし、 A 、 B 、 C 、 D 、 E 、 F 、 G 、 H は0以上の実数とし、 δ_{11} 、 δ_{12} 、 δ_{21} 、 δ_{22} 、 γ_{11} 、 γ_{12} 、 γ_{21} 、 γ_{22} の単位はラジアンであらわされるものとする。このとき、 $R \neq S$ であるとは、(1) $a \neq e$ 、(2) $b \neq f$ 、(3) $c \neq g$ 、(4) $d \neq h$ としたとき、(1) (2) (3) (4)のうち少なくとも一つが成立することになる。

【1370】

また、プリコーディング行列として、行列 R において、 a 、 b 、 c 、 d のいずれか一つが「ゼロ」である行列を用いてもよい。つまり、(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、であってもよいことになる。

10

そして、本発明の説明で示した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、複数のプリコーディング行列を規則的に切り替えるプリコーディング方法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、送信側で用いた規則的に切り替えるプリコーディング方法を考慮した復調(検波)を行えばよいことになる。

20

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。

30

【1371】

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。

そして、上記の各実施の形態などの各構成は、典型的には集積回路であるLSI (Large Scale Integration) として実現されてもよい。これらは、個別に1チップ化されてもよいし、各実施の形態の全ての構成または一部の構成を含むように1チップ化されてもよい。ここでは、LSIとしたが、集積度の違いにより、IC (Integrated Circuit)、システムLSI、スーパーLSI、ウルトラLSIと呼称されることもある。また、集積回路化の手法はLSIに限られるものではなく、専用回路または汎用プロセッサで実現しても良い。LSI製造後に、プログラムすることが可能なFPGA (Field Programmable Gate Array) や、LSI内部の回路セルの接続や設定を再構成可能なりコンフィギュラブル・プロセッサを利用しても良い。

40

【1372】

さらに、半導体技術の進歩又は派生する別技術によりLSIに置き換わる集積回路化の技術が登場すれば、当然、その技術を用いて機能ブロックの集積化を行っても良い。バイオ技術の適応等が可能性としてあり得る。

50

実施の形態 A 1 から実施の形態 A 5、および、実施の形態 1 で述べたシンボルの配置方法では、本明細書で述べた「異なるプリコーディング行列を切り替える方法」とは異なる複数のプリコーディング行列を用いて規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としても、同様に実施することができる。なお、「異なる複数のプリコーディング行列」とは上述の説明のとおりである。

【1373】

上述で、「実施の形態 A 1 から実施の形態 A 5、および、実施の形態 1 で述べたシンボルの配置方法では、本明細書で述べた「異なるプリコーディング行列を切り替える方法」とは異なる複数のプリコーディング行列を用いて規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としても、同様に実施することができる。」と記載したが、「異なる複数のプリコーディング行列を用いて規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法」として、上述の N 個の異なるプリコーディング行列を用意し、この N 個の異なるプリコーディング行列を用いて、周期 H (H は N より大きな自然数とする) のプリコーディング行列切り替え方法としてもよい。(一例として、実施の形態 C 2 のような方法がある。)

また、実施の形態 1 で述べたシンボルの配置方法では、実施の形態 C 1 から実施の形態 C 5 で述べた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いても同様に実施することができる。同様に、実施の形態 A 1 から実施の形態 A 5 規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として、実施の形態 C 1 から実施の形態 C 5 で述べた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いても同様に実施することができる。

(実施の形態 D 1)

非特許文献 12 ~ 非特許文献 15 に示されているように、Q C (Quasi Cyclic) L D P C (Low-Density Prity-Check) 符号 (Q C - L D P C 符号でない、L D P C 符号であってもよい)、L D P C 符号と B C H 符号 (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem code) の連接符号、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プリコーディング行列を切り替える方法について詳しく説明する。なお、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法は、複素数で表現されたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法、下記で説明している実数で表現されたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法のいずれの場合であっても本実施の形態を実施することはできる。

【1374】

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、C R C (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。

【1375】

図 97 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 97 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、O F D M のようなマルチキャリア伝送、いずれを用いてもよい。)

図 97 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 Q P S K のとき 3 0 0 0 シンボル、1 6 Q A M のとき 1 5 0 0 シンボル、6 4 Q A M のとき 1 0 0 0 シンボルが必要となる。

【1 3 7 6】

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 Q P S K のとき、前述の 3 0 0 0 シンボルは、s 1 に 1 5 0 0 シンボル、s 2 に 1 5 0 0 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 1 5 0 0 シンボルと s 2 で送信する 1 5 0 0 シンボルを送信するために 1 5 0 0 スロット（ここでは「スロット」と名付ける。）が必要となる。

【1 3 7 7】

同様に考えると、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すべてのビットを送信するために 7 5 0 スロットが必要となり、変調方式が 6 4 Q A M 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 5 0 0 スロットが必要となる。

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 O F D M 方式のようなマルチキャリア方式に対応した場合において、本明細書の中で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式を用いたときのプリコーディング行列のイニシャライズ方法について説明する。

【1 3 7 8】

次に、図 9 9 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 9 9 (a) は、変調信号 z 1 （アンテナ 3 1 2 A 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 9 9 (b) は、変調信号 z 2 （アンテナ 3 1 2 B 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 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 、と、変調信号 z 2 が存在することになる。

【1 3 7 9】

図 9 9 (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。

【1 3 8 0】

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。

【1 3 8 1】

図 9 9 (b) 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。

【1 3 8 2】

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。

【1 3 8 3】

図 1 0 0 は、図 9 7 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

10

20

30

40

50

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、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1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。

【1384】

図101は、図97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z1、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z2、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100、図101では、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法について示している。

【1385】

まず、前提として、規則的にプリコーディング行列を切り替えるために、プリコーディング行列を7つ用意し、7つのプリコーディング行列を#0、#1、#2、#3、#4、#5、#6と名付ける。また、プリコーディング行列は規則的、かつ、周期的に用いるものとする。つまり、プリコーディング行列は、#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。

【1386】

図100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、プリコーディング行列を#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、プリコーディング行列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ため、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プリコーディング行列#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、最初にプリコーディング行列#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プリコーディング行列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プリコーディング行列を推定する、

(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プリコーディング行列の情報を伝送する

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う、(b)の場合、データの伝送効率の低下を招くことになる。

【1387】

したがって、上述のようなプリコーディング行列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伝送するために使用するプリコーディング行列を固定とする方法を提案する。したがって、図100に示すように、第2符号化ブロックの最初のスロットを伝送するために使用するプリコーディング行列は、第1符号化ブロックの最初のスロットを伝送するために用いたプリコーディング行列と同様に、#0とする。

【1388】

同様に、図101に示すように、第3符号化ブロックの最初のスロットを伝送するために使用するプリコーディング行列は、#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伝送するために使用するプリコーディング行列と同様に、# 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ができるという効果を得ることができる。

【1389】

なお、本実施の形態では、符号化ブロックごとにプリコーディング行列をイニシャライズする方法、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プリコーディング行列は、# 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プリコーディング行列は# 0 と固定としてもよい。

10

【1390】

例えば、図99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100、図101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プリコーディング行列は（# 0 と）固定」の例となっている。

【1391】

次に、DVB-T2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。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は、実施の形態A1～実施の形態A3で説明したとおりである。図61、図70を用いて実施の形態A1～実施の形態A3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、時空間ブロック符号を用いた送信方法、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いた送信方法）、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ですむ。したがって、図99～図101を用いて説明したときと同様に、伝送方法として、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング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プリコーディング行列は（# 0 と）固定とする方法を提案する。

20

30

【1392】

例えば、図61や図70のようなフレーム構成により、放送局が、各シンボルを送信したものとする。このとき、一例として、PLP（混乱を避けるため# 1 から\$ 1 と変更する）\$ 1 とPLP\$ Kを、放送局が、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法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102に示す。

【1393】

なお、前提として、以下の説明では、一例として、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法では、プリコーディング行列を7つ用意し、7つのプリコーディング行列を# 0、# 1、# 2、# 3、# 4、# 5、# 6と名付ける。また、プリコーディング行列、は規則的、かつ、周期的に用いるものとする。つまり、プリコーディング行列は、# 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。

40

【1394】

図102のように、PLP\$ 1は、時刻T、キャリア3（図102の10201）をスロットの先頭とし、時刻T+4、キャリア4をスロットの最後（図102の10202）とし、スロット（シンボル）が存在している（図102参照）。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

50

あり、・・・、第7番目のスロットは時刻 $T+1$ 、キャリア1であり、第8番目のスロットは時刻 $T+1$ 、キャリア2であり、第9番目のスロットは時刻 $T+1$ 、キャリア3であり、・・・、第14番目のスロットは時刻 $T+1$ 、キャリア8であり、第15番目のスロットは時刻 $T+2$ 、キャリア0であり、・・・、となる。

そして、PLPKは、時刻 S 、キャリア4（図102の10203）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102の10204）とし、スロット（シンボル）が存在している（図102参照）。

【1395】

つまり、PLPKにとって、時刻 S 、キャリア4は第1番目のスロットであり、第2番目のスロットは時刻 S 、キャリア5であり、第3番目のスロットは時刻 S 、キャリア6であり、・・・、第5番目のスロットは時刻 S 、キャリア8であり、第9番目のスロットは時刻 $S+1$ 、キャリア1であり、第10番目のスロットは時刻 $S+1$ 、キャリア2であり、・・・、第16番目のスロットは時刻 $S+1$ 、キャリア8であり、第17番目のスロットは時刻 $S+2$ 、キャリア0であり、・・・、となる。

【1396】

なお、各PLPの先頭のスロット（シンボル）の情報と最後のスロット（シンボル）の情報を各PLPが使用しているスロットの情報は、P1シンボル、P2シンボル、制御シンボル群等の制御シンボルにより、伝送されていることになる。

このとき、図99～図101を用いて説明したときと同様に、PLP\$1の先頭のスロットである、時刻 T 、キャリア3（図102の10201）をスロットは、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。同様に、PLP\$K-1の最後のスロットである、時刻 S 、キャリア3（図102の10205）をスロットで用いている、プリコーディング行列の番号にかかわらず、PLPKの先頭のスロットである、時刻 S 、キャリア4（図102の10203）をスロットは、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。

【1397】

また、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング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。

以上のようにすることで、上述で述べた（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。

【1398】

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、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の規則について、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、プリコーディング行列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。

【1399】

次に、図103のようなフレーム構成で（図103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103において、図61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。

【1400】

図103において、PLP#1(6105__1)~PLP#N(6105__N)により、一つの変調信号を送信するサブフレーム10300を構成しており、サブフレーム10300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(10302__1)~PLP\$M(10302__M)により、複数の変調信号を送信するサブフレーム10301を構成しており、サブフレーム10301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。

【1401】

このとき、これまで説明したときと同様に、サブフレーム10301において、上述で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いている場合、PLP(PLP\$1(10302__1)~PLP\$M(10302__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(10302__1)~PLP\$M(10302__M)において、別の送信方法、例えば、実施の形態A1~実施の形態A3で説明したように、固定的なプリコーディング方法を用いる送信方法、空間多重MIMO伝送方式を用いる送信方法、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。

【1402】

また、図104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'いずれも規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いているものとする。なお、図104において、図102と同様のものは、同一符号を付している。

【1403】

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104の10201(時刻T、キャリア3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。

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'の先頭のスロット(図104の10401(時刻T'、キャリア7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。

【1404】

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の最初のスロットにおいて、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ことを特徴とする。

このようにすることも、上述で述べた(a)および(b)の課題を抑制するためには重要となる。

【1405】

なお、本実施の形態は、図97のように、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を例に説明したが、図98のように、図3の送信装置のように、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についても、本実施の形態で説明したプリコーディング行列のイニシャライズを適用することは可能である。

(その他補足2)

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ィングに使用するプリコーディング行列を複素数で表現しているが、プリコーディング行列を実数で表現すること

10

20

30

40

50

もできる。（「実数表現したプリコーディング方法」、とよぶ。）

つまり、例えば、2つのマッピング後の（使用した変調方式の）ベースバンド信号を $s_1(i)$ 、 $s_2(i)$ （ただし、 i は時間、または、周波数）とし、プリコーディングに得られる2つのプリコーディ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、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 $s_1(i)$ 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（実数表現し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。

【1406】

【数597】

$$\begin{pmatrix} I_{z1}(i) \\ Q_{z1}(i) \\ I_{z2}(i) \\ Q_{z2}(i) \end{pmatrix} = H_r \begin{pmatrix} I_{s1}(i) \\ Q_{s1}(i) \\ I_{s2}(i) \\ Q_{s2}(i) \end{pmatrix}$$

20

【1407】

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。

【1408】

【数598】

$$H_r = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{pmatrix}$$

30

【1409】

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、 $\{a_{11}=0$ かつ $a_{12}=0$ かつ $a_{13}=0$ かつ $a_{14}=0\}$ が成立してはならず、 $\{a_{21}=0$ かつ $a_{22}=0$ かつ $a_{23}=0$ かつ $a_{24}=0\}$ が成立してはならず、 $\{a_{31}=0$ かつ $a_{32}=0$ かつ $a_{33}=0$ かつ $a_{34}=0\}$ が成立してはならず、 $\{a_{41}=0$ かつ $a_{42}=0$ かつ $a_{43}=0$ かつ $a_{44}=0\}$ が成立してはならない。そして、 $\{a_{11}=0$ かつ $a_{21}=0$ かつ $a_{31}=0$ かつ $a_{41}=0\}$ が成立してはならず、 $\{a_{12}=0$ かつ $a_{22}=0$ かつ $a_{32}=0$ かつ $a_{42}=0\}$ が成立してはならず、 $\{a_{13}=0$ かつ $a_{23}=0$ かつ $a_{33}=0$ かつ $a_{43}=0\}$ が成立してはならず、 $\{a_{14}=0$ かつ $a_{24}=0$ かつ $a_{34}=0$ かつ $a_{44}=0\}$ が成立してはならない。

40

実施の形態A1から実施の形態A5、実施の形態7、および、実施の形態1で述べたシンボルの配置方法等の本発明のプリコーディング方法の応用例における、「異なるプリコーディング行列を切り替える方法」を用いたとは、上述で説明した「実数表現したプリコ

50

ーディング方法」において、異なる複数の実数表現したプリコーディング行列を用いて規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としても、当然ながら、同様に実施することができ、本発明のプリコーディング行列切り替えの有効性は異なる複数の複素表現したプリコーディング行列を用いたときと同様である。なお、「異なる複数のプリコーディング行列」とは上述の説明のとおりである。

【1410】

上述で、「実施の形態A1から実施の形態A5、実施の形態7、および、実施の形態1で述べたシンボルの配置方法等の本発明のプリコーディング方法の応用例における、「異なるプリコーディング行列を切り替える方法」を用いたとは、上述で説明した「実数表現したプリコーディング方法」において、異なる複数の実数表現したプリコーディング行列を用いて規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としても、当然ながら、同様に実施することができる。」と記載したが、「異なる複数の実数表現したプリコーディング行列を用いて規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法」として、N個の異なる（実数表現した）プリコーディング行列を用意し、このN個の異なる（実数表現した）プリコーディング行列を用いて、周期H（HはNより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法としてもよい。（一例として、実施の形態C2のような方法がある。）

また、実施の形態1で述べたシンボルの配置方法では、実施の形態C1から実施の形態C5で述べた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いても同様に実施することができる。同様に、実施の形態A1から実施の形態A5規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として、実施の形態C1から実施の形態C5で述べた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いても同様に実施することができる。

（実施の形態F1）

実施の形態1-26及び実施の形態C1-C5で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法は、I-Q平面にマッピングされた任意のベースバンド信号s1とs2に対して適用可能である。そのため、実施の形態1-26及び実施の形態C1-C5では、ベースバンド信号s1とs2について詳細に説明していない。一方、例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を、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s1とs2に対して適用する場合、s1とs2の平均電力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s1とs2に対して、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用する場合の、s1とs2の平均電力の設定方法について述べる。

【1411】

一例として、s1の変調方式がQPSK、s2の変調方式が16QAMとして説明をする。

s1の変調方式がQPSKであるので、s1はシンボルあたり2ビットを伝送することになる。この伝送する2ビットをb0、b1と名付ける。s2の変調方式が16QAMであるので、s2はシンボルあたり4ビットを伝送することになる。この伝送する4ビットをb2、b3、b4、b5と名付ける。そして、s1の1シンボルとs2の1シンボルで構成される1スロット、つまり、スロットあたり、b0、b1、b2、b3、b4、b5の6ビットを送信装置は伝送することになる。

【1412】

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94では、(b2、b3、b4、b5) = (0、0、0、0)は(I、Q) = (3×g、3×g)に、(b2、b3、b4、b5) = (0、0、0、1)は(I、Q) = (3×g、1×g)に、(b2、b3、b4、b5) = (0、0、1、0)は(I、Q) = (1×g、3×g)に、(b2、b3、b4、b5) = (0、0、1、1)は(I、Q) = (1×g、1×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。

【1413】

また、 $I-Q$ 平面における QPSK の信号点配置の一例である図 95 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。

10

【1414】

ここで、 s_1 の平均電力（平均値）と s_2 の平均電力（平均値）を等しくした場合、つまり、 h は式 (273) であらわされ、 g は式 (272) であらわされる場合を仮定する。図 105 は、受信装置が対数尤度比を求めたとき、上記説明した b_0 から b_5 の対数尤度比の絶対値を示したものである。

図 105 において、10500 は b_0 の対数尤度比の絶対値、10501 は b_1 の対数尤度比の絶対値、10502 は b_2 の対数尤度比の絶対値、10503 は b_3 の対数尤度比の絶対値、10504 は b_4 の対数尤度比の絶対値、10505 は b_5 の対数尤度比の絶対値である。このとき、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、つまり、 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 95 において h を式 (273) 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

20

【1415】

【数599】

$$\sqrt{2}z \dots (476)$$

30

【1416】

であるのに対し、図 94 において g を式 (272) のとおりとした場合、16QAM の $I-Q$ 平面における信号点の最小ユークリッド距離が

【1417】

【数600】

$$\frac{2}{\sqrt{10}}z \dots (477)$$

40

【1418】

であるからである。

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は、 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。

50

【1419】

この課題を克服するためには、図106に示すように、図105と比較し、「b0およびb1の対数尤度比の絶対値とb2からb5の対数尤度比の絶対値の差を小さく」すればよい。

「s1の平均電力とs2の平均電力を異なるようにする」ことを考える。図107、図108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107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108において、図3、図6、図107と同様に動作するものについては同一符号を付した。

10

（例1）

まず、図107を用いて、動作の一例を説明する。なお、s1(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95のとおりであり、hは式(273)のとおりである。また、s2(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94のとおりであり、gは式(272)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。

【1420】

パワー変更部（10701B）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（10700）を入力とし、制御信号（10700）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（10702B）を出力する。なお、uは実数とし、 $u > 1.0$ とする。規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列をF[t]とする（プリコーディング行列を時間軸tで切り替えるため、tの関数とあらわすことができる。）と、次式が成立する。

20

【1421】

【数601】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= F[t] \begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t] \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \dots (478) \end{aligned}$$

30

【1422】

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106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。

40

例えば、QPSKの平均電力と16QAMの平均電力の比 $1 : u^2$ をについてuを、

【1423】

【数 6 0 2】

$$u = \sqrt{5} \quad \dots (479)$$

【1 4 2 4】

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。 10

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、QPSKの平均電力と16QAMの平均電力の比を設定する方法のあくまで一例である。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小距離を大きくすること、を考えると、例えば、

【1 4 2 5】

20

【数 6 0 3】

$$u = \sqrt{2} \quad \dots (480)$$

【1 4 2 6】

と設定する方法が一例と考えられるが、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。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。 30

【1 4 2 7】

上述で、「制御信号（10700）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（10700）によるパワー変更のための値uの設定について詳しく説明する。

（例 1-1）

40

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、s1及びs2の生成に用いられるデータに施された誤り生成符号のブロック長に応じて、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。

【1 4 2 8】

誤り訂正符号は、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であり、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 50

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。

【1429】

制御信号（10700）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（10701B）は、制御信号（10700）に応じてパワー変更のための値uを設定する。

例1-1の特徴は、パワー変更部（10701B）が、制御信号（10700）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。

【1430】

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 $u_{L X}$ という形で記載することとする。

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（10701B）はパワー変更のための値 $u_{L 1000}$ 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（10701B）はパワー変更のための値 $u_{L 1500}$ 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（10701B）はパワー変更のための値 $u_{L 3000}$ を設定する。このとき、例えば、 $u_{L 1000}$ 、 $u_{L 1500}$ 、 $u_{L 3000}$ 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、 $u_{L 1000} = u_{L 1500}$ であることもある。重要なことは、（ $u_{L 1000}$ 、 $u_{L 1500}$ 、 $u_{L 3000}$ ）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。

【1431】

（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、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生成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。

【1432】

誤り訂正符号は、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であり、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。

【1433】

制御信号（10700）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（10701B）は、制御信号（10700）に応じてパワー変更のための値uを設定する。

例1-2の特徴は、パワー変更部（10701B）が、制御信号（10700）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。

【1434】

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。

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（10701B）はパワ

一変更のための値 u_{r1} を設定し、符号化率として $r2$ が選択された場合、パワー変更部（10701B）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（10701B）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} が、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 $r1$ 、 $r2$ 、 $r3$ 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。

【1435】

（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。

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。

【1436】

ここでは、例として、 $s1$ の変調方式を QPSK に固定するものとし、制御信号により、 $s2$ 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、 $s2(t)$ の変調方式を 64QAM とする場合、 $s2(t)$ のマッピング方法としては、図109のとおりであり、 k は

【1437】

【数604】

$$k = \frac{z}{\sqrt{42}} \cdots (481)$$

【1438】

のとおりであるものとする。このようなマッピングを行うと、QPSK のとき図95に対し h を式（273）としたときと、16QAM のとき図94に対し g を式（272）としたときと、平均電力（平均値）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。

【1439】

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109では、 $(b0, b1, b2, b3, b4, b5) = (0, 0, 0, 0, 0, 0)$ は $(I, Q) = (7 \times k, 7 \times k)$ に、 $(b0, b1, b2, b3, b4, b5) = (0, 0, 0, 0, 0, 1)$ は $(I, Q) = (7 \times k, 5 \times k)$ に、 $(b0, b1, b2, b3, b4, b5) =$

(0、0、0、0、1、0)は(I、Q)=(5×k、7×k)に、(b0、b1、b2、b3、b4、b5)=(0、0、0、0、1、1)は(I、Q)=(5×k、5×k)に、(b0、b1、b2、b3、b4、b5)=(0、0、0、1、0、0)は(I、Q)=(7×k、1×k)に、・・・、(b0、b1、b2、b3、b4、b5)=(1、1、1、1、1、0)は(I、Q)=(−3×k、−1×k)に、(b0、b1、b2、b3、b4、b5)=(1、1、1、1、1、1)は(I、Q)=(−3×k、−3×k)にマッピングされる。

【1440】

図107において、s2の変調方式が16QAMのときパワー変更部10701Bは、
u=u₁₆と設定し、s2の変調方式が64QAMのときu=u₆₄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、u₁₆<u₆₄とすると、s2の変調方式が16QAM、64QAM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。

【1441】

なお、上述の説明において、「s1の変調方式をQPSKに固定」することとして説明したが、「s2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。つまり、この場合、送信装置は、図107に示す構成ではなく、図107に示した構成からパワー変更部10701Bを除き、s1(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s2に設定したとき、以下の関係式が成立する。

【1442】

【数605】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= F[t] \begin{pmatrix} ue^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t] \begin{pmatrix} u & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad \dots (482)$$

【1443】

すると、「s2の変調方式をQPSKと固定とし、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、u₁₆<u₆₄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u₁₆であり、64QAMのときにパワー変更のために乗算された値がu₆₄であり、QPSKはパワー変更が行われないものとする。)

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、u₁₆<u₆₄の関係を満たすとよい。

【1444】

以下、上述の内容を、一般化した場合について説明する。

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。(ただし、変調方式Aのs2時点の平均電力値(平均値)と変調方式Bのs2時

10

20

30

40

50

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。

【1445】

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 107 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 64 QAM 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 109 のとおりであり、k は式 (481) のとおりである。また、s 2 (t) は、変調方式 16 QAM 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 94 のとおりであり、g は式 (272) 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。

パワー変更部 (10701B) は、変調方式 16 QAM のベースバンド信号（マッピング後の信号）307B、制御信号 (10700) を入力とし、制御信号 (10700) 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 16 QAM 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 (10702B) を出力する。なお、 u は実数とし、 $u < 1.0$ とする。規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列を $F[t]$ とすると、次式が成立する。

【1446】

【数 606】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= F[t] \begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t] \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \dots (483) \end{aligned}$$

【1447】

したがって、64 QAM の平均電力と 16 QAM 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 106 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。

これまで、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。

【1448】

上述で、「制御信号 (10700) 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 (10700) によるパワー変更のための値 u を設定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。

【1449】

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ーターボ符号、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。

【1450】

制御信号（10700）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（10701B）は、制御信号（10700）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（10701B）が、制御信号（10700）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。

【1451】

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（10701B）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（10701B）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（10701B）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。

【1452】

(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。

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ーターボ符号、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。

【1453】

制御信号（１０７００）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（１０７０１Ｂ）は、制御信号（１０７００）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（１０７０１Ｂ）が、制御信号（１０７００）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。

【１４５４】

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（１０７０１Ｂ）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（１０７０１Ｂ）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（１０７０１Ｂ）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。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。

【１４５５】

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109のとおりであり、図109において k は式（481）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94のとおりであり、図94において g は式（272）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95のとおりであり、図95において h は式（273）であるとする。

【１４５６】

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は等しくなる。

図107において、 s_2 の変調方式が16QAMのときパワー変更部10701B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。

【１４５７】

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

10

20

30

40

50

、「 s_2 の変調方式を64QAMと固定とし、 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、 $u_4 < u_{16}$ 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、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、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、64QAM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、（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、 $u_4 < u_{16}$ の関係を満たすとよい。

【1458】

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。

【1459】

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。

【1460】

（例3）

図107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94のとおりであり、 g は式(272)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109のとおりであり、 k は式(481)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。

パワー変更部（10701B）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（10700）を入力とし、制御信号（10700）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（10702B）を出力する。なお、 u は実数とし、 $u > 1.0$ とする。規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列を $F[t]$ とすると、次式が成立する。

【1461】

10

20

30

40

【数 6 0 7】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= F \begin{bmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \dots (484) \\ &= F \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & u \end{bmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

10

【1 4 6 2】

したがって、16QAMの平均電力と64QAMの平均電力の比は1：u²と設定することになる。これにより、図106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。

これまで、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。

【1 4 6 3】

上述で、「制御信号（10700）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（10700）によるパワー変更のための値uを設定について詳しく説明する。（例3-1）

20

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、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ブロック長に応じて、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。

【1 4 6 4】

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。

30

【1 4 6 5】

制御信号（10700）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（10701B）は、制御信号（10700）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（10701B）が、制御信号（10700）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。

40

【1 4 6 6】

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（10701B）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（10701B）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（10701B）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

50

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。

【1467】

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。

【1468】

制御信号（10700）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（10701B）は、制御信号（10700）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（10701B）が、制御信号（10700）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。

【1469】

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（10701B）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（10701B）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（10701B）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。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。

【1470】

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に固定するものとし、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、64QAM、QPSKのいずれかの設定が可能な）場合について考える。

【1471】

s_1 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94のとおりであり、図94において g は式(272)である。 s_2 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109のとおりであり、図109において k は式(481)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95のとおりであり、図95において h は式(273)であるとする。

10

【1472】

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は等しくなる。

図107において、 s_2 の変調方式が64QAMのとき $u = u_{64}$ を設定し、 s_2 の変調方式がQPSKのとき $u = u_4$ を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。

【1473】

20

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（64QAM、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、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、16QAM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、（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、 $u_4 < u_{64}$ の関係を満たすとよい。

【1474】

30

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。

40

【1475】

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）

50

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。

【1476】

図108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95のとおりであり、 h は式（273）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94のとおりであり、 g は式（272）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。

【1477】

パワー変更部（10701A）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（10700）を入力とし、制御信号（10700）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（10702A）を出力する。

パワー変更部（10701B）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（10700）を入力とし、制御信号（10700）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（10702B）を出力する。そして、 $u = v \times w$ （ $w > 1.0$ ）とする。

【1478】

規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング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（485）が成立する。

【1479】

【数608】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= F[t] \begin{pmatrix} ve^{j\theta} & 0 \\ 0 & ue^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \dots (485) \\ &= F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & v \times w \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

【1480】

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106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（479）、式（480）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。

【1481】

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（10700）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（１０７００）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。

【１４８２】

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。

【１４８３】

制御信号（１０７００）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（１０７０１Ａ）は、制御信号（１０７００）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（１０７０１Ｂ）は、制御信号（１０７００）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（１０７０１Ａ、１０７０１Ｂ）が、制御信号（１０７００）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。

【１４８４】

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（１０７０１Ａ）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（１０７０１Ａ）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（１０７０１Ａ）はパワー変更のための値 v_{L3000} を設定する。

【１４８５】

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（１０７０１Ｂ）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（１０７０１Ｂ）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（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値 u_{L3000} を設定する。

【１４８６】

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。

10

20

30

40

50

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。

【1487】

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。

【1488】

制御信号（10700）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（10701A）は、制御信号（10700）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（10701B）は、制御信号（10700）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（10701A、10701B）が、制御信号（10700）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。

【1489】

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（10701A）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（10701A）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（10701A）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（10701B）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（10701B）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（10701B）はパワー変更のための値 u_{r3} を設定する。

【1490】

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。

10

20

30

40

50

【1491】

また、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。

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。

10

(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。

【1492】

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95のとおりであり、図95において h は式(273)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94のとおりであり、図94において g は式(272)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109のとおりであり、図109において k は式(481)であるとする。

20

【1493】

図108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、 $u = \alpha \times w_{16}$ と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。

30

そして、図108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、 $u = \beta \times w_{64}$ と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。

【1494】

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（ここでは、QPSK）を s_2 に設定したとき、以下の関係式(486)が成立する。

40

【1495】

【数 6 0 9】

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= F[t] \begin{pmatrix} ue^{j\theta} & 0 \\ 0 & ve^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
 &= F[t] \begin{pmatrix} u & 0 \\ 0 & v \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \dots (486) \\
 &= F[t] \begin{pmatrix} v \times w & 0 \\ 0 & v \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

10

【1 4 9 6】

すると、「s 2 の変調方式を Q P S K と固定とし、s 1 の変調方式を 1 6 Q A M から 6 4 Q A M に変更（1 6 Q A M、6 4 Q A M いずれかに設定）」しても、 $1.0 < w_{16} < w_{64}$ とするとよい。（なお、1 6 Q A M 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、6 4 Q A M 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、Q P S K 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 1 6 Q A M のとき $v = \alpha$ であり、複数の設定可能な変調方式が 6 4 Q A M 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、（Q P S K、1 6 Q A M）または（1 6 Q A M、Q P S K）または（Q P S K、6 4 Q A M）または（6 4 Q A M、Q P S K）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。

20

【1 4 9 7】

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（ $a > b > c$ ）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。

30

【1 4 9 8】

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。

40

【1 4 9 9】

（例 5）

図 1 0 8 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 6 4 Q A M 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 1 0 9 のとおりであり、k は式 (4 8 1) のとおりである。また、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）とし、マッピング方法は、図 9 4 のとおりであり、g は式 (2 7 2) のとおりである。なお、t は時間であり、本実施の形

50

態では、時間軸方向を例として説明する。

【1500】

パワー変更部（10701A）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（10700）を入力とし、制御信号（10700）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（10702A）を出力する。

パワー変更部（10701B）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（10700）を入力とし、制御信号（10700）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（10702B）を出力する。そして、 $u = v \times w$ （ $w < 1.0$ ）とする。

10

【1501】

規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列を $F[t]$ とすると、上述の式（86）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106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。

【1502】

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。

20

上述で、「制御信号（10700）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（10700）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。

【1503】

（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。

30

【1504】

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。

40

【1505】

制御信号（10700）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（10701A）は、制御信号（10700）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（10701B）は、制御信号（10700）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（10701A、10701B）が、制御信号（10700）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。

50

【1506】

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(10701A)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(10701A)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(10701A)はパワー変更のための値 v_{L3000} を設定する。

【1507】

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(10701B)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(10701B)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(10701B)はパワー変更のための値 u_{L3000} を設定する。

【1508】

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。

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、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。

【1509】

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ーターボ符号、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(マッピング後の信号)s1(t)及びs2(t)が生成される。

【1510】

制御信号(10700)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(10701A)は、制御信号(10700)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(10701B)は、制御信号(10700)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（10701A、10701B）が、制御信号（10700）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。

【1511】

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（10701A）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（10701A）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（10701A）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（10701B）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（10701B）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（10701B）はパワー変更のための値 u_{r_3} を設定する。

【1512】

このとき、例えば、 v_{r_1} 、 v_{r_2} 、 v_{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。同様に、 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、 $v_{r_1} = v_{r_2}$ であることもあり、また、 $u_{r_1} = u_{r_2}$ であることもある。重要なことは、 $(v_{r_1}, v_{r_2}, v_{r_3})$ 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、 $(u_{r_1}, u_{r_2}, u_{r_3})$ 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_{r_x} と u_{r_x} 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。

【1513】

また、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。

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_{r_x} 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_{r_x} 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_{r_x} 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_{r_x} 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。

【1514】

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109のとおりであり、図109において k は式（481）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94のとおりであり、図94において g は式（272）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 9 5 のとおりであり、図 9 5 において h は式 (273) であるとする。

【1515】

図 108 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、 $u = \alpha \times w_{16}$ と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 108 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、 $u = \beta \times w_4$ と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。

【1516】

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、 $w_4 < w_{16} < 1.0$ の関係を満たすとよい。

【1517】

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。

【1518】

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、 $w_a < w_b$ の関係を満たすとよい。

(例 6)

図 108 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 9 4 のとおりであり、g は式 (272) 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 109

のとおりであり、 k は式(481)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。

【1519】

パワー変更部(10701A)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(10700)を入力とし、制御信号(10700)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(10702A)を出力する。

パワー変更部(10701B)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(10700)を入力とし、制御信号(10700)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(10702B)を出力する。そして、 $u = v \times w$ ($w < 1.0$)とする。

10

【1520】

規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列を $F[t]$ とすると、上述の式(86)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106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。

【1521】

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。

20

上述で、「制御信号(10700)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(10700)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。

【1522】

(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。

30

【1523】

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。

40

【1524】

制御信号(10700)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(10701A)は、制御信号(10700)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(10701B)は、制御信号(10700)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(10701A、10701B)が、制御信号(10700)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

50

L_X という形で記載することとする。

【1525】

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(10701A)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(10701A)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(10701A)はパワー変更のための値 v_{L3000} を設定する。

【1526】

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(10701B)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(10701B)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(10701B)はパワー変更のための値 u_{L3000} を設定する。

【1527】

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。

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。

【1528】

(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、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の平均電力を設定する方法について説明する。

【1529】

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(マッピング後の信号)s1(t)及びs2(t)が生成される。

【1530】

制御信号(10700)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（10701A）は、制御信号（10700）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（10701B）は、制御信号（10700）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（10701A、10701B）が、制御信号（10700）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。

【1531】

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（10701A）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（10701A）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（10701A）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（10701B）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（10701B）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（10701B）はパワー変更のための値 u_{r_3} を設定する。

【1532】

このとき、例えば、 v_{r_1} 、 v_{r_2} 、 v_{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。同様に、 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、 $v_{r_1} = v_{r_2}$ であることもあり、また、 $u_{r_1} = u_{r_2}$ であることもある。重要なことは、（ v_{r_1} 、 v_{r_2} 、 v_{r_3} ）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_{r_1} 、 u_{r_2} 、 u_{r_3} ）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_{r_x} と u_{r_x} 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。

【1533】

また、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。

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_{r_x} 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_{r_x} 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_{r_x} 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_{r_x} 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6-3）

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。

【1534】

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) のマッピング方法としては、図 9 4 のとおりであり、図 9 4 において g は式 (2 7 2) である。 s_2 の変調方式を 6 4 QAM とする場合、 s_2 (t) のマッピング方法としては、図 1 0 9 のとおりであり、図 1 0 9 において k は式 (4 8 1) 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 9 5 のとおりであり、図 9 5 において h は式 (2 7 3) であるとする。

【1 5 3 5】

図 1 0 8 において、 s_1 の変調方式を 1 6 QAM とし、 s_2 の変調方式が 6 4 QAM としたとき、 $v = \alpha$ とし、 $u = \alpha \times w_{64}$ 設定するものとする。このとき、6 4 QAM の平均電力と 1 6 QAM の平均電力の比は $v^2 : u^2 = \alpha^2 : \alpha^2 \times w_{64}^2 = 1 : w_{64}^2$ となる。

10

そして、図 1 0 8 において、 s_1 の変調方式を 1 6 QAM 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、6 4 QAM 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、 $w_4 < w_{64}$ とすると、 s_2 の変調方式が 6 4 QAM、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。

【1 5 3 6】

なお、上述の説明において、「 s_1 の変調方式を 1 6 QAM に固定」するとして説明したが、「 s_2 の変調方式を 1 6 QAM に固定し、 s_1 の変調方式を 6 4 QAM から QPSK に変更 (1 6 QAM、QPSK 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、1 6 QAM 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、6 4 QAM 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 1 6 QAM 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、(1 6 QAM、6 4 QAM) または (6 4 QAM、1 6 QAM) または (1 6 QAM、QPSK) または (QPSK、1 6 QAM) 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。

20

【1 5 3 7】

以下、上述の内容を、一般化した場合について説明する。

30

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。

【1 5 3 8】

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、 $w_a < w_b$ の関係を満たすとよい。

40

【1 5 3 9】

50

(電力に関して)

「実施の形態 8」、「実施の形態 9」、「実施の形態 10」、「実施の形態 18」、「実施の形態 19」、「実施の形態 C1」、「実施の形態 C2」を含む、本明細書において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列の式において、 $\alpha = 1$ と設定すると、上記のように、「s1の変調方式とs2の変調方式が異なるとき、s1の平均電力(平均値)とs2の平均電力(平均値)を異なるようにする」としても、z1の平均電力とz2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PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)(ピーク電力対平均電力比)を大きくすることがつながらないため、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。例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列を、実施の形態C1の式(#3)、式(#14)、式(#15)、式(#16)、実施の形態C2の式(#20)、式(#24)、式(#25)、式(#26)と設定するとよい。また、例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列を、実施の形態18の式(268)、式(269)、実施の形態C1の式(#1)、式(#2)、式(#9)、式(#10)、式(#12)、式(#13)、実施の形態C2の式(#18)、式(#19)、式(#21)、式(#22)、式(#23)のように一般化して表した場合、 $\alpha = 1$ とすればよく、この点については、他の実施の形態についても同様である。(なお、周期は奇数に限ったものではない)」

10

20

ただし、 $\alpha \neq 1$ でも、PAPRへの影響が少ない規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング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19における式(279)および式(280)であらわされるプリコーディング行列を用い、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を実現したとき、 $\alpha \neq 1$ でも、PAPRの影響は少ない。(なお、実施の形態19に関連する規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法については、実施の形態10においても述べている。また、実施の形態13、実施の形態20においても、 $\alpha \neq 1$ としても、PAPRへの影響が少ない。)

(受信装置)

30

例1、例2、例3の場合、図5から、以下の関係が導くことができる。

【1540】

【数610】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \dots (487) \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

40

【1541】

また、例1、例2、例3で説明したように、以下のような関係となる場合もある。

【1542】

【数 6 1 1】

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} ue^{j0} & 0 \\ 0 & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \dots (488) \\
&= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} u & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

10

【1 5 4 3】

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、実施の形態 A 1 から A 5 等で説明と同様に実施すればよいことになる）。

例 4、例 5、例 6 の場合、図 5 から、以下の関係が導くことができる。

【1 5 4 4】

【数 6 1 2】

20

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} ve^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \dots (489) \\
&= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & v \times w \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

30

【1 5 4 5】

また、例 4、例 5、例 6 で説明したように、以下のような関係となる場合もある。

【1 5 4 6】

【数 6 1 3】

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} ue^{j\theta} & 0 \\ 0 & ve^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \dots (490) \\
 &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} u & 0 \\ 0 & v \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} v \times w & 0 \\ 0 & v \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

10

【1 5 4 7】

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、実施の形態 A 1 から A 5 等で説明と同様に実施すればよいことになる）。

20

パワー変更とマッピングの関係について：

また、例 1、例 2、例 3 で説明したように、特に、式（487）に示したように図 3、図 4 のマッピング部 306 B が、 $u \times s2(t)$ 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 $s1(t)$ およびマッピング後の信号 $u \times s2(t)$ に対し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用していることになる。

【1 5 4 8】

そして、例 1、例 2、例 3 で説明したように、特に、式（488）に示したように図 3、図 4 のマッピング部 306 A が、 $u \times s1(t)$ 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 $u \times s1(t)$ およびマッピング後の信号 $s2(t)$ に対し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用していることになる。

30

【1 5 4 9】

また、例 4、例 5、例 6 の場合、特に、式（489）に示したように図 3、図 4 のマッピング部 306 A が、 $v \times s1(t)$ 、マッピング部 306 B が、 $u \times s2(t)$ 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 $v \times s1(t)$ およびマッピング後の信号 $u \times s2(t)$ に対し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用していることになる。

40

【1 5 5 0】

そして、例 4、例 5、例 6 の場合、特に、式（490）に示したように図 3、図 4 のマッピング部 306 A が、 $u \times s1(t)$ 、マッピング部 306 B が、 $v \times s2(t)$ 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 $u \times s1(t)$ およびマッピング後の信号 $v \times s2(t)$ に対し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用していることになる。

【1 5 5 1】

50

つまり、本実施の形態における、 $F[t]$ は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列であり、 $F[t]$ は、実施の形態 C 1 の式 (# 3)、式 (# 1 4)、式 (# 1 5)、式 (# 1 6)、実施の形態 C 2 の式 (# 2 0)、式 (# 2 4)、式 (# 2 5)、式 (# 2 6) に準ずるいずれかの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法が例として考えられる。また、例えば、 $F[t]$ は、実施の形態 1 8 の式 (2 6 8)、式 (2 6 9)、実施の形態 C 1 の式 (# 1)、式 (# 2)、式 (# 9)、式 (# 1 0)、式 (# 1 2)、式 (# 1 3)、実施の形態 C 2 の式 (# 1 8)、式 (# 1 9)、式 (# 2 1)、式 (# 2 2)、式 (# 2 3) に準ずるいずれかの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法が例として考えられる。(なお、周期は奇数に限ったものではない)

10

また、 $F[t]$ は、実施の形態 1 9 における式 (2 7 9) および式 (2 8 0) であらわされるプリコーディング行列を用いた、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としてもよい。(なお、実施の形態 1 9 に関連する規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法については、実施の形態 1 0、実施の形態 1 3、実施の形態 2 0 においても述べており、 $F[t]$ は、実施の形態 1 0、実施の形態 1 3、実施の形態 2 0 に述べられている規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としてもよい。)

20

なお、 $F[t]$ は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したとき、時間 t に用いたプリコーディング行列である。受信装置は、上述で示した、 $r_1(t)$ 、 $r_2(t)$ と $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ 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、実施の形態 A 1 から A 5 等で説明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。

30

【 1 5 5 2 】

本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング行列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行列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。

【 1 5 5 3 】

よって、時間軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$) 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。そして、周波数軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合、 $z_1(f)$ 、 $z_2(f)$) 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。

40

【 1 5 5 4 】

また、時間一周波数軸方向で、プリコーディング行列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規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法は、本明細書で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に限定されるものではない。そして、プリコーディング行列を固定の方式 (したがって、プリコーディング

50

行列 $F(t)$ は、 t （または f ）の関数ではない方式）に対して、本実施の形態の $s_1(t)$ の平均電力および $s_2(t)$ の平均電力の設定、を適用しても、受信装置において、データの受信品質が改善するという効果を得ることができる。

【1555】

（実施の形態 G1）

本実施の形態では、上記の s_1 と s_2 の生成に用いる変調方式が異なる場合に、 s_1 と s_2 の平均電力を異ならせる設定方法を、実施の形態 18 で説明した実施の形態 9 に基づくユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替えるプリコーディング方法と組み合わせて用いる場合について述べる。実施の形態 8 で述べたように周期 N の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、式（82）～式（85）を参考にした、周期 N のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【1556】

【数614】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad (268)$$

10

20

【1557】

このとき、 $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ （ i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数）となる。（ $\alpha > 0$ であるものとする。）本実施の形態では、ユニタリ行列を扱うので、式（268）のプリコーディング行列は次式であらわすことができる。

【1558】

【数615】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (269)$$

30

【1559】

このとき、 $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ （ i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数）となる。（ $\alpha > 0$ であるものとする。）このとき、実施の形態 3 の（数106）の条件 5、および、（数107）の条件 6 から、以下の条件が、良好なデータの受信品質を得るためには重要となる。

【1560】

【数616】

<条件#53>

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

（ x は $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ であり、 y は $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ であり、 $x \neq y$ である。）

40

50

【 1 5 6 1 】

【 数 6 1 7 】

<条件# 5 4>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(xは0, 1, 2, . . . , N-2, N-1であり、yは0, 1, 2, . . . , N-2, N-1であり、x≠yである。)

10

【 1 5 6 2 】

なお、式(269)に基づきF[0]～F[N-1]のプリコーディング行列が生成されたことになる(F[0]～F[N-1]のプリコーディング行列は、周期Nに対しどのような順番にならべて使用してもよい。)。そして、例えば、シンボル番号NiのときF[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号Ni+1のときF[1]を用いてプリコーディングを行い、. . . 、シンボル番号N×i+hのときF[h]を用いてプリコーディングを行う(h=0、1、2、. . . 、N-2、N-1)ことになる。(ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。)

周期Nのために用意する式(269)に基づくプリコーディング行列の例として、N=5としたとき、以下のような行列が考えられる。

20

【 1 5 6 3 】

【 数 6 1 8 】

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (274)$$

30

【 1 5 6 4 】

【 数 6 1 9 】

$$F[i=1] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{2}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (275)$$

40

【 1 5 6 5 】

【 数 6 2 0 】

$$F[i=2] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{4}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (276)$$

50

【 1 5 6 6 】

【 数 6 2 1 】

$$F[i=3] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{6}{5}\pi} & e^{j(\frac{6}{5}\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (277)$$

10

【 1 5 6 7 】

【 数 6 2 2 】

$$F[i=4] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{8}{5}\pi} & e^{j(\frac{8}{5}\pi+\pi)} \end{pmatrix} \quad (278)$$

20

【 1 5 6 8 】

このように、送信装置の上記プリコーディングによる演算規模を少なくするためには、式（269）において、 $\theta_{11}(i) = 0$ ラジアン、 $\lambda = 0$ ラジアンに設定するとよい。ただし、 λ は、式（269）において、 i により、異なる値としてもよいし、同一の値であってもよい。つまり、式（269）において、 $F[i=x]$ における λ と $F[i=y]$ における λ （ $x \neq y$ ）は同一の値であってもよいし、異なる値であってもよい。

α の設定値としては、上述で述べた設定値が一つの効果的な値となるがこれに限ったものではなく、例えば、実施の形態17で述べたように、行列 $F[i]$ の i の値ごとに α を設定してもよい。（つまり、 $F[i]$ における α は、 i において、常に一定値とする必要はない。）

30

本実施の形態では、時間周期 N のプリコーディングホッピング方法のための N 個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、 N 個の異なるプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸（または、マルチキャリアの場合周波数軸に並べることも可能）方向に $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した N 個の異なるプリコーディング行列 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態1と同様に、周波数軸、周波数－時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期 N のプリコーディングホッピング方法として説明しているが、 N 個の異なるプリコーディング行列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 個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

40

【 1 5 6 9 】

また、周期 H （ H は上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期 N より大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における N 個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。このとき、＜条件#55＞＜条件#56＞は以下のような条件に置き換えることができる。（周期は N として考える。）

50

【 1 5 7 0 】

【 数 6 2 3 】

<条件# 5 5' >

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(xは0, 1, 2, ..., N-2, N-1であり、yは0, 1, 2, ..., N-2, N-1であり、x≠yである。)

10

【 1 5 7 1 】

【 数 6 2 4 】

<条件# 5 6' >

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{for } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(xは0, 1, 2, ..., N-2, N-1であり、yは0, 1, 2, ..., N-2, N-1であり、x≠yである。)

20

【 1 5 7 2 】

なお、本実施の形態では、 λ を固定値としてあつかった場合のプリコーディング行列の一例として $\lambda = 0$ ラジアンと設定した場合を例に挙げて説明しているが、変調方式のマッピングを考慮すると、 $\lambda = \pi / 2$ ラジアン、 $\lambda = \pi$ ラジアン、 $\lambda = (3\pi) / 2$ ラジアンのいずれかに値に固定的に設定してもよい（例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列において、 $\lambda = \pi$ ラジアンとする。）。これにより $\lambda = 0$ ラジアンと設定した場合と同様に、回路規模の削減を図ることができる。

【 1 5 7 3 】

30

以下で、実施の形態18を例とする規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に対し、s1の変調方式とs2の変調方式が異なるときのs1およびs2の平均電力の設定方法（詳細については、実施の形態F1に記載している。）について説明する。

「s1の変調方式とs2の変調方式が異なるときのs1およびs2の平均電力の設定方法」は、本明細書で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法全てに対し、適用することは可能である。このとき、重要な点は、

- ・誤り訂正符号として、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を用いており、複数のブロック長（1ブロックを構成しているビット数）（符号長）をサポートしており、送信装置が、前記複数のブロック長のいずれかのブロック長を選択し、選択ブロック長の誤り訂正符号化を行う場合、選択するブロック長により、s1の変調方式とs2の変調方式が異なるとき、s1およびs2の平均電力（平均値）の設定方法を切り替えることがある。

- ・誤り訂正符号として、複数の符号化率をサポートしており、送信装置が、前記複数の符号化率のいずれかの符号化率を選択し、選択符号化率の誤り訂正符号化を行う場合、選択する符号化率により、s1の変調方式とs2の変調方式が異なるとき、s1およびs2の平均電力（平均値）の設定方法を切り替えることがある。

- ・s1の変調方式とs2の変調方式が異なるとき、s2のための選択可能な変調方式を複数サポートおり、送信装置がs2の生成に使用した変調方式により、s1およびs2の平均電力（平均値）の設定方法の平均電力（平均値）の設定方法を切り替える。

50

・ s 1 の変調方式と s 2 の変調方式が異なるとき、s 1 のための選択可能な変調方式を複数サポートおり、送信装置が s 1 の生成に使用した変調方式により、s 1 および s 2 の平均電力（平均値）の設定方法の平均電力（平均値）の設定方法を切り替える。

【 1 5 7 4 】

また、本実施形態で説明した「s 1 の変調方式と s 2 の変調方式が異なるときの s 1 および s 2 の平均電力の設定方法」は、本明細書で示した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例だけではなく、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であれば、適用することが可能である。

本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング行列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、周波数軸方向にプリコーディング行列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、プリコーディング行列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。

（実施の形態 G 2）

本実施の形態では、上記の s 1 と s 2 の生成に用いる変調方式が異なる場合に、s 1 と s 2 の平均電力を異ならせる設定方法を、実施の形態 19 で説明した実施の形態 10 に基づくユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替えるプリコーディング方法と組み合わせて用いる場合について述べる。

【 1 5 7 5 】

周期 $2N$ の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期 $2N$ のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【 1 5 7 6 】

【数 6 2 5】

$i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ のとき：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (279)$$

$\alpha > 0$ であるものとし、(i によらず) 固定値であるものとする。

【 1 5 7 7 】

【数 6 2 6】

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (280)$$

$\alpha > 0$ であるものとし、(i によらず) 固定値であるものとする。

(式(279)の α と式(280)の α は同一の値であるものとする。)

($\alpha < 0$ であってもよい。)

【 1 5 7 8 】

このとき、実施の形態 3 の（数 106）の条件 5、および、（数 107）の条件 6 から、以下の条件が、良好なデータの受信品質を得るためには重要となる。

【 1 5 7 9 】

【 数 6 2 7 】

<条件# 5 7>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(xは0, 1, 2, . . . , N-2, N-1であり、

yは0, 1, 2, . . . , N-2, N-1であり、 $x \neq y$ である。)

10

【 1 5 8 0 】

【 数 6 2 8 】

<条件# 5 8>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(xは0, 1, 2, . . . , N-2, N-1であり、

yは0, 1, 2, . . . , N-2, N-1であり、 $x \neq y$ である。)

20

【 1 5 8 1 】

そして、以下の条件を付加することを考える。

【 1 5 8 2 】

【 数 6 2 9 】

<条件# 5 9>

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

かつ

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y+N) \quad \text{for } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

30

【 1 5 8 3 】

なお、式(279)、(280)に基づきF[0]～F[2N-1]のプリコーディング行列が生成されたことになる(F[0]～F[2N-1]のプリコーディング行列は、周期2Nに対しどのような順番にならべて使用してもよい。)。そして、例えば、シンボル番号2NiのときF[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号2Ni+1のときF[1]を用いてプリコーディングを行い、. . .、シンボル番号2N×i+hのときF[h]を用いてプリコーディングを行う(h=0、1、2、. . .、2N-2、2N-1)ことになる。(ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。)

40

周期2Nのために用意する式(279)、式(280)に基づくプリコーディング行列の例として、N=15としたとき、以下のような行列が考えられる。

【 1 5 8 4 】

【数 6 3 0】

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (281)$$

【 1 5 8 5 】

【数 6 3 1】

10

$$F[i=1] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{2}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (282)$$

【 1 5 8 6 】

【数 6 3 2】

20

$$F[i=2] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{4}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (283)$$

【 1 5 8 7 】

【数 6 3 3】

30

$$F[i=3] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{6}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (284)$$

【 1 5 8 8 】

【数 6 3 4】

40

$$F[i=4] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{8}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (285)$$

【 1 5 8 9 】

【数 6 3 5】

$$F[i=5] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{10}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (286)$$

【 1 5 9 0 】

50

【数 6 3 6】

$$F[i=6] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{12}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (287)$$

【1 5 9 1】

【数 6 3 7】

10

$$F[i=7] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{14}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (288)$$

【1 5 9 2】

【数 6 3 8】

$$F[i=8] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{16}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (289) \quad 20$$

【1 5 9 3】

【数 6 3 9】

$$F[i=9] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{18}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{18}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (290)$$

30

【1 5 9 4】

【数 6 4 0】

$$F[i=10] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{20}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{20}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (291)$$

40

【1 5 9 5】

【数 6 4 1】

$$F[i=11] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{22}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{22}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (292)$$

【1 5 9 6】

50

【数 6 4 2】

$$F[i=12] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{24}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{24}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (293)$$

【1 5 9 7】

【数 6 4 3】

10

$$F[i=13] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{26}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{26}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (294)$$

【1 5 9 8】

【数 6 4 4】

20

$$F[i=14] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{28}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{28}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (295)$$

【1 5 9 9】

【数 6 4 5】

$$F[i=15] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (296) \quad 30$$

【1 6 0 0】

【数 6 4 6】

$$F[i=16] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{2}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (297)$$

40

【1 6 0 1】

【数 6 4 7】

$$F[i=17] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{4}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (298)$$

50

【 1 6 0 2 】

【 数 6 4 8 】

$$F[i=18] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{6}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (299)$$

【 1 6 0 3 】

【 数 6 4 9 】

10

$$F[i=19] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{8}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (300)$$

【 1 6 0 4 】

【 数 6 5 0 】

20

$$F[i=20] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{10}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (301)$$

【 1 6 0 5 】

【 数 6 5 1 】

$$F[i=21] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{12}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (302)$$

30

【 1 6 0 6 】

【 数 6 5 2 】

$$F[i=22] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{14}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (303)$$

40

【 1 6 0 7 】

【 数 6 5 3 】

$$F[i=23] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{16}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (304)$$

50

【 1 6 0 8 】

【 数 6 5 4 】

$$F[i=24] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{18}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{18}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (305)$$

10

【 1 6 0 9 】

【 数 6 5 5 】

$$F[i=25] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{20}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{20}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (306)$$

【 1 6 1 0 】

【 数 6 5 6 】

20

$$F[i=26] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{22}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{22}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (307)$$

【 1 6 1 1 】

【 数 6 5 7 】

30

$$F[i=27] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{24}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{24}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (308)$$

【 1 6 1 2 】

【 数 6 5 8 】

$$F[i=28] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{26}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{26}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (309)$$

40

【 1 6 1 3 】

【 数 6 5 9 】

$$F[i=29] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{28}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{28}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (310)$$

50

【1614】

このように、送信装置の上記プリコーディングによる演算規模を少なくするためには、式(279)において、 $\theta_{11}(i) = 0$ ラジアン、 $\lambda = 0$ ラジアンに設定し、式(280)において、 $\theta_{21}(i) = 0$ ラジアン、 $\lambda = 0$ ラジアンに設定するとよい。

ただし、 λ は、式(279)、式(280)において、 i により、異なる値としてもよいし、同一の値であってもよい。つまり、式(279)、式(280)において、 $F[i=x]$ における λ と $F[i=y]$ における λ ($x \neq y$)は同一の値であってもよいし、異なる値であってもよい。また、別の方法として、式(279)において、 λ を固定の値とし、式(280)において、 λ を固定の値とし、かつ、式(279)における固定した λ の値と式(280)における固定した λ の値を異なる値としてもよい。(別の手法として、式(279)における固定した λ の値と式(280)における固定した λ の値とする方法でもよい。)

α の設定値としては、上述で述べた設定値が一つの効果的な値となるがこれに限ったものではなく、例えば、実施の形態17で述べたように、行列 $F[i]$ の i の値ごとに α を設定してもよい。(つまり、 $F[i]$ における α は、 i において、常に一定値とする必要はない。)

本実施の形態では、時間周期 $2N$ のプリコーディングホッピング方法のための $2N$ 個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、 $2N$ 個の異なるプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸(または、マルチキャリアの場合周波数軸に並べることも可能)方向に $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した $2N$ 個の異なるプリコーディング行列 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態1と同様に、周波数軸、周波数-時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期 $2N$ のプリコーディングホッピング方法として説明しているが、 $2N$ 個の異なるプリコーディング行列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 $2N$ 個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

【1615】

また、周期 H (H は上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期 $2N$ より大きな自然数とする)のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における $2N$ 個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

なお、本実施の形態では、 λ を固定値としてあつかった場合のプリコーディング行列の一例として $\lambda = 0$ ラジアンと設定した場合を例に挙げて説明しているが、変調方式のマッピングを考慮すると、 $\lambda = \pi/2$ ラジアン、 $\lambda = \pi$ ラジアン、 $\lambda = (3\pi)/2$ ラジアンのいずれかに値に固定的に設定してもよい(例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列において、 $\lambda = \pi$ ラジアンとする)。これにより $\lambda = 0$ ラジアンと設定した場合と同様に、回路規模の削減を図ることができる。

【1616】

以下で、実施の形態19を例とする規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に対し、 $s1$ の変調方式と $s2$ の変調方式が異なるときの $s1$ および $s2$ の平均電力の設定方法(詳細については、実施の形態F1に記載している。)について説明する。

「 $s1$ の変調方式と $s2$ の変調方式が異なるときの $s1$ および $s2$ の平均電力の設定方法」は、本明細書で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法全てに対し、適用することは可能である。このとき、重要な点は、

・誤り訂正符号として、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を用いており、複数のブロック長（１ブロックを構成しているビット数）（符号長）をサポートしており、送信装置が、前記複数のブロック長のいずれかのブロック長を選択し、選択ブロック長の誤り訂正符号化を行う場合、選択するブロック長により、s 1の変調方式とs 2の変調方式が異なる

とき、s 1およびs 2の平均電力（平均値）の設定方法を切り替えることがある。
 ・誤り訂正符号として、複数の符号化率をサポートしており、送信装置が、前記複数の符号化率のいずれかの符号化率を選択し、選択符号化率の誤り訂正符号化を行う場合、選択する符号化率により、s 1の変調方式とs 2の変調方式が異なるとき、s 1およびs 2の平均電力（平均値）の設定方法を切り替えることがある。

・s 1の変調方式とs 2の変調方式が異なるとき、s 2のための選択可能な変調方式を複数サポートあり、送信装置がs 2の生成に使用した変調方式により、s 1およびs 2の平均電力（平均値）の設定方法の平均電力（平均値）の設定方法を切り替える。

・s 1の変調方式とs 2の変調方式が異なるとき、s 1のための選択可能な変調方式を複数サポートあり、送信装置がs 1の生成に使用した変調方式により、s 1およびs 2の平均電力（平均値）の設定方法の平均電力（平均値）の設定方法を切り替える。

【1617】

また、本実施形態で説明した「s 1の変調方式とs 2の変調方式が異なるときのs 1およびs 2の平均電力の設定方法」は、本明細書で示した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例だけではなく、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であれば、適用することが可能である。

本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング行列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、周波数軸方向にプリコーディング行列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、プリコーディング行列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。

（実施の形態G 3）

本実施の形態では、上記のs 1とs 2の生成に用いる変調方式が異なる場合に、s 1とs 2の平均電力を異ならせる設定方法を、実施の形態C 1に適用した場合について説明する。この実施の形態C 1は実施の形態2の（例1）（例2）を一般化した場合について適用した場合の形態である。

【1618】

周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

【1619】

【数660】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha x e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha x e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad (\#1)$$

【1620】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ （ i は0以上N-1以下の整数）となる。（ $\alpha > 0$ であるものとする。）本実施の形態では、ユニタリ行列を扱い、式（#1）のプリコーディング行列は次式であらわす。

【1621】

10

20

30

40

【数 6 6 1】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (\#2)$$

【1 6 2 2】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) となる。($\alpha > 0$ であるものとする。) (送信装置、受信装置におけるマッピングの簡易化、ということを考慮すると、 $\lambda = 0$ ラジアン、 $\pi / 2$ ラジアン、 π ラジアン、 $(3\pi) / 2$ ラジアン、とするとよく、これらの 3 つの値のいずれかの固定値とするとよい。) 実施の形態 2 では特に $\alpha = 1$ として扱っており、式 (# 2) は以下のようにあらわされる

【1 6 2 3】

【数 6 6 2】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (\#3) \quad 20$$

【1 6 2 4】

実施の形態 2 のように受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するためには、式 (# 1) または式 (# 2) において < 条件 # 1 0 1 > または < 条件 # 1 0 2 > を与える。

【1 6 2 5】

【数 6 6 3】

< 条件 # 1 0 1 >

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2)$$

【1 6 2 6】

【数 6 6 4】

< 条件 # 1 0 2 >

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2)$$

【1 6 2 7】

特に、 $\theta_{11}(i)$ を i に依らず固定値とした場合、< 条件 # 1 0 3 > または < 条件 # 1 0 4 > を与えることができる。

【1 6 2 8】

10

20

30

40

【数 6 6 5】

<条件# 1 0 3>

$$\frac{e^{j\theta_{21}(x+1)}}{e^{j\theta_{21}(x)}} = e^{j\left(\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2)$$

【 1 6 2 9 】

【数 6 6 6】

10

<条件# 1 0 4>

$$\frac{e^{j\theta_{21}(x+1)}}{e^{j\theta_{21}(x)}} = e^{j\left(-\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2)$$

【 1 6 3 0 】

同様に、 $\theta_{21}(i)$ を i に依らず固定値とした場合、<条件# 1 0 5>または<条件# 1 0 6>を与えることができる。

20

【 1 6 3 1 】

【数 6 6 7】

<条件# 1 0 5>

$$\frac{e^{j\theta_{11}(x+1)}}{e^{j\theta_{11}(x)}} = e^{j\left(\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2)$$

【 1 6 3 2 】

【数 6 6 8】

30

<条件# 1 0 6>

$$\frac{e^{j\theta_{11}(x+1)}}{e^{j\theta_{11}(x)}} = e^{j\left(-\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2)$$

【 1 6 3 3 】

次に、周期 N の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、上記で述べたユニタリ行列を用いたプリコーディング行列の例をあげる。式（# 2）に基づいた、周期 N のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。（式（# 2）において、 λ を0ラジアン、 $\theta_{11}(i)$ を0ラジアンとする。）

40

【 1 6 3 4 】

【数 6 6 9】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \pi)} \end{pmatrix} \quad (\#10)$$

【1 6 3 5】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) ($\alpha > 0$ であるものとする。) であり、<条件# 1 0 3> または <条件# 1 0 4> を満たすことになる。また、 θ_{21} ($i=0$) を例えば、0 ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

10

上述とは異なる別の例として、周期 N の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期 N のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。(式(# 2)において、 λ を π ラジアン、 $\theta_{11}(i)$ を 0 ラジアンとする。)

【1 6 3 6】

【数 6 7 0】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix} \quad (\#9)$$

20

【1 6 3 7】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) ($\alpha > 0$ であるものとする。) であり、<条件# 1 0 3> または <条件# 1 0 4> を満たすことになる。また、 θ_{21} ($i=0$) を例えば、0 ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

上述とは異なる別の例として、周期 N のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。(式(# 2)において、 λ を 0 ラジアン、 $\theta_{21}(i)$ を 0 ラジアンとする。)

30

【1 6 3 8】

【数 6 7 1】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (\#12)$$

40

【1 6 3 9】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) ($\alpha > 0$ であるものとする。) であり、<条件# 1 0 5> または <条件# 1 0 6> を満たすことになる。また、 θ_{11} ($i=0$) を例えば、0 ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

上述とは異なる別の例として、周期 N のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。(式(# 2)において、 λ を π ラジアン、 $\theta_{21}(i)$ を 0 ラジアンとする。)

【1 6 4 0】

【数 6 7 2】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \pi)} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \quad (\#13)$$

【1 6 4 1】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) ($\alpha > 0$ であるものとする。) であり、＜条件 # 1 0 5＞または＜条件 # 1 0 6＞を満たすことになる。また、 θ_{11} ($i=0$) を例えば、0 ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。 10

実施の形態 2 の例で考えると、別の例として、周期 N のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。(式 (# 3) において、 λ を 0 ラジアン、 $\theta_{11}(i)$ を 0 ラジアンとする。)

【1 6 4 2】

【数 6 7 3】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \pi)} \end{pmatrix} \quad (\#14) \quad 20$$

【1 6 4 3】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) であり、＜条件 # 1 0 3＞または＜条件 # 1 0 4＞を満たすことになる。また、 θ_{21} ($i=0$) を例えば、0 ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

上述とは異なる別の例として、周期 N の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期 N のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。(式 (# 3) において、 λ を π ラジアン、 $\theta_{11}(i)$ を 0 ラジアンとする。) 30

【1 6 4 4】

【数 6 7 4】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix} \quad (\#15)$$

40

【1 6 4 5】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) であり、＜条件 # 1 0 3＞または＜条件 # 1 0 4＞を満たすことになる。また、 θ_{21} ($i=0$) を例えば、0 ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

上述とは異なる別の例として、周期 N のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。(式 (# 3) において、 λ を 0 ラジアン、 $\theta_{21}(i)$ を 0 ラジアンとする。))

【1 6 4 6】

【数 6 7 5】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i))} \\ e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (\#16)$$

【1 6 4 7】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) であり、＜条件 # 1 0 5＞または＜条件 # 1 0 6＞を満たすことになる。また、 θ_{11} ($i=0$) を例えば、0 ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

上述とは異なる別の例として、周期 N のために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。(式 (# 3) において、 λ を π ラジアン、 $\theta_{21}(i)$ を 0 ラジアンとする。)

【1 6 4 8】

【数 6 7 6】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i)+\pi)} \\ \alpha e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \quad (\#17)$$

【1 6 4 9】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) であり、＜条件 # 1 0 5＞または＜条件 # 1 0 6＞を満たすことになる。また、 θ_{11} ($i=0$) を例えば、0 ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

実施の形態 9 で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と比較したとき、本実施の形態のプリコーディング方法は、実施の形態 9 における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模を削減できる効果を得ることができる。上述の効果をより高くするためには、例えば、図 4 のように、符号化器を一つ有し、符号化データを分配する構成をもつ送信装置、また、これに対応する受信装置とするとよい。

【1 6 5 0】

なお、上述の例における α の一つの好適な例としては、実施の形態 18 のような方法があるが、必ずしもこれに限ったものではない。

本実施の形態では、時間周期 N のプリコーディングホッピング方法のための N 個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、 N 個の異なるプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき、時間軸（または、周波数軸）方向に $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した N 個の異なるプリコーディング行列 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ を OFDM 伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態 1 と同様に、周波数軸、周波数—時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期 N のプリコーディングホッピング方法として説明しているが、 N 個の異なるプリコーディング行列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 個の異なるプリコーディング行列を用いる

必要はない。

【1651】

また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期Nより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態におけるN個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

以下で、実施の形態C1を例とする規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に対し、s1の変調方式とs2の変調方式が異なるときのs1およびs2の平均電力の設定方法（詳細については、実施の形態F1に記載している。）について説明する。

「s1の変調方式とs2の変調方式が異なるときのs1およびs2の平均電力の設定方法」は、本明細書で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法全てに対し、適用することは可能である。このとき、重要な点は、

- ・誤り訂正符号として、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を用いており、複数のブロック長（1ブロックを構成しているビット数）（符号長）をサポートしており、送信装置が、前記複数のブロック長のいずれかのブロック長を選択し、選択ブロック長の誤り訂正符号化を行う場合、選択するブロック長により、s1の変調方式とs2の変調方式が異なるとき、s1およびs2の平均電力（平均値）の設定方法を切り替えることがある。

- ・誤り訂正符号として、複数の符号化率をサポートしており、送信装置が、前記複数の符号化率のいずれかの符号化率を選択し、選択符号化率の誤り訂正符号化を行う場合、選択する符号化率により、s1の変調方式とs2の変調方式が異なるとき、s1およびs2の平均電力（平均値）の設定方法を切り替えることがある。

- ・s1の変調方式とs2の変調方式が異なるとき、s2のための選択可能な変調方式を複数サポートおり、送信装置がs2の生成に使用した変調方式により、s1およびs2の平均電力（平均値）の設定方法の平均電力（平均値）の設定方法を切り替える。

- ・s1の変調方式とs2の変調方式が異なるとき、s1のための選択可能な変調方式を複数サポートおり、送信装置がs1の生成に使用した変調方式により、s1およびs2の平均電力（平均値）の設定方法の平均電力（平均値）の設定方法を切り替える。

【1652】

また、本実施形態で説明した「s1の変調方式とs2の変調方式が異なるときのs1およびs2の平均電力の設定方法」は、本明細書で示した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例だけではなく、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であれば、適用することが可能である。

本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング行列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、周波数軸方向にプリコーディング行列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、プリコーディング行列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。

（実施の形態G4）

本実施の形態では、上記のs1とs2の生成に用いる変調方式が異なる場合に、s1とs2の平均電力を異ならせる設定方法を、実施の形態C2に適用した場合について説明する。実施の形態C2は、実施の形態C1と実施の形態9を融合させた実施の形態C1とは異なる、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について、つまり、実施の形態9において、周期を奇数とした場合を利用して、実施の形態C1を実現する方法である。

【1653】

周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

10

20

30

40

50

【 1 6 5 4 】

【 数 6 7 7 】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad (\#18)$$

【 1 6 5 5 】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) となる。 ($\alpha > 0$ であるものとする。) 本実施の形態では、ユニタリ行列を扱い、式 (#1) のプリコーディング行列は次式であらわす。

【 1 6 5 6 】

【 数 6 7 8 】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (\#19)$$

【 1 6 5 7 】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) となる。 ($\alpha > 0$ であるものとする。) (送信装置、受信装置におけるマッピングの簡易化、ということを考慮すると、 $\lambda = 0$ ラジアン、 $\pi/2$ ラジアン、 π ラジアン、 $(3\pi)/2$ ラジアン、とするとよく、これらの 3 つの値のいずれかの固定値とするとよい。) 特に $\alpha = 1$ として扱っており、式 (#19) は以下のようにあらわされる

【 1 6 5 8 】

【 数 6 7 9 】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (\#20)$$

【 1 6 5 9 】

本実施の形態における規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列は上述の形式であらわされるが、本実施の形態における規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の周期 N が奇数、つまり、 $N=2n+1$ とあらわされるのが特徴となる。そして、周期 $N=2n+1$ を実現するために用意する異なるプリコーディング行列 (なお、異なるプリコーディングについては、のちに説明がされている。) は、 $n+1$ 個となる。そして、 $n+1$ 個の異なるプリコーディングのうち、 n 個のプリコーディング行列は、1 周期内で、それぞれ 2 回用いられ、1 個のプリコーディングは、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、このときのプリコーディング行列について詳しく説明する。

【 1 6 6 0 】

周期 $N=2n+1$ の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を実現するために必要となる $n+1$ 個の異なるプリコーディング行列を $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1], F[n]$ 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、式 (#19) に基づく、 $n+1$ 個の異なるプリコーディング行列を $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1], F[n]$ を以下のようにあらわす。

【 1 6 6 1 】

【 数 6 8 0 】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \left(\frac{e^{j\theta_{11}}}{\alpha \times e^{j\left(\theta_{11} + \frac{2i\pi}{2n+1}\right)}} \frac{\alpha \times e^{j(\theta_{11} + \lambda)}}{e^{j\left(\theta_{11} + \frac{2i\pi}{2n+1} + \lambda + \pi\right)}} \right) \quad (\#21)$$

【 1 6 6 2 】

ただし、 $i=0,1,2,\dots,n-2,n-1,n$ (i は 0 以上 n 以下の整数) とする。式 (# 2 1) の $n+1$ 個の異なるプリコーディング行列 $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1], F[n]$ において、 $F[0]$ を 1 回用い、かつ、 $F[1] \sim F[n]$ をそれぞれ 2 回用いる ($F[1]$ を 2 回用い、 $F[2]$ を 2 回用い、 $\dots$ 、 $F[n-1]$ を 2 回用い、 $F[n]$ を 2 回用いる) ことで、周期 $N=2n+1$ の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態 9 において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、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。このとき、実施の形態 9 における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。上述の効果をもより高くするためには、例えば、図 4 のように、符号化器を一つ有し、符号化データを分配する構成をもつ送信装置、また、これに対応する受信装置とするとよい。

【 1 6 6 3 】

そして、特に、 $\lambda = 0$ ラジアン、 $\theta_{11} = 0$ ラジアンとした場合、上式は、以下のようにならわされる。

【 1 6 6 4 】

【 数 6 8 1 】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \left(\frac{e^{j0}}{\alpha \times e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)}} \frac{\alpha \times e^{j0}}{e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1} + \pi\right)}} \right) \quad (\#22)$$

【 1 6 6 5 】

ただし、 $i=0,1,2,\dots,n-2,n-1,n$ (i は 0 以上 n 以下の整数) とする。式 (# 2 2) の $n+1$ 個の異なるプリコーディング行列 $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1], F[n]$ において、 $F[0]$ を 1 回用い、かつ、 $F[1] \sim F[n]$ をそれぞれ 2 回用いる ($F[1]$ を 2 回用い、 $F[2]$ を 2 回用い、 $\dots$ 、 $F[n-1]$ を 2 回用い、 $F[n]$ を 2 回用いる) ことで、周期 $N=2n+1$ の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態 9 において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、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。このとき、実施の形態 9 における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。

また、 $\lambda = \pi$ ラジアン、 $\theta_{11} = 0$ ラジアンとした場合、以下のようにならわされる。

【 1 6 6 6 】

【数 6 8 2】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} \end{pmatrix} \quad (\#23)$$

【1 6 6 7】

ただし、 $i=0,1,2,\dots,n-2,n-1,n$ (i は 0 以上 n 以下の整数) とする。式 (# 2 3) の $n+1$ 個の異なるプリコーディング行列 $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1], F[n]$ において、 $F[0]$ を 1 回用い、かつ、 $F[1] \sim F[n]$ をそれぞれ 2 回用いる ($F[1]$ を 2 回用い、 $F[2]$ を 2 回用い、 $\dots$ 、 $F[n-1]$ を 2 回用い、 $F[n]$ を 2 回用いる) ことで、周期 $N=2n+1$ の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態 9 において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、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。このとき、実施の形態 9 における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。

【1 6 6 8】

また、式 (# 1 9) と式 (# 2 0) の関係のように、 $\alpha = 1$ とすると、式 (# 2 1) は、以下のようにあらわされる。

【1 6 6 9】

【数 6 8 3】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}} & e^{j(\theta_{11}+\lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}+\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}+\frac{2i\pi}{2n+1}+\lambda+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (\#24)$$

【1 6 7 0】

ただし、 $i=0,1,2,\dots,n-2,n-1,n$ (i は 0 以上 n 以下の整数) とする。式 (# 2 4) の $n+1$ 個の異なるプリコーディング行列 $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1], F[n]$ において、 $F[0]$ を 1 回用い、かつ、 $F[1] \sim F[n]$ をそれぞれ 2 回用いる ($F[1]$ を 2 回用い、 $F[2]$ を 2 回用い、 $\dots$ 、 $F[n-1]$ を 2 回用い、 $F[n]$ を 2 回用いる) ことで、周期 $N=2n+1$ の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態 9 において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、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。このとき、実施の形態 9 における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。

【1 6 7 1】

同様に、式 (# 2 2) において、 $\alpha = 1$ とすると、以下のようにあらわされる。

【1 6 7 2】

【数 6 8 4】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (\#25)$$

【1673】

ただし、 $i=0,1,2,\dots,n-2,n-1,n$ (i は 0 以上 n 以下の整数) とする。式 (#25) の $n+1$ 個の異なるプリコーディング行列 $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1], F[n]$ において、 $F[0]$ を 1 回用い、かつ、 $F[1] \sim F[n]$ をそれぞれ 2 回用いる ($F[1]$ を 2 回用い、 $F[2]$ を 2 回用い、 $\dots$ 、 $F[n-1]$ を 2 回用い、 $F[n]$ を 2 回用いる) ことで、周期 $N=2n+1$ の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態 9 において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、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。このとき、実施の形態 9 における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。

10

【1674】

同様に、式 (#23) において、 $\alpha = 1$ とすると、以下のようにあらわされる。

【1675】

【数685】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} \end{pmatrix} \quad (\#26)$$

20

【1676】

ただし、 $i=0,1,2,\dots,n-2,n-1,n$ (i は 0 以上 n 以下の整数) とする。式 (#26) の $n+1$ 個の異なるプリコーディング行列 $F[0], F[1], \dots, F[i], \dots, F[n-1], F[n]$ において、 $F[0]$ を 1 回用い、かつ、 $F[1] \sim F[n]$ をそれぞれ 2 回用いる ($F[1]$ を 2 回用い、 $F[2]$ を 2 回用い、 $\dots$ 、 $F[n-1]$ を 2 回用い、 $F[n]$ を 2 回用いる) ことで、周期 $N=2n+1$ の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態 9 において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、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。このとき、実施の形態 9 における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。

30

【1677】

なお、上述の例における α の一つの好適な例としては、実施の形態 18 のような方法があるが、必ずしもこれに限ったものではない。

本実施の形態では、周期 $N=2n+1$ のプリコーディングホッピング方法 (周期 $N=2n+1$ の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法) のためのプリコーディング行列 $W[0], W[1], \dots, W[2n-1], W[2n]$ (ただし、 $W[0], W[1], \dots, W[2n-1], W[2n]$ は、 $F[0], F[1], F[2], \dots, F[n-1], F[n]$ で構成されている。) を、シングルキャリア伝送方式のとき、時間軸 (または、周波数軸) 方向に $W[0], W[1], \dots, W[2n-1], W[2n]$ の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、プリコーディング行列 $W[0], W[1], \dots, W[2n-1], W[2n]$ を OFDM 伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態 1 と同様に、周波数軸、周波数—時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期 $N=2n+1$ のプリコーディングホッピング方法として説明しているが、 $W[0], W[1], \dots, W[2n-1], W[2n]$ 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 $W[0], W[1], \dots, W[2n-1], W[2n]$ を用いる必要はない。

40

【1678】

また、周期 H (H は上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期 $N=2n+1$ は

50

より大きな自然数とする)のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における $n+1$ 個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

以下で、実施の形態C2を例とする規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に対し、s1の変調方式とs2の変調方式が異なるときのs1およびs2の平均電力の設定方法(詳細については、実施の形態F1に記載している。)について説明する。

【1679】

「s1の変調方式とs2の変調方式が異なるときのs1およびs2の平均電力の設定方法」は、本明細書で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法全てに対し、適用することは可能である。このとき、重要な点は、

- ・誤り訂正符号として、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を用いており、複数のブロック長(1ブロックを構成しているビット数)(符号長)をサポートしており、送信装置が、前記複数のブロック長のいずれかのブロック長を選択し、選択ブロック長の誤り訂正符号化を行う場合、選択するブロック長により、s1の変調方式とs2の変調方式が異なるとき、s1およびs2の平均電力(平均値)の設定方法を切り替えることがある。

- ・誤り訂正符号として、複数の符号化率をサポートしており、送信装置が、前記複数の符号化率のいずれかの符号化率を選択し、選択符号化率の誤り訂正符号化を行う場合、選択する符号化率により、s1の変調方式とs2の変調方式が異なるとき、s1およびs2の平均電力(平均値)の設定方法を切り替えることがある。

- ・s1の変調方式とs2の変調方式が異なるとき、s2のための選択可能な変調方式を複数サポートおり、送信装置がs2の生成に使用した変調方式により、s1およびs2の平均電力(平均値)の設定方法の平均電力(平均値)の設定方法を切り替える。

- ・s1の変調方式とs2の変調方式が異なるとき、s1のための選択可能な変調方式を複数サポートおり、送信装置がs1の生成に使用した変調方式により、s1およびs2の平均電力(平均値)の設定方法の平均電力(平均値)の設定方法を切り替える。

【1680】

また、本実施形態で説明した「s1の変調方式とs2の変調方式が異なるときのs1およびs2の平均電力の設定方法」は、本明細書で示した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例だけではなく、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であれば、適用することが可能である。

本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング行列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、周波数軸方向にプリコーディング行列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、プリコーディング行列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。

(実施の形態H1)

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。

【1681】

実施の形態F1で説明したように、s1の変調信号の変調方式をQPSK、s2の変調信号の変調方式を16QAM(または、s1の変調信号の変調方式を16QAM、s2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規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に

よっては、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) 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。

【1682】

具体的には、「実施の形態 8」、「実施の形態 9」、「実施の形態 18」、「実施の形態 19」、「実施の形態 C 1」、「実施の形態 C 2」を含む、本明細書において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列の式において、 $\alpha \neq 1$ と設定すると、 z_1 の平均電力と z_2 平均電力が異なるようになり、送信装置が具備する送信電力増幅器の P A P R に影響を与え、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 (ただし、上述のとおり、 $\alpha \neq 1$ でも、P A P R への影響が少ない規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列は存在する)。

10

【1683】

本実施の形態では、「実施の形態 8」、「実施の形態 9」、「実施の形態 18」、「実施の形態 19」、「実施の形態 C 1」、「実施の形態 C 2」を含む、本明細書において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列の式において、 $\alpha \neq 1$ としても、P A P R への影響が少ない規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について述べる。

【1684】

20

本実施の形態では、一例として、 s_1 、 s_2 の変調方式が Q P S K、16 Q A M のいずれかであるときに關して説明を行う。

まず、Q P S K のマッピング、および、16 Q A M 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 Q P S K のマッピング、または、16 Q A M のマッピングいずれかに基づく信号であるものとする。

【1685】

まず、16 Q A M のマッピングについて、図 9 4 を用いて説明する。図 9 4 は、同相 I - 直交 Q 平面における 16 Q A M の信号点配置の例を示している。図 9 4 の信号点 9 4 0 0 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 9 4 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 9 4 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。

30

【1686】

次に、Q P S K のマッピングについて、図 9 5 を用いて説明する。図 9 5 は、同相 I - 直交 Q 平面における Q P S K の信号点配置の例を示している。図 9 5 の信号点 9 5 0 0 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 9 5 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 9 5 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。

40

なお、 s_1 、 s_2 の変調方式が Q P S K、16 Q A M のいずれかであるとき、Q P S K の平均電力と 16 Q A M の平均電力を等しくするために、 h は式 (273) となり、 g は式 (272) となる。

【1687】

図 108 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

50

更値、プリコーディング行列の、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 1 1 0、図 1 1 1 に示す。

図 1 1 0 の例では、時間 $t = 0$ から $t = 1$ における、各時間の、設定する変調方式、パワー変更値、プリコーディング行列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 1 1 0 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 1 1 0 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 1 1 0 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）。

【1688】

図 1 1 0 では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ の 3 種類を用意し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング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、 $t_0 \sim t_2$ 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。

【1689】

このとき、重要となる点は、

「 $F[0]$ でプリコーディングを行う際の（ $s_1(t)$ 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、 $F[1]$ でプリコーディングを行う際の（ $s_1(t)$ 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、 $F[2]$ でプリコーディングを行う際の（ $s_1(t)$ 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。

【1690】

また、パワー変更部（10701A）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（10701B）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。

【1691】

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 1 1 0 に示すように、プリコーディング行列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: 規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列の数、2: 各プリコーディング行列において、(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。

【1 6 9 2】

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、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列の各プリコーディング行列において、(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。

【1 6 9 3】

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、2 5 6 Q A M) 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。

【1 6 9 4】

図 1 1 1 は、時間 $t = 0$ から $t = 1$ における、各時間の、設定する変調方式、パワー変更値、プリコーディング行列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 1 1 1 では、時間軸で記載しているが、O F D M 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 1 1 1 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。)なお、図 1 1 1 は、図 1 1 0 で説明した要件を満たす、図 1 1 0 とは異なる例である。

【1 6 9 5】

図 1 1 1 に示すように、変調方式が Q P S K のとき、Q P S K 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 1 6 Q A M のとき、1 6 Q A M 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)。

【1696】

図111では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ の3種類を用意し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング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。

【1697】

このとき、重要となる点は、

「 $F[0]$ でプリコーディングを行う際の $(s_1(t)$ 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、 $F[1]$ でプリコーディングを行う際の $(s_1(t)$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式)のセットが(QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK)の両者が存在しおり、また、同様に、 $F[2]$ でプリコーディングを行う際の $(s_1(t)$ 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。

【1698】

また、パワー変更部(10701A)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(10701B)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。

【1699】

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111に示すように、プリコーディング行列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：規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列の数、2：各プリコーディング行列において、 $(s_1(t)$ 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。

【1700】

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、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列の各プリコーディング行列において、 $(s_1(t)$ 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PA PR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。

【1701】

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 (128 QAM、64 QAM)、(64 QAM、128 QAM)、($s_1(t)$ の変調方式、 $s_2(t)$ の変調方式) のセットが (256 QAM、64 QAM)、(64 QAM、256 QAM) 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。

【1702】

また、各時間 (各周波数) の、設定する変調方式、パワー変更値、プリコーディング行列の関係は、図110、図111に限ったものではない。

10

以上をまとめると、以下の点が重要となる。

【1703】

($s_1(t)$ 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 (10701A) 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 (10701B) 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。

20

【1704】

また、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ (つまり、 $F[k]$ 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、 $F[k]$ 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、 $F[k]$ 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、「 $F[k]$ 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。)

30

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、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列の各プリコーディング行列において、($s_1(t)$ 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。

40

【1705】

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110、図111にしたがって、マッピング部306A、307B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。

50

【1706】

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112のように、マッピング部(11202)は、デジタルデータ(11201)を入力とし、例えば、図110、図111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。

【1707】

図113は、図108、図112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113において、図3、図107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114は、図113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、プリコーディング行列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114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114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114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)。

【1708】

図114では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ の3種類を用意し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としての切り替え周期は3となる。(t0~t2、t3~t5、・・・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113の信号入れ替え部(11301)は、マッピング後の信号307A、307B、および、制御信号(10700)を入力とし、制御信号(10700)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(11302A: $\Omega_1(t)$)、および、入れ替え後の信号(11302B: $\Omega_2(t)$)を出力する。

【1709】

このとき、重要となる点は、

「 $F[0]$ でプリコーディングを行う際の($\Omega_1(t)$ 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、 $F[1]$ でプリコーディングを行う際の($\Omega_1(t)$ の変調方式、 $\Omega_2(t)$ の変調方式)のセットが(QPSK、16QAM)、(16QAM、QPSK)の両者が存在しおり、また、同様に、 $F[2]$ でプリコーディングを行う際の($\Omega_1(t)$ 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。」

である。

10

20

30

40

50

【1710】

また、パワー変更部（10701A）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。

【1711】

パワー変更部（10701B）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。

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。

10

【1712】

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114に示すように、プリコーディング行列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：規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列の数、2：各プリコーディング行列において、（ $\Omega 1(t)$ 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。

【1713】

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、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列の各プリコーディング行列において、（ $\Omega 1(t)$ 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。

20

【1714】

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。

30

40

【1715】

図115は、図113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、プリコーディング行列を表として示しており、図114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115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115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

50

）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115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）。

【1716】

図115では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ の3種類を用意し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング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113の信号入れ替え部（11301）は、マッピング後の信号307A、307B、および、制御信号（10700）を入力とし、制御信号（10700）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（11302A： $\Omega_1(t)$ ）、および、入れ替え後の信号（11302B： $\Omega_2(t)$ ）を出力する。

【1717】

このとき、重要となる点は、

「 $F[0]$ でプリコーディングを行う際の（ $\Omega_1(t)$ 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、 $F[1]$ でプリコーディングを行う際の（ $\Omega_1(t)$ 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、 $F[2]$ でプリコーディングを行う際の（ $\Omega_1(t)$ 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。」

である。

【1718】

また、パワー変更部（10701A）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（10701B）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。

【1719】

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115に示すように、プリコーディング行列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：規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列の数、2：各プリコーディング行列において、（ $\Omega_1(t)$ 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。

【1720】

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、規則的にプリ

10

20

30

40

50

コーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列の各プリコーディング行列において、 $(\Omega 1(t))$ 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。

【1721】

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。

【1722】

また、各時間(各周波数)の、設定する変調方式、パワー変更値、プリコーディング行列の関係は、図114、図115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。

そして、パワー変更部(10701A)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(10701B)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。

【1723】

また、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ (つまり、 $F[k]$ 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、 $F[k]$ 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、 $F[k]$ 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、「 $F[k]$ 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、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列の各プリコーディング行列において、 $(\Omega 1(t))$ 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 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。

【1724】

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、実施の形態 A 1 から A 5 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、図 56、図 73、図 74、図 75 に示されている。

図 5 の関係から、受信信号 $r1(t)$ 、 $r2(t)$ 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 110、図 111、図 114、図 115 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。

【1725】

【数 686】

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} ve^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} a & 0 \\ 0 & b \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{H1}$$

【1726】

【数 687】

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} ve^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} b & 0 \\ 0 & a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{H2}$$

【1727】

ただし、 $F[t]$ は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したとき、時間 t に用いたプリコーディング行列である。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、実施の形態 A 1 から A 5 等で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。

【1728】

本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング行列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、周波数軸方向にプリコーディング行列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、プリコーディング行列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規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法は、本明細書で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に限定されるものではなく、また、プリコーディング行列を固定の方式に対して、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。

【1729】

（実施の形態 H 2）

本実施の形態では、放送（または、通信）システムが、 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、回路規模を削減することができる、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について説明する。

【1730】

まず、 s_1 の変調方式が 16QAM、 s_2 の変調方式が 16QAM の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について述べる。

s_1 の変調方式が 16QAM、 s_2 の変調方式が 16QAM の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例として、実施の形態 9、実施の形態 10、実施の形態 18、実施の形態 19 等で述べた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用するものとする。（ただし、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法は、実施の形態 9、実施の形態 10、実施の形態 18、実施の形態 19 に必ずしも限ったものではない。）例えば、実施の形態 8、および、実施の形態 18 で述べた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法では、周期 N のためのプリコーディング行列（ $F[i]$ ）は次式であらわされる。

【1731】

【数 688】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad (H3)$$

【1732】

このとき、 $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ （ i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数）となる。なお、 $\theta_{11}(i)$ 、 $\theta_{21}(i)$ 、 α 、 λ 、 δ については、実施の形態 8、実施の形態 18 の説明と同様で

ある（なお、実施の形態 8、実施の形態 18 で述べられた $\theta_{11}(i)$ 、 θ_{21} 、 α 、 λ 、 δ の条件を満たすことは、一つの良い例である。）そして、特に、周期 N のためのプリコーディング行列としてユニタリ行列を用いるものとする。したがって、周期 N のためのプリコーディング行列（ $F[i]$ ）を次式であらわす。

【1733】

【数689】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (H4)$$

10

【1734】

以下では、s1 の変調方式が 16 QAM、s2 の変調方式が 16 QAM の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列として、式 (H4) を用いる場合を例に説明する。なお、本実施の形態では、式 (H4) を例に説明するが、さらに具体的な例として、実施の形態 C1 に記載されている式 (#1)、式 (#2)、式 (#9)、式 (#10)、式 (#12)、式 (#13)、式 (#17) のいずれかを用いた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であってもよい。また、実施の形態 19 に示されている式 (279)、式 (280) の両者で定義される規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であってもよい。

20

【1735】

まず、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 16 QAM の場合と s1 の変調方式が 16 QAM、s2 の変調方式が 16 QAM 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 116 はあらわしている。図 116 において、図 3、図 6、図 107 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。

30

【1736】

図 116 のベースバンド信号入れ替え部 11601 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後の信号 309B ($z_2(t)$)、制御信号 10700 を入力とし、制御信号 10700 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 11602A ($z_1'(t)$) 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 11602B ($z_2'(t)$) としてプリコーディング後の信号 309B ($z_2(t)$) を出力する。

そして、制御信号 10700 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 11601 は、

40

時間 $2k$ のとき (k は整数)

信号 11602A ($z_1'(2k)$) 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 11602B ($z_2'(2k)$) としてプリコーディング後の信号 309B ($z_2(2k)$) を出力とし、

時間 $2k+1$ のとき (k は整数)

信号 11602A ($z_1'(2k+1)$) としてプリコーディング後の信号 309B ($z_2(2k+1)$) を出力し、信号 11602B ($z_2'(2k+1)$) 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)

50

信号 1 1 6 0 2 A ($z_1' (2k)$) としてプリコーディング後の信号 3 0 9 B ($z_2 (2k)$) を出力し、信号 1 1 6 0 2 B ($z_2' (2k)$) としてプリコーディング後の信号 3 0 9 A ($z_1 (2k)$) を出力とし、

時間 $2k+1$ のとき (k は整数)

信号 1 1 6 0 2 A ($z_1' (2k+1)$) として、プリコーディング後の信号 3 0 9 A ($z_1 (2k+1)$) を出力し、信号 1 1 6 0 2 B ($z_2' (2k+1)$) としてプリコーディング後の信号 3 0 9 B ($z_2 (2k+1)$) 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。)

なお、これは、実施の形態 H 1 の変形例であり、また、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、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング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、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング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。

【1737】

次に、 s_1 の変調方式が 16 QAM、 s_2 の変調方式が 16 QAM の場合の図 116 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 16 QAM 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 94 のとおりであり、 g は式 (272) のとおりである。

【1738】

パワー変更部 (10701A) は、変調方式 16 QAM のベースバンド信号(マッピング後の信号) 307A、制御信号 (10700) を入力とし、制御信号 (10700) 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 16 QAM 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: 10702A) を出力する。

【1739】

パワー変更部 (10701B) は、変調方式 16 QAM のベースバンド信号(マッピング後の信号) 307B、制御信号 (10700) を入力とし、制御信号 (10700) 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 16 QAM 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: 10702B) を出力する。

【1740】

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 10702A (変調方式 16 QAM 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 10702B (変調方式 16 QAM 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)、重み付け合成方法に関する情報 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、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に基づく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 309B ($z_2(t)$) を出力する。このとき、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列を $F[t]$ とすると、以下の関係式が成立する。

【1741】

【数 6 9 0】

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= F[t] \begin{pmatrix} v e^{j0} & 0 \\ 0 & u e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
 &= F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
 &= F[t] \begin{pmatrix} \Omega & 0 \\ 0 & \Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{H 5}$$

10

【1 7 4 2】

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 のとき、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したときのプリコーディング行列 $F[t]$ が、式 (H 4) であらわされたとき、実施の形態 1 8 で示したように、 α として、式 (2 7 0) が適した値となる。 α が式 (2 7 0) であらわされたとき、 $z 1(t)$ 、 $z 2(t)$ いずれも、図 1 1 7 のように、I-Q 平面において、2 5 6 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 1 1 7 は一例であり、原点を中心に、位相を回転させた形の 2 5 6 点の信号点配置となることもある。

20

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、重み付け合成された信号である $z 1(t)$ 、 $z 2(t)$ はいずれも、1 6 Q A M で 4 ビット、1 6 Q A M で 4 ビットの計 8 ビットが伝送されているので、図 1 1 7 のように 2 5 6 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ので、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。

ベースバンド信号入れ替え部 1 1 6 0 1 は、プリコーディング後の信号 3 0 9 A ($z 1(t)$) およびプリコーディング後の信号 3 0 9 B ($z 2(t)$)、制御信号 1 0 7 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 1 0 7 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 1 1 6 0 2 A ($z 1'(t)$) 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 1 1 6 0 2 B ($z 2'(t)$) としてプリコーディング後の信号 3 0 9 B ($z 2(t)$) を出力する。

30

【1 7 4 3】

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 9 5 のとおりであり、h は式 (2 7 3) 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 9 4 のとおりであり、g は式 (2 7 2) のとおりである。

40

【1 7 4 4】

パワー変更部 (1 0 7 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 (1 0 7 0 0) を入力とし、制御信号 (1 0 7 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: 1 0 7 0 2 A) を出力する。

【1 7 4 5】

パワー変更部 (1 0 7 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

50

グ後の信号) 307B、制御信号(10700)を入力とし、制御信号(10700)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:10702B)を出力する。

【1746】

このとき、実施の形態H1において、「QPSKの平均電力と16QAM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。)このときの規則的なプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング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10702A(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10702B(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)、重み付け合成方法に関する情報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、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に基づく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($z1(t)$)および、プリコーディング後の信号309B($z2(t)$)を出力する。このとき、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列を $F[t]$ とすると、以下の関係式が成立する。

【1747】

【数691】

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= F[t] \begin{pmatrix} ve^{j\theta} & 0 \\ 0 & ue^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & \sqrt{5}v \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (H6)$$

【1748】

s1の変調方式がQPSK、s2の変調方式が16QAMのとき、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したときのプリコーディング行列 $F[t]$ が、式(H4)であらわされたとき、実施の形態18で示したように、 α として、s1の変調方式が16QAM、s2の変調方式が16QAMのときと同様、式(270)が適した値となる。その理由について説明する。

【1749】

図118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118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、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したときのプリコーディング行列 $F[t]$ が、式(H4)であらわされ、 α として、式(270)とした場合、 $z1(t)$ 、 $z2(t)$ いずれも、s1の変調方式が16QAM、s2の変調方式が16QAMである時の図117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117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。

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 であるので、重み付け合成された信号である $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ は Q P S K 2 ビット、1 6 Q A M で 4 ビットの計 6 ビットが伝送されているので、6 4 点の信号点となるが、このとき、上述で説明したような 6 4 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。

ベースバンド信号入れ替え部 1 1 6 0 1 は、プリコーディング後の信号 3 0 9 A ($z_1(t)$) およびプリコーディング後の信号 3 0 9 B ($z_2(t)$)、制御信号 1 0 7 0 0 を入力とし、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 であるので、制御信号 1 0 7 0 0 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 1 1 6 0 1 は、例えば、

時間 $2k$ のとき (k は整数)

信号 1 1 6 0 2 A ($z_1'(2k)$) として、プリコーディング後の信号 3 0 9 A ($z_1(2k)$) を出力し、信号 1 1 6 0 2 B ($z_2'(2k)$) としてプリコーディング後の信号 3 0 9 B ($z_2(2k)$) を出力とし、

時間 $2k+1$ のとき (k は整数)

信号 1 1 6 0 2 A ($z_1'(2k+1)$) としてプリコーディング後の信号 3 0 9 B ($z_2(2k+1)$) を出力し、信号 1 1 6 0 2 B ($z_2'(2k+1)$) としてプリコーディング後の信号 3 0 9 A ($z_1(2k+1)$) を出力する。

また、

時間 $2k$ のとき (k は整数)

信号 1 1 6 0 2 A ($z_1'(2k)$) としてプリコーディング後の信号 3 0 9 B ($z_2(2k)$) を出力し、信号 1 1 6 0 2 B ($z_2'(2k)$) としてプリコーディング後の信号 3 0 9 A ($z_1(2k)$) を出力とし、

時間 $2k+1$ のとき (k は整数)

信号 1 1 6 0 2 A ($z_1'(2k+1)$) として、プリコーディング後の信号 3 0 9 A ($z_1(2k+1)$) を出力し、信号 1 1 6 0 2 B ($z_2'(2k+1)$) としてプリコーディング後の信号 3 0 9 B ($z_2(2k+1)$) を出力する。

なお、上述では、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 F 1 で記載したように、P A P R 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 1 6 Q A M、s 2 の変調方式が 1 6 Q A M 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。

【1750】

また、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 Q P S K、s 2 の変調方式が 1 6 Q A M の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と 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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を同一として、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。

以上のように、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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と 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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング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 (H 5) および式 (H 6)、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。

なお、本実施の形態では、式 (H 4) の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリ

10

20

30

40

50

コーディング方法を例に説明したが、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング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、以下ようになる。

- ・ 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 の場合と 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 の場合をサポートしている場合、両者の場合で使用する規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を同一とする。
- ・ 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 の場合 $v^2 = u^2$ であり、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、 $v^2 < u^2$ の条件を満たす

ということになる。

10

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 1 6 Q A M、s 2 の変調方式が 1 6 Q A M の場合 $v^2 = u^2$ であり、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、 $v^2 : u^2 = 1 : 5$ の条件を満たす

- ・ 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 の場合、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、いずれの場合も、同一の規則的なプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いる。

例 2（以下の 2 つの項目を満たす。）：

- ・ s 1 の変調方式が 1 6 Q A M、s 2 の変調方式が 1 6 Q A M の場合 $v^2 = u^2$ であり、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、 $v^2 < u^2$ の条件を満たす。

20

【1751】

- ・ 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 の場合と 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 の場合をサポートしている場合、両者の場合で使用する規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法は同一であり、式（H 4）であらわされる。なお、本実施の形態では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として、式（H 4）であらわされる場合で説明したが、実施の形態 C 1 に記載されている式（# 1）、式（# 2）、式（# 9）、式（# 10）、式（# 12）、式（# 13）、式（# 17）のいずれかを用いた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であってもよい。また、実施の形態 19 に示されている式（279）、式（280）の両者で定義される規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であってもよい。（実施の形態 9、実施の形態 10、実施の形態 18、実施の形態 19 等に詳細は記載されている。）

30

例 3（以下の 2 つの項目を満たす。）：

- ・ 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 の場合 $v^2 = u^2$ であり、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、 $v^2 < u^2$ の条件を満たす。

- ・ 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 の場合と 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 の場合をサポートしている場合、両者の場合で使用する規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法は同一であり、式（H 4）であらわされ、 α は式（270）であらわされる。なお、本実施の形態では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として、式（H 4）であらわされる場合で説明したが、実施の形態 C 1 に記載されている式（# 1）、式（# 2）、式（# 9）、式（# 10）、式（# 12）、式（# 13）、式（# 17）のいずれかを用いた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であってもよい。また、実施の形態 19 に示されている式（279）、式（280）の両者で定義される規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であってもよく（実施の形態 9、実施の形態 10、実施の形態 18、実施の形態 19 等に詳細は記載されている。）、いずれの場合も α は式（270）であらわされるとよい。

40

50

例 4（以下の 2 つの項目を満たす。）：

・ 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 の場合 $v^2 = u^2$ であり、
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、 $v^2 : u^2 = 1 : 5$ の
条件を満たす。

【1752】

・ 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 の場合と 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 の場合をサポートしている場合、両者の場合で使
用する規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法は同一であり、
式（H 4）であらわされ、 α は式（270）であらわされる。なお、本実施の形態では、
規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として、式（H 4）で
あらわされる場合で説明したが、実施の形態 C 1 に記載されている式（# 1）、式（# 2）
、式（# 9）、式（# 10）、式（# 12）、式（# 13）、式（# 17）のいずれかを
用いた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であってもよ
い。また、実施の形態 19 に示されている式（279）、式（280）の両者で定義され
る規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であってもよく（実
施の形態 9、実施の形態 10、実施の形態 18、実施の形態 19 等に詳細は記載されてい
る。）、いずれの場合も α は式（270）であらわされるとよい。

【1753】

なお、本実施の形態は、変調方式を Q P S K および 1 6 Q A M 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。

【1754】

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
使用する規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を同一とする
。

・ 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。

このとき、図 116 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。

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
使用する規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法は同一であり
、式（H 4）であらわされる。なお、本実施の形態では、規則的にプリコーディング行列
を切り替えるプリコーディング方法として、式（H 4）であらわされる場合で説明したが
、実施の形態 C 1 に記載されている式（# 1）、式（# 2）、式（# 9）、式（# 10）
、式（# 12）、式（# 13）、式（# 17）のいずれかをを用いた規則的にプリコーディ
ング行列を切り替えるプリコーディング方法であってもよい。また、実施の形態 19 に示
されている式（279）、式（280）の両者で定義される規則的にプリコーディング行
列を切り替えるプリコーディング方法であってもよい。（実施の形態 9、実施の形態 10
、実施の形態 18、実施の形態 19 等に詳細は記載されている。）

・ 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。

このとき、図 1 1 6 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。

【1 7 5 5】

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。

本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング行列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、O F D M 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行列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、プリコーディング行列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規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法は、本明細書で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に限定されるものではない。

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 F 1 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。

(実施の形態 H 3)

本実施の形態では、放送 (または、通信) システムが、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 の場合と 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 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、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として、実施の形態 H 2 とことなる方法について説明する。

【1 7 5 6】

まず、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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について述べる。

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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として、実施の形態 8、および、実施の形態 1 8 で述べた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用するものとする。したがって、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法では、周期 N のためのプリコーディング行列 ($F[i]$) は次式であらわされる。

【1 7 5 7】

【数 6 9 2】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad (H 7)$$

【1 7 5 8】

このとき、 $i=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数) となる。なお、 $\theta_{11}(i)$ 、 θ_{21} 、 α 、 λ 、 δ については、実施の形態 8、実施の形態 1 8 の説明と同様である。(なお、実施の形態 8、実施の形態 1 8 で述べられた $\theta_{11}(i)$ 、 θ_{21} 、 α 、

λ 、 δ の条件を満たすことは、一つの良い例である。)そして、特に、周期Nのためのプリコーディング行列としてユニタリ行列を用いるものとする。したがって、周期Nのためのプリコーディング行列($F[i]$)を次式であらわす($i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は0以上N-1以下の整数))。

【1759】

【数693】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (H8)$$

10

【1760】

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108、図112で構成される。(図108、図112の動作については、他の実施の形態で説明を行っている。)

s1の変調方式が16QAM、s2の変調方式が16QAMの場合のs1(t)、s2(t)について説明する。

20

s1(t)およびs2(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94のとおりであり、gは式(272)のとおりである。

次に、図108、図112の各部の動作について説明する。

【1761】

パワー変更部(10701A)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(10700)を入力とし、制御信号(10700)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:10702A)を出力する。

30

【1762】

パワー変更部(10701B)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(10700)を入力とし、制御信号(10700)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:10702B)を出力する。

【1763】

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。

40

重み付け合成部600は、パワー変更後の信号10702A(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10702B(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)、重み付け合成方法に関する情報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、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に基づく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($z1(t)$)および、プリコーディング後の信号309B($z2(t)$)を出力する。このとき、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列を $F[t]$ とすると、以下の関係式が成立する。

【1764】

50

【数 6 9 4】

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= F[t] \begin{pmatrix} ve^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
 &= F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
 &= F[t] \begin{pmatrix} \Omega & 0 \\ 0 & \Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{H 9}$$

10

【1 7 6 5】

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 のとき、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したときのプリコーディング行列 $F[t]$ が、式 (H 8) であらわされたとき、実施の形態 1 8 で示したように、 α として、式 (2 7 0) が適した値となる。 α が式 (2 7 0) であらわされたとき、 $z 1(t)$ 、 $z 2(t)$ いずれも、図 1 1 7 のように、I-Q 平面において、2 5 6 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 1 1 7 は一例であり、原点を中心に、

20

位相を回転させた形の 2 5 6 点の信号点配置となることもある。
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、重み付け合成された信号である $z 1(t)$ 、 $z 2(t)$ はいずれも、1 6 Q A M で 4 ビット、1 6 Q A M で 4 ビットの計 8 ビットが伝送されているので、図 1 1 7 のように 2 5 6 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。

【1 7 6 6】

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 $s 1(t)$ 、 $s 2(t)$ 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 9 5 のとおりであり、 h は式 (2 7 3) 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 9 4 のとおりであり、 g は式 (2 7 2) のとおりである。

30

次に、図 1 0 8、図 1 1 2 の各部の動作について説明する。

【1 7 6 7】

パワー変更部 (1 0 7 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 (1 0 7 0 0) を入力とし、制御信号 (1 0 7 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：1 0 7 0 2 A）を出力する。

40

【1 7 6 8】

パワー変更部 (1 0 7 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 (1 0 7 0 0) を入力とし、制御信号 (1 0 7 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：1 0 7 0 2 B）を出力する。

【1 7 6 9】

このとき、実施の形態 H 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。）このときの規則的な

50

プリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について以下で説明する。

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 の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として、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 の場合に使用する式 (H 8) の N 個のプリコーディング行列に加え、以下の N 個のプリコーディング行列を加え、周期 2N の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とする。

【1 7 7 0】

【数 6 9 5】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad (H 1 0)$$

10

【1 7 7 1】

このとき、 $i = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ (i は N 以上 $2N-1$ 以下の整数) となる。(なお、実施の形態 10、実施の形態 19 で述べられた $\theta_{11}(i)$ 、 θ_{21} 、 α 、 λ 、 δ の条件を満たすことは、一つの良い例である。)

再度記載するが、「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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として使用する、周期 2N の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列は、式 (H 8) および式 (10) であらわされる。そして、式 (H 8) は、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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として使用する、周期 N の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列である。したがって、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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として使用する、周期 N の規則的にプリコーディング行列は、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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法においても用いられる。」

20

30

重み付け合成部 600 は、パワー変更後の信号 10702A (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) 307A を v 倍した信号) およびパワー変更後の信号 10702B (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) 307B を u 倍した信号)、重み付け合成方法に関する情報 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、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に基づく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 ($z1(t)$) および、プリコーディング後の信号 309B ($z2(t)$) を出力する。このとき、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列を $F[t]$ とすると、以下の関係式が成立する。

40

【1 7 7 2】

【数 6 9 6】

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= F[t] \begin{pmatrix} ve^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
 &= F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
 &= F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & \sqrt{5}v \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{H 1 1}$$

10

【1 7 7 3】

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 のとき、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したときのプリコーディング行列 F [t] が、式 (H 8) および式 (1 0) であらわされたとき、実施の形態 1 8 で示したように、α として、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 のときと同様、式 (2 7 0) が適した値となる。その理由について説明する。

【1 7 7 4】

20

図 1 1 8 は、上述の送信状態における 1 6 Q A M の I - Q 平面における 1 6 点の信号点と Q P S K 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 1 6 Q A M の信号点、●は Q P S K の信号点である。図 1 1 8 からわかるように、1 6 Q A M の 1 6 個の信号点の内の 4 つと Q P S K 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、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したときのプリコーディング行列 F [t] が、式 (H 8) および式 (1 0) であらわされ、α として、式 (2 7 0) とした場合、z 1 (t)、z 2 (t) いずれも、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 である時の図 1 1 7 の 2 5 6 点の信号点に対し、6 4 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 1 1 7 は一例であり、

30

原点を中心に、位相を回転させた形の 2 5 6 点の信号点配置となることもある。

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 であるので、重み付け合成された信号である z 1 (t)、z 2 (t) は Q P S K 2 ビット、1 6 Q A M で 4 ビットの計 6 ビットが伝送されているので、6 4 点の信号点となるが、このとき、上述で説明したような 6 4 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。

また、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 Q P S K、s 2 の変調方式が 1 6 Q A M の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式 (H 8) および式 (1 0)、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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式 (H 8) とすると、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。

40

そして、実施の形態 F 1 で述べたように、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 のとき、上述で述べたような規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いると、 $v^2 < u^2$ であるが、z 1 (t) の平均電力 (平均値) と z 2 (t) の平均電力 (平均値) は等しくなり、P A P R 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。

また、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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と s 1 の変調方式が 1 6 Q A M、s 2

50

の変調方式が 16 QAM の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法において、使用するプリコーディング行列の一部を共通化することで、送信装置の回路規模を削減することができる。そして、式 (H8) および／または式 (H10) 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。

なお、本実施の形態では、式 (H8) および／または式 (H10) の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を例に説明したが、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング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。

10

- ・ s1 の変調方式が QPSK、s2 の変調方式が 16 QAM の場合と s1 の変調方式が 16 QAM、s2 の変調方式が 16 QAM の場合をサポートしている場合、s1 の変調方式が QPSK、s2 の変調方式が 16 QAM の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と s1 の変調方式が 16 QAM、s2 の変調方式が 16 QAM の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法において、使用するプリコーディング行列の一部を共通化する。

- ・ s1 の変調方式が 16 QAM、s2 の変調方式が 16 QAM 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 16 QAM の場合、 $v^2 < u^2$ の条件を満たすということになる。

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、

20

例 1 (以下の 2 つの項目を満たす。) :

- ・ s1 の変調方式が 16 QAM、s2 の変調方式が 16 QAM 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 16 QAM の場合、 $v^2 : u^2 = 1 : 5$ の条件を満たす

- ・ s1 の変調方式が QPSK、s2 の変調方式が 16 QAM の場合と s1 の変調方式が 16 QAM、s2 の変調方式が 16 QAM の場合をサポートしている場合、s1 の変調方式が QPSK、s2 の変調方式が 16 QAM の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と s1 の変調方式が 16 QAM、s2 の変調方式が 16 QAM の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法において、使用するプリコーディング行列の一部を共通化する。

30

例 2 (以下の 2 つの項目を満たす。) :

- ・ s1 の変調方式が 16 QAM、s2 の変調方式が 16 QAM 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 16 QAM の場合、 $v^2 < u^2$ の条件を満たす。

- ・ s1 の変調方式が QPSK、s2 の変調方式が 16 QAM の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式 (H8) および式 (10)、s1 の変調方式が 16 QAM、s2 の変調方式が 16 QAM の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式 (H8) とする。

例 3 (以下の 2 つの項目を満たす。) :

- ・ s1 の変調方式が 16 QAM、s2 の変調方式が 16 QAM 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 16 QAM の場合、 $v^2 : u^2 = 1 : 5$ の条件を満たす。

40

- ・ s1 の変調方式が QPSK、s2 の変調方式が 16 QAM の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式 (H8) および式 (10)、s1 の変調方式が 16 QAM、s2 の変調方式が 16 QAM の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式 (H8) とする。

例 4 (以下の 2 つの項目を満たす。) :

- ・ s1 の変調方式が 16 QAM、s2 の変調方式が 16 QAM 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 16 QAM の場合、 $v^2 < u^2$ の条件を満たす。

50

・ 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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式 (H 8) および式 (1 0)、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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式 (H 8) とする。そして、式 (H 8) および式 (1 0) の α は式 (2 7 0) であらわされる。

例 5 (以下の 2 つの項目を満たす。) :

・ 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 の場合 $v^2 = u^2$ であり、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、 $v^2 : u^2 = 1 : 5$ の条件を満たす。

・ 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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式 (H 8) および式 (1 0)、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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式 (H 8) とする。そして、式 (H 8) および式 (1 0) の α は式 (2 7 0) であらわされる。

【1 7 7 5】

なお、本実施の形態は、変調方式を Q P S K および 1 6 Q A M 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。

【1 7 7 6】

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、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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と 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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法において、使用するプリコーディング行列の一部を共通化する。

・ 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。

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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式 (H 8) および式 (1 0)、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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式 (H 8) 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。

【1 7 7 7】

変調方式 A と変調方式 B のセットの例としては、(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。

なお、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法において、プリコーディング行列を共有せず、以下の条件を満たす場合、送受信装置の回路規模を削減することを優先せずに、受信装置において、より高いデータの受信品質を得ることができる可能性がある。

・ 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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式 (H 8) および式 (1 0)、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 の場合の規則的にプリコーディ

10

20

30

40

50

ング行列を切り替えるプリコーディング方法として式 (H 8) とする。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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法における式 (H 8) および式 (10) のプリコーディング行列の α の値と、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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法における式 (H 8) のプリコーディング行列の α の値は異なっている。

- ・ 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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の周期は N 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 の場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の周期は $2N$ である。

- ・ 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。

【1778】

このとき、変調方式 A と変調方式 B のセットの例としては、(変調方式 A、変調方式 B) が (QPSK、16QAM)、(16QAM、64QAM)、(64QAM、128QAM)、(64QAM、256QAM) 等がある。

本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング行列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、周波数軸方向にプリコーディング行列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、プリコーディング行列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規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法は、本明細書で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に限定されるものではない。

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 F 1 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。

(実施の形態 I 1)

本実施の形態では、実施の形態 F 1 とは異なる、s 1 の変調信号の変調方式と s 2 の変調方式を異なる変調方式とし、PAPRへの影響が少ない規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について述べる。

以降では、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したときの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について説明する。

【1779】

実施の形態 F 1 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規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法によっては、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。

【1780】

この課題に対し、実施の形態 F 1 において、「実施の形態 8」、「実施の形態 9」、「

10

20

30

40

50

実施の形態 18」、「実施の形態 19」、「実施の形態 C 1」、「実施の形態 C 2」を含む、本明細書において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列の式において、 $\alpha = 1$ と設定するとよいことを述べた。

本実施の形態では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列において、 $\alpha = 1$ としたとき、受信装置におけるデータの受信品質を改善する方法の一例を説明する。

【1781】

ここでは、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列として、「実施の形態 8」、「実施の形態 9」、「実施の形態 10」、「実施の形態 18」、「実施の形態 19」、「実施の形態 C 1」、「実施の形態 C 2」を含む、本明細書において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列の式において、 $\alpha = 1$ と設定する、プリコーディング行列を用いるものとする。

【1782】

例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列を、実施の形態 C 1 の式（# 3）、式（# 14）、式（# 15）、式（# 16）、実施の形態 C 2 の式（# 20）、式（# 24）、式（# 25）、式（# 26）と設定するとよい。また、例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列を、実施の形態 18 の式（268）、式（269）、実施の形態 C 1 の式（# 1）、式（# 2）、式（# 9）、式（# 10）、式（# 12）、式（# 13）、実施の形態 C 2 の式（# 18）、式（# 19）、式（# 21）、式（# 22）、式（# 23）のように一般化して表した場合、 $\alpha = 1$ とすればよい。（なお、周期は奇数に限ったものではない）

図 119 は、本実施の形態における、重み付け合成部（プリコーディング部）周辺の構成を示しており、図 3、図 107 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 119 自身を説明する前に、マッピング後の信号 307A および 307B について説明する。

【1783】

図 119 において、マッピング後の信号 307A である $s_1(t)$ の変調方式は QPSK、マッピング後の信号 307B である $s_2(t)$ の変調方式は 16QAM であるものとする。以下では、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。

QPSK のマッピングについて、図 95 を用いて説明する。図 95 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 95 の信号点 9500 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 95 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 307A ($s_1(t)$) 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 95 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 307A ($s_1(t)$) となる。

【1784】

次に、16QAM のマッピングについて、図 94 を用いて説明する。図 94 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 94 の信号点 9400 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 94 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 307B ($s_2(t)$) 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 94 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 307B ($s_2(t)$) となる。

【1785】

なお、ここでは、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(273)となり、 g は式(272)となる。

図119において、位相変更部(11901)は、マッピング後の変調信号307A($s_1(t)$:変調方式QPSK)、制御信号(10700)を入力とし、制御信号(10700)に基づき、マッピング後の変調信号307Aに対し、位相変更を施し、位相変更後の信号(11902A)を出力する。このとき、位相変更値を $e^{j\theta_s}$ とあらわすと、位相変更後の信号(11902A)は $s_1(t) \times e^{j\theta_s}$ とあらわされる。 $(\theta_s$ の単位はラジアンとする。)

パワー変更部(10701A)は、位相変更後の信号(11902A)、制御信号(10700)を入力とし、制御信号(10700)に基づき、位相変更後の信号(11902A)に対し、パワーの変更を行い、パワー変更後の信号(10702A)を出力する。このとき、パワー変更のための値を v とすると、パワー変更後の信号(10702A)は $s_1(t) \times e^{j\theta_s} \times v$ とあらわされる。 $(v$ は0より大きい実数とする。0ラジアン $\leq \theta_s < 2\pi$ ラジアン)

パワー変更部(10701B)は、マッピング後の変調信号307B($s_2(t)$:変調方式16QAM)、制御信号(10700)を入力とし、制御信号(10700)に基づき、マッピング後の変調信号307Bに対し、パワーの変更を行い、パワー変更後の信号(10702B)を出力する。このとき、パワー変更のための値を u とすると、パワー変更後の信号(10702B)は $s_2(t) \times u$ とあらわされる。 $(u$ は0より大きい実数とする。)

重み付け合成部600は、重み付け方法に関する情報315に基づき、入力信号に対し、本明細書で記載した方法を例とする規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に基づくプリコーディングを施し、プリコーディング後の信号309A、309Bを出力する。

【1786】

図120は、図119における位相変更部(11901)が、マッピング後のQPSKの信号307Aに対し、位相変更を行ったときの、同相I-直交Q平面における、送信ビット(b_0 、 b_1)と信号点の関係を示しており、4点の○(白丸)は、位相変更前の信号点であり、4点の●(黒丸)は、位相変更後の信号点であり、同相I-直交Q平面における座標は、図120に示したとおりである。

図120に示すように、同相I-直交Q平面において、 $(b_0, b_1) = (0, 0)$ の位相変更前の信号点と原点で形成される線分と $(b_0, b_1) = (0, 0)$ の位相変更後の信号点と原点で形成される線分、で形成される位相を θ_4 とすると、 $\theta_s = \theta_4$ が成立する。ただし、 $(b_0, b_1) = (0, 0)$ の位相変更前の信号点と原点で形成される線分が基準の線分とし、0ラジアン $\leq \theta_4 < 2\pi$ ラジアンとなる。また、 $(b_0, b_1) = (0, 0)$ の位相変更前の信号点と原点で形成される線分の長さ l_1 と $(b_0, b_1) = (0, 0)$ の位相変更後の信号点と原点で形成される線分の長さ l_2 は等しい。

【1787】

同様に、 $(b_0, b_1) = (0, 1)$ の位相変更前の信号点と原点で形成される線分と $(b_0, b_1) = (0, 1)$ の位相変更後の信号点と原点で形成される線分、で形成される位相を θ_4 とすると、 $\theta_s = \theta_4$ が成立する。ただし、 $(b_0, b_1) = (0, 1)$ の位相変更前の信号点と原点で形成される線分が基準の線分とし、0ラジアン $\leq \theta_4 < 2\pi$ ラジアンとなる。また、 $(b_0, b_1) = (0, 1)$ の位相変更前の信号点と原点で形成される線分の長さ l_1 と $(b_0, b_1) = (0, 1)$ の位相変更後の信号点と原点で形成される線分の長さ l_2 は等しい。

【1788】

そして、 $(b_0, b_1) = (1, 0)$ 、 $(1, 1)$ のときも、上述については、同様である。

図121は、図119とは異なる重み付け合成部(プリコーディング部)周辺の構成を

示しており、図 3、図 107 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。まず、マッピング後の信号 307A および 307B について説明する。

【1789】

マッピング後の信号 307A である $s_1(t)$ の変調方式は QPSK、マッピング後の信号 307B である $s_2(t)$ の変調方式は 16QAM であるものとする。以下では、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。

QPSK のマッピングについて、図 95 を用いて説明する。図 95 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 95 の信号点 9500 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 95 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 307A ($s_1(t)$) 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 95 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 307A ($s_1(t)$) となる。

【1790】

次に、16QAM のマッピングについて、図 94 を用いて説明する。図 94 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 94 の信号点 9400 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 94 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 307B ($s_2(t)$) 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 94 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 307B ($s_2(t)$) となる。

【1791】

なお、ここでは、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 (273) となり、 g は式 (272) となる。

パワー変更部 (10701A) はマッピング後の信号 307A ($s_1(t)$ （変調方式 QPSK））、制御信号 (10700) を入力とし、制御信号 (10700) に基づき、マッピング後の信号 307A ($s_1(t)$) に対し、パワーの変更を行い、パワー変更後の信号 (10702A) を出力する。このとき、パワー変更のための値を v とすると、パワー変更後の信号 (10702A) は $s_1(t) \times v$ とあらわされる (v は 0 より大きい実数とする)。

パワー変更部 (10701B) は、マッピング後の変調信号 307B ($s_2(t)$ ：変調方式 16QAM)、制御信号 (10700) を入力とし、制御信号 (10700) に基づき、マッピング後の変調信号 307B に対し、パワーの変更を行い、パワー変更後の信号 (10702B) を出力する。このとき、パワー変更のための値を u とすると、パワー変更後の信号 (10702B) は $s_2(t) \times u$ とあらわされる (u は 0 より大きい実数とする)。

位相変更部 (12101) は、パワー変更後の信号 (10702A) ($s_1(t) \times v$ ：変調方式 QPSK)、制御信号 (10700) を入力とし、制御信号 (10700) に基づき、パワー変更後の信号 (10702A) に対し、位相変更を施し、位相変更後の信号 (12102A) を出力する。このとき、位相変更値を $e^{j\theta_s}$ とあらわすと、位相変更後の信号 (12102A) は $s_1(t) \times v \times e^{j\theta_s}$ とあらわされる (θ_s の単位はラジアンとし、 $0 \text{ ラジアン} \leq \theta_s < 2\pi \text{ ラジアン}$ とする)。

重み付け合成部 600 は、重み付け方法に関する情報 315 に基づき、入力信号に対し、本明細書で記載した方法を例とする規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に基づくプリコーディングを施し、プリコーディング後の信号 309A、309B を出力する。

【1792】

図122は、図121における位相変更部(12101)が、パワー変更後の信号(10702A)($s_1(t) \times v$: 変調方式QPSK)に対し、位相変更を行ったときの、同相I-直交Q平面における、送信ビット(b_0, b_1)と信号点の関係を示しており、4点の○(白丸)は、位相変更前の信号点であり、4点の●(黒丸)は、位相変更後の信号点であり、同相I-直交Q平面における座標は、図122に示したとおりである。

【1793】

図122に示すように、同相I-直交Q平面において、(b_0, b_1) = (0, 0)の位相変更前の信号点と原点で形成される線分と(b_0, b_1) = (0, 0)の位相変更後の信号点と原点で形成される線分、で形成される位相を θ_4 とすると、 $\theta_s = \theta_4$ が成立する。ただし、(b_0, b_1) = (0, 0)の位相変更前の信号点と原点で形成される線分が基準の線分とし、 $0 \text{ ラジアン} \leq \theta_4 < 2\pi \text{ ラジアン}$ となる。また、(b_0, b_1) = (0, 0)の位相変更前の信号点と原点で形成される線分の長さとは、(b_0, b_1) = (0, 0)の位相変更後の信号点と原点で形成される線分の長さは等しい。

10

【1794】

同様に、(b_0, b_1) = (0, 1)の位相変更前の信号点と原点で形成される線分と(b_0, b_1) = (0, 1)の位相変更後の信号点と原点で形成される線分、で形成される位相を θ_4 とすると、 $\theta_s = \theta_4$ が成立する。ただし、(b_0, b_1) = (0, 1)の位相変更前の信号点と原点で形成される線分が基準の線分とし、 $0 \text{ ラジアン} \leq \theta_4 < 2\pi \text{ ラジアン}$ となる。また、(b_0, b_1) = (0, 1)の位相変更前の信号点と原点で形成される線分の長さとは、(b_0, b_1) = (0, 1)の位相変更後の信号点と原点で形成される線分の長さは等しい。

20

【1795】

そして、(b_0, b_1) = (1, 0)、(1, 1)のときも、上述については、同様である。なお、図120と図122は、信号点のI-Q平面における座標が異なる。

次に、マッピング後の信号307Aである $s_1(t)$ の変調方式はQSPK、マッピング後の信号307Bである $s_2(t)$ の変調方式は16QAMのとき、図119の位相変更部11901と図121の位相変更部12101の位相変更の与え方、つまり、 θ_4 の設定方法について説明する。

【1796】

上述の図119、図121の説明のような動作のとき、上述で述べたように、QPSKの変調信号に対するパワー変更のために乗算する値は v であり、16QAMの変調信号に対するパワー変更のために乗算する値は u である。実施の形態F1において、I-Q平面におけるQPSKの最小ユークリッド距離とI-Q平面における16QAMの最小ユークリッド距離とを等しくするために、 $v^2 : u^2 = 1 : 5$ にする方法について述べた。以降では、一例として、 $v^2 : u^2 = 1 : 5$ としたときの θ_4 の設定方法について説明する。

30

【1797】

このとき、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列として、「実施の形態8」、「実施の形態9」、「実施の形態10」、「実施の形態18」、「実施の形態19」、「実施の形態C1」、「実施の形態C2」を含む、本明細書において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列の式において、 $\alpha = 1$ と設定する、プリコーディング行列を用いるものとする、 $\theta_4 = 0 \text{ ラジアン}$ 、または、 $\pi/2 \text{ ラジアン}$ 、または、 $\pi \text{ ラジアン}$ 、または、 $(3 \times \pi)/2 \text{ ラジアン}$ と設定した場合、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ いずれも、図123のようなI-Q平面において、25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。

40

【1798】

$z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ いずれも、変調方式がQPSKの信号と16QAMの信号が重み付け合成された信号であるので、QPSKで2ビット、16QAMで4ビットの計6ビットが伝送されると考えると、信号点が重ならない場合、64点の信号点が存在することになるが、図123では、信号点が重なるので、25点に縮退している。

50

$z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ は、図5のように異なるアンテナから送信されることになるが、このとき、送信アンテナ2本のうち、いずれか一方で送信した信号が、端末の受信装置において、伝播しないような状況を考える。このとき、図123のようなI-Q平面における信号点状況で送信すると、送信した計6ビットのうち、対数尤度比の絶対値が0となるビットが存在することになる(64点から25点に信号点が縮退しているため)。

すると、受信装置において、誤り訂正復号を行っても、誤り訂正が行われないことがあり、受信装置において、データの受信品質がわるいことになる。この課題を解決するためには、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ 、いずれも、I-Q平面において、64($=2^6$)点が存在し、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ 、いずれも、64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ようにする必要がある。

10

【1799】

そこで、 θ_4 を、 $\pi/6$ ラジアン、または、 $\pi/3$ ラジアン、または、 $(2 \times \pi)/3$ ラジアン、または、 $(5 \times \pi)/6$ ラジアン、または、 $(7 \times \pi)/6$ ラジアン、または、 $(4 \times \pi)/3$ ラジアン、または、 $(5 \times \pi)/3$ ラジアン、または、 $(11 \times \pi)/6$ ラジアンのいずれかに設定した場合、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ いずれも、図124のようなI-Q平面において、64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。

【1800】

なお、一般化すると、 θ_4 を、 $\pi/6 + n \times \pi$ ラジアン、または、 $\pi/3 + n \times \pi$ ラジアン、または、 $(2 \times \pi)/3 + n \times \pi$ ラジアン、または、 $(5 \times \pi)/6 + n \times \pi$ ラジアン、または、 $(7 \times \pi)/6 + n \times \pi$ ラジアン、または、 $(4 \times \pi)/3 + n \times \pi$ ラジアン、または、 $(5 \times \pi)/3 + n \times \pi$ ラジアン、または、 $(11 \times \pi)/6 + n \times \pi$ ラジアンのいずれかに設定することになる(n は整数)。

20

このようにすると、 $z_1(t)$ の平均電力(平均値、および、 $z_2(t)$ の平均電力(平均値)を一定とした条件において、I-Q平面において、64点の信号点における最小ユークリッド距離は最大となる。

【1801】

したがって、 θ_4 を上記に示したような値に設定すると、いずれか一方で送信した信号が、受信装置において、伝播しないような状況においても、64点の信号点の区別ができる可能性が高くなるため、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。なお、上述の説明では、一例として、 $v^2 : u^2 = 1 : 5$ のときを例に説明したが、いずれか一方で送信した信号が、受信装置において、伝播しないような状況では、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高いが、他の電波伝搬環境では、 $v^2 < u^2$ であるが、 $v^2 : u^2 = 1 : 5$ でないときのほうが、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高いことがある。したがって、複数の電波伝搬環境を考慮した場合、 $v^2 < u^2$ を満たし、 θ_4 を、 $\pi/6$ ラジアン、または、 $\pi/3$ ラジアン、または、 $(2 \times \pi)/3$ ラジアン、または、 $(5 \times \pi)/6$ ラジアン、または、 $(7 \times \pi)/6$ ラジアン、または、 $(4 \times \pi)/3$ ラジアン、または、 $(5 \times \pi)/3$ ラジアン、または、 $(11 \times \pi)/6$ ラジアン(θ_4 を、 $\pi/6 + n \times \pi$ ラジアン、または、 $\pi/3 + n \times \pi$ ラジアン、または、 $(2 \times \pi)/3 + n \times \pi$ ラジアン、または、 $(5 \times \pi)/6 + n \times \pi$ ラジアン、または、 $(7 \times \pi)/6 + n \times \pi$ ラジアン、または、 $(4 \times \pi)/3 + n \times \pi$ ラジアン、または、 $(5 \times \pi)/3 + n \times \pi$ ラジアンのいずれかに設定することになる(n は整数))のいずれかに設定すること、複数の電波伝搬環境で、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高い。ただし、 θ_4 を、0ラジアン、 $3\pi/2$ ラジアン、 π ラジアン、 $(3\pi)/2$ ラジアンの4つの値以外で、優れたデータの受信品質を得ることができる値が存在する可能性がある。

30

40

【1802】

また、「実施の形態8」、「実施の形態9」、「実施の形態10」、「実施の形態18」、「実施の形態19」、「実施の形態C1」、「実施の形態C2」を含む、本明細書において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列の式において、 $\alpha \neq 1$ と設定し、 $v^2 < u^2$ を満たし、 θ_4 を、0ラジアン、 $3\pi/2$ ラジアン、 π ラジアン、 $(3\pi)/2$ ラジアンの4つの値以外で、優れたデータの受信品質を得ることができる値が存在する可能性がある。

【1803】

50

上述では、QPSKの変調信号に対し、位相変更を行う場合について述べたが、16QAMの変調信号に対し、位相変更を行ってもよい。以降では、16QAMの変調信号に対し、位相変更を行う場合について説明する。

図125は、本実施の形態における、重み付け合成部（プリコーディング部）周辺の構成を示しており、図3、図107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。

【1804】

図125において、マッピング後の信号307Aである $s_1(t)$ の変調方式はQPSK、マッピング後の信号307Bである $s_2(t)$ の変調方式は16QAMであるものとする。このときの $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ については、図119の説明のときと同様であるので、説明を省略する。

図125において、位相変更部（11901）は、マッピング後の変調信号307B（ $s_2(t)$ ：変調方式16QAM）、制御信号（10700）を入力とし、制御信号（10700）に基づき、マッピング後の変調信号307Bに対し、位相変更を施し、位相変更後の信号（11902B）を出力する。このとき、位相変更値を $e^{j\theta_s}$ とあらわすと、位相変更後の信号（11902B）は $s_2(t) \times e^{j\theta_s}$ とあらわされる。（ θ_s の単位はラジアンとする。）

パワー変更部（10701A）は、マッピング後の変調信号（307A）、制御信号（10700）を入力とし、制御信号（10700）に基づき、マッピング後の変調信号（307A）に対し、パワーの変更を行い、パワー変更後の信号（10702A）を出力する。このとき、パワー変更のための値を v とすると、パワー変更後の信号（10702A）は $s_1(t) \times v$ とあらわされる。（ v は0より大きい実数とする。）

パワー変更部（10701B）は、位相変更後の信号（11902B）、制御信号（10700）を入力とし、制御信号（10700）に基づき、位相変更後の信号（11902B）に対し、パワーの変更を行い、パワー変更後の信号（10702B）を出力する。このとき、パワー変更のための値を u とすると、パワー変更後の信号（10702B）は $s_2(t) \times e^{j\theta_s} \times u$ とあらわされる。（ u は0より大きい実数とする。0ラジアン $\leq \theta_s < 2\pi$ ラジアン）

重み付け合成部600は、重み付け方法に関する情報315に基づき、入力信号に対し、本明細書で記載した方法を例とする規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に基づくプリコーディングを施し、プリコーディング後の信号309A、309Bを出力する。

【1805】

図126は、図125における位相変更部（11901）が、マッピング後の16QAMの信号307Bに対し、位相変更を行ったときの、同相I－直交Q平面における、送信ビット（ b_0 、 b_1 、 b_2 、 b_3 ）と信号点の関係を示しており、16点の○（白丸）は、位相変更前の信号点であり、16点の●（黒丸）は、位相変更後の信号点であり、同相I－直交Q平面における座標は、図126に示したとおりである。

【1806】

図126に示すように、同相I－直交Q平面において、 $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 0)$ の位相変更前の信号点と原点で形成される線分と $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 0)$ の位相変更後の信号点と原点で形成される線分、で形成される位相を θ_{16} とすると、 $\theta_s = \theta_{16}$ が成立する。ただし、 $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 0)$ の位相変更前の信号点と原点で形成される線分が基準の線分とし、0ラジアン $\leq \theta_{16} < 2\pi$ ラジアンとなる。また、 $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 0)$ の位相変更前の信号点と原点で形成される線分の長さ l と $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 0)$ の位相変更後の信号点と原点で形成される線分の長さ l' は等しい。

【1807】

同様に、 $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 1)$ の位相変更前の信号点と原点で形成される線分と $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 1)$ の位相変更後の信号点と原点で形成される線分、で形成される位相を θ_{16} とすると、 $\theta_s = \theta_{16}$ が成立する。ただし、 $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 1)$ の位相変更前の信号点と原点で形成される線分が基準の線分とし、 $0 \text{ ラジアン} \leq \theta_{16} < 2\pi \text{ ラジアン}$ となる。また、 $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 1)$ の位相変更前の信号点と原点で形成される線分の長さ θ_{16} と $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 1)$ の位相変更後の信号点と原点で形成される線分の長さは等しい。

【1808】

そして、 $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 1, 0) \sim (1, 1, 1, 1)$ のときも、上述については、同様である。

図127は、図125とは異なる重み付け合成部（プリコーディング部）周辺の構成を示しており、図3、図107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。マッピング後の信号307Aおよび307Bについては上述と同様であるので、説明を省略する。

【1809】

パワー変更部（10701A）はマッピング後の信号307A（ $s_1(t)$ （変調方式QPSK））、制御信号（10700）を入力とし、制御信号（10700）に基づき、マッピング後の信号307A（ $s_1(t)$ ）に対し、パワーの変更を行い、パワー変更後の信号（10702A）を出力する。このとき、パワー変更のための値を v とすると、パワー変更後の信号（10702A）は $s_1(t) \times v$ とあらわされる。（ v は0より大きい実数とする）

パワー変更部（10701B）は、マッピング後の変調信号307B（ $s_2(t)$ ：変調方式16QAM）、制御信号（10700）を入力とし、制御信号（10700）に基づき、マッピング後の変調信号307Bに対し、パワーの変更を行い、パワー変更後の信号（10702B）を出力する。このとき、パワー変更のための値を u とすると、パワー変更後の信号（10702B）は $s_2(t) \times u$ とあらわされる。（ u は0より大きい実数とする。）

位相変更部（12101）は、パワー変更後の信号（10702B）（ $s_2(t) \times u$ ：変調方式16QAM）、制御信号（10700）を入力とし、制御信号（10700）に基づき、パワー変更後の信号（10702B）に対し、位相変更を施し、位相変更後の信号（12102B）を出力する。このとき、位相変更値を $e^{j\theta_s}$ とあらわすと、位相変更後の信号（12102B）は $s_2(t) \times u \times e^{j\theta_s}$ とあらわされる。（ θ_s の単位はラジアンとし、 $0 \text{ ラジアン} \leq \theta_s < 2\pi \text{ ラジアン}$ とする。）

重み付け合成部600は、重み付け方法に関する情報315に基づき、入力信号に対し、本明細書で記載した方法を例とする規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に基づくプリコーディングを施し、プリコーディング後の信号309A、309Bを出力する。

【1810】

図128は、図125における位相変更部（12101）が、パワー変更後の信号（10702B）（ $s_2(t) \times u$ ：変調方式16QAM）に対し、位相変更を行ったときの、同相I－直交Q平面における、送信ビット（ b_0, b_1, b_2, b_3 ）と信号点の関係を示しており、16点の○（白丸）は、位相変更前の信号点であり、16点の●（黒丸）は、位相変更後の信号点であり、同相I－直交Q平面における座標は、図128に示したとおりである。

【1811】

図128に示すように、同相I－直交Q平面において、 $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 0)$ の位相変更前の信号点と原点で形成される線分と $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 0)$ の位相変更後の信号点と原点で形成される線分、で形成される位相を θ_{16} とすると、 $\theta_s = \theta_{16}$ が成立する。ただし、 $(b_0, b_1, b_2, b$

10

20

30

40

50

3) = (0, 0, 0, 0) の位相変更前の信号点と原点で形成される線分が基準の線分とし、 $0 \text{ ラジアン} \leq \theta_{16} < 2\pi \text{ ラジアン}$ となる。また、 $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 0)$ の位相変更前の信号点と原点で形成される線分の長さとして、 $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 0)$ の位相変更前の信号点と原点で形成される線分の長さは等しい。

【1812】

同様に、 $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 1)$ の位相変更前の信号点と原点で形成される線分と $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 1)$ の位相変更後の信号点と原点で形成される線分、で形成される位相を θ_{16} とすると、 $\theta_s = \theta_{16}$ が成立する。ただし、 $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 1)$ の位相変更前の信号点と原点で形成される線分が基準の線分とし、 $0 \text{ ラジアン} \leq \theta_{16} < 2\pi \text{ ラジアン}$ となる。また、 $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 1)$ の位相変更前の信号点と原点で形成される線分の長さとして、 $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 0, 1)$ の位相変更後の信号点と原点で形成される線分の長さは等しい。

【1813】

そして、 $(b_0, b_1, b_2, b_3) = (0, 0, 1, 0) \sim (1, 1, 1, 1)$ のときも、上述については、同様である。なお、図126と図128は、信号点の I-Q 平面における座標が異なる。

次に、マッピング後の信号307Aである $s_1(t)$ の変調方式は QPSK、マッピング後の信号307Bである $s_2(t)$ の変調方式は 16QAM のとき、図125の位相変更部11901と図127の位相変更部12101の位相変更の与え方、つまり、 θ_{16} の設定方法について説明する。

【1814】

上述の図125、図127の説明のような動作のとき、上述で述べたように、QPSK の変調信号に対するパワー変更のために乗算する値は v であり、16QAM の変調信号に対するパワー変更のために乗算する値は u である。実施の形態 F1 において、I-Q 平面における QPSK の最小ユークリッド距離と I-Q 平面における 16QAM の最小ユークリッド距離とを等しくするために、 $v^2 : u^2 = 1 : 5$ にする方法について述べた。以降では、一例として、 $v^2 : u^2 = 1 : 5$ としたときの θ_{16} の設定方法について説明する。

【1815】

このとき、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列として、「実施の形態8」、「実施の形態9」、「実施の形態10」、「実施の形態18」、「実施の形態19」、「実施の形態C1」、「実施の形態C2」を含む、本明細書において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列の式において、 $\alpha = 1$ と設定する、プリコーディング行列を用いるものとする、 $\theta_{16} = 0 \text{ ラジアン}$ 、または、 $\pi/2 \text{ ラジアン}$ 、または、 $\pi \text{ ラジアン}$ 、または、 $(3 \times \pi)/2 \text{ ラジアン}$ と設定した場合、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ いずれも、図123のような I-Q 平面において、25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。

【1816】

$z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ いずれも、変調方式が QPSK の信号と 16QAM の信号が重み付け合成された信号であるので、QPSK で 2 ビット、16QAM で 4 ビットの計 6 ビットが伝送されると考えると、信号点が重ならない場合、64点の信号点が存在することになるが、図123では、信号点が重なるので、25点に縮退している。

$z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ は、図5のように異なるアンテナから送信されることになるが、このとき、送信アンテナ2本のうち、いずれか一方で送信した信号が、端末の受信装置において、伝播しないような状況を考える。このとき、図123のような I-Q 平面における信号点状況で送信すると、送信した計 6 ビットのうち、対数尤度比の絶対値が 0 となるビットが存在することになる (64点から25点に信号点が縮退しているため)。

すると、受信装置において、誤り訂正復号を行っても、誤り訂正が行われないことがあり、受信装置において、データの受信品質がわるいことになる。この課題を解決するためには、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ 、いずれも、 $I-Q$ 平面において、 $64 (= 2^6)$ 点が存在し、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ 、いずれも、 64 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ようにする必要がある。

【1817】

そこで、 θ_{16} を、 $\pi/6$ ラジアン、または、 $\pi/3$ ラジアン、または、 $(2 \times \pi)/3$ ラジアン、または、 $(5 \times \pi)/6$ ラジアン、または、 $(7 \times \pi)/6$ ラジアン、または、 $(4 \times \pi)/3$ ラジアン、または、 $(5 \times \pi)/3$ ラジアン、または、 $(11 \times \pi)/6$ ラジアンのいずれかに設定した場合、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ いずれも、図 124 のような $I-Q$ 平面において、 64 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、一般化すると、 θ_4 を、 $\pi/6 + n \times \pi$ ラジアン、または、 $\pi/3 + n \times \pi$ ラジアン、または、 $(2 \times \pi)/3 + n \times \pi$ ラジアン、または、 $(5 \times \pi)/6 + n \times \pi$ ラジアンのいずれかに設定することになる (n は整数)。

【1818】

このようにすると、 $z_1(t)$ の平均電力 (平均値、および、 $z_2(t)$ の平均電力 (平均値) を一定とした条件において、 $I-Q$ 平面において、 64 点の信号点における最小ユークリッド距離は最大となる。

したがって、 θ_{16} を上記に示したような値に設定すると、いずれか一方で送信した信号が、受信装置において、伝播しないような状況においても、 64 点の信号点の区別ができる可能性が高くなるため、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。なお、上述の説明では、一例として、 $v^2 : u^2 = 1 : 5$ のときを例に説明したが、いずれか一方で送信した信号が、受信装置において、伝播しないような状況では、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高いが、他の電波伝搬環境では、 $v^2 < u^2$ であるが、 $v^2 : u^2 = 1 : 5$ でないときのほうが、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高いことがある。したがって、複数の電波伝搬環境を考慮した場合、 $v^2 < u^2$ を満たし、 θ_{16} を、 $\pi/6$ ラジアン、または、 $\pi/3$ ラジアン、または、 $(2 \times \pi)/3$ ラジアン、または、 $(5 \times \pi)/6$ ラジアン、または、 $(7 \times \pi)/6$ ラジアン、または、 $(4 \times \pi)/3$ ラジアン、または、 $(5 \times \pi)/3$ ラジアン、または、 $(11 \times \pi)/6$ ラジアン (θ_4 を、 $\pi/6 + n \times \pi$ ラジアン、または、 $\pi/3 + n \times \pi$ ラジアン、または、 $(2 \times \pi)/3 + n \times \pi$ ラジアン、または、 $(5 \times \pi)/6 + n \times \pi$ ラジアンのいずれかに設定することになる (n は整数) のいずれかに設定すること、複数の電波伝搬環境で、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高い。ただし、 θ_{16} を、 0 ラジアン、 $3\pi/2$ ラジアン、 π ラジアン、 $(3\pi)/2$ ラジアンの 4 つの値以外で、優れたデータの受信品質を得ることができる値が存在する可能性がある。

【1819】

また、「実施の形態 8」、「実施の形態 9」、「実施の形態 10」、「実施の形態 18」、「実施の形態 19」、「実施の形態 C1」、「実施の形態 C2」を含む、本明細書において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列の式において、 $\alpha \neq 1$ と設定し、 $v^2 < u^2$ を満たし、 θ_{16} を、 0 ラジアン、 $3\pi/2$ ラジアン、 π ラジアン、 $(3\pi)/2$ ラジアンの 4 つの値以外で、優れたデータの受信品質を得ることができる値が存在する可能性がある。

【1820】

次に、本実施の形態における受信装置の動作について説明する。

上述で説明した、図 119、図 121 の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したとき、図 5 から、以下の関係を導くことができる。

【1821】

【数 6 9 7】

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} ve^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_s} \times s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} \quad \dots (\# I 1) \\
 &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_s} \times s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

10

【1 8 2 2】

上述で説明した、図 1 2 5、図 1 2 7 の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したとき、図 5 から、以下の関係を導くことができる。

【1 8 2 3】

【数 6 9 8】

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} ve^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ e^{j\theta_s} \times s_2(t) \end{pmatrix} \quad \dots (\# I 2) \\
 &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ e^{j\theta_s} \times s_2(t) \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

20

【1 8 2 4】

なお、F [t] は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したとき、時間 t に用いたプリコーディング行列である。受信装置は、上述で示した、r 1 (t)、r 2 (t) と s 1 (t)、s 2 (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、実施の形態 A 1 から A 5 等で説明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。

30

【1 8 2 5】

本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング行列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行列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。

40

【1 8 2 6】

よって、時間軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合、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。そして、周波数軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合、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。

50

【1827】

また、時間一周波数軸方向で、プリコーディング行列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規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法は、本明細書で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に限定されるものではない。そして、プリコーディング行列を固定の方式（したがって、プリコーディング行列 $F(t)$ は、 t （または f ）の関数ではない方式）に対して、本実施の形態の $s_1(t)$ の平均電力および $s_2(t)$ の平均電力の設定、および、マッピングした信号に対し、位相変更を行うことを適用しても、受信装置において、データの受信品質が改善するという効果を得ることができる可能性がある。

10

【1828】

なお、本実施の形態では、図119、図125において、位相変更部を記載したが、図119、図125において、位相変更を設置せず、図3、図4、図13、図40等で示したマッピング部が、位相変更後実施後のマッピング後の信号を出力してもよい。この点については、実施の形態1で記載しているとおりである。

本実施の形態における、プリコーディングホッピング方法（規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法）のための周期を N としたとき、 N 個の異なるプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸方向に $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した N 個の異なるプリコーディング行列 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ を OFDM 伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態1と同様に、周波数軸、周波数－時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、 N 個の異なるプリコーディング行列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 個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

20

（実施の形態 I 2）

実施の形態 F 1、実施の形態 I 1 では、 s_1 の変調方式、 s_2 の変調方式をそれぞれ QPSK、16QAM（または、16QAM、QPSK）のときの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について説明した。本実施の形態では、 s_1 の変調方式、 s_2 の変調方式をそれぞれ QPSK、16QAM としたときと同等のデータ伝送速度となる場合として、 s_1 、 s_2 の両者の変調方式を 8QAM（8 Quadrature Amplitude Modulation）としたときの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について説明する。

30

【1829】

本実施の形態は、実施の形態9、実施の形態18で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用するものとする。本実施の形態では、実施の形態9、実施の形態18の説明において、 s_1 の変調方式を 8QAM、 s_2 の変調方式を 8QAM とする。図129に、同相 I－直交 Q 平面における 8QAM の信号点配置を示す。図129において、平均送信電力を z と設定する場合、図129における u の値は、次式で与えられる。

40

【1830】

【数699】

$$u = z \times \sqrt{\frac{2}{3}} \dots (\# I 3)$$

50

【1831】

なお、QPSKのときに平均電力を z と設定した場合に用いられる係数は式(273)に示されており、16QAMのときに平均電力を z と設定した場合に用いられる係数は式(272)に示されており、64QAMのときに平均電力を z と設定した場合に用いられる係数は式(481)に示されており、送信装置が、変調方式として、QPSK、16QAM、64QAM、8QAMが選択可能であり、8QAMの平均電力とQPSK、16QAM、64QAMの平均電力と同一とするためには、式(#I3)は重要な値となる。

【1832】

図129において、送信する3ビットである b_0 、 b_1 、 b_2 が“ $b_0 \ b_1 \ b_2$ ” = “000”のとき、信号点として、12901が選択され、信号点12901に相当する I 、 Q ($I = 1 \times u$ 、 $Q = 1 \times u$) が、8QAMの同相成分(I)、直交成分(Q)となる。“ $b_0 \ b_1 \ b_2$ ”が“001”から“111”のときも同様に、8QAMの同相成分(I)、直交成分(Q)が生成される。

【1833】

次に、 s_1 の変調方式が8QAM、 s_2 の変調方式が8QAMのときの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について説明する。(なお、本実施の形態における規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法については、実施の形態9、実施の形態18に述べられている。)

実施の形態8で述べたように周期 N (N は自然数)の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、式(82)～式(85)を参考にした、周期 N のために用意するプリコーディング行列 $F[i]$ ($i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は0以上 $N-1$ 以下の整数))を次式であらわす。

【1834】

【数700】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \cdots \quad (\#I4)$$

【1835】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は0以上 $N-1$ 以下の整数)となる。($\alpha > 0$ であるものとする。) 本実施の形態では、ユニタリ行列を扱うので、式(#I4)のプリコーディング行列は次式であらわすことができる。

【1836】

【数701】

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \cdots \quad (\#I5)$$

【1837】

このとき、 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は0以上 $N-1$ 以下の整数)となる。($\alpha > 0$ であるものとする。) 実施の形態18で述べたように、良好なデータの受信品質を得るためには<条件#53><条件#54><条件#55><条件#56>を満たすとよい(必ずしもすべてを満たす必要はない)。

【1838】

次に、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列が式(#I5)のようにあらわされたとき、適切な α の値の一例につい

10

20

30

40

50

て説明する。

実施の形態 I 1 で説明したように、プリコーディング後に得られるプリコーディング後の信号 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ (t : 時間) とあらわす。このとき、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ は、同一周波数 (同一 (サブ) キャリア) の信号であり、異なるアンテナから送信される (なお、ここでは、一例として時間軸の信号を例に説明するが、実施の形態 I 1 で説明したように、 $z_1(f)$ 、 $z_2(f)$ (f は (サブ) キャリア) であってもよい。このとき、 $z_1(f)$ 、 $z_2(f)$ は、同一時間の信号であり、異なるアンテナから送信される。)

$z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ いずれも、変調方式が 8 QAM の信号と 8 QAM の信号が重み付け合成された信号であるので、8 QAM で 3 ビット、2 系統で、計 6 ビットが伝送されると考えると、信号点が重ならない場合、64 点の信号点が存在することになる。

【1839】

図 130 は、式 (# I 5) において、適切な α の値の一例である $\alpha = 3/2$ (または、 $2/3$) としたときのプリコーディング後の信号 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ の同相 I ー 直交 Q 平面における信号点の一例を示している。図 130 に示すように、 $\alpha = 3/2$ (または、 $2/3$) とすると、隣接する信号点の信号点の距離が等しい場合が多く、これにより、64 点の信号点が、同相 I ー 直交 Q 平面において、密に配置されることになる。

【1840】

ここで、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ は、図 5 のように異なるアンテナから送信されることになるが、このとき、送信アンテナ 2 本のうち、いずれか一方で送信した信号が、端末の受信装置において、伝播しないような状況を考える。図 130 では、実施の形態 I 1 で説明したような、信号点の縮退が発生しておらず、また、64 点の信号点が、同相 I ー 直交 Q 平面において、密に配置されていることから、受信装置において、検波、および、誤り訂正復号を行った結果、高いデータの受信品質を得ることができるという効果を得ることができる。

【1841】

次に、図 129 と異なる信号点配置の 8 QAM について説明する。実施の形態 9、実施の形態 18 で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用するものとし、 s_1 の変調方式を 8 QAM、 s_2 の変調方式を 8 QAM とする。図 131 に、図 129 とは異なる同相 I ー 直交 Q 平面における 8 QAM の信号点配置を示す。図 131 において、平均送信電力を z と設定する場合、図 131 における v の値は、次式で与えられる。

【1842】

【数 702】

$$v = z \times \frac{2}{\sqrt{11}} \quad \dots (\# I 6)$$

【1843】

なお、QPSK のときに平均電力を z と設定した場合に用いられる係数は式 (273) に示されており、16 QAM のときに平均電力を z と設定した場合に用いられる係数は式 (272) に示されており、64 QAM のときに平均電力を z と設定した場合に用いられる係数は式 (481) に示されており、送信装置が、変調方式として、QPSK、16 QAM、64 QAM、8 QAM が選択可能であり、8 QAM の平均電力と QPSK、16 QAM、64 QAM の平均電力と同一とするためには、式 (# I 6) は重要な値となる。

【1844】

図 131 において、送信する 3 ビットである b_0 、 b_1 、 b_2 が “ $b_0 \ b_1 \ b_2$ ” = “000” のとき、信号点として、13101 が選択され、信号点 13101 に相当す

10

20

30

40

50

る I 、 Q ($I = 2 \times v$ 、 $Q = 2 \times v$) が、8 QAM の同相成分 (I)、直交成分 (Q) となる。“ $b_0 \ b_1 \ b_2$ ” が “ $0 \ 0 \ 1$ ” から “ $1 \ 1 \ 1$ ” のときも同様に、8 QAM の同相成分 (I)、直交成分 (Q) が生成される。

【1845】

次に、 s_1 の変調方式が 8 QAM、 s_2 の変調方式が 8 QAM のときの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について説明する。(なお、本実施の形態における規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法については、実施の形態 9、実施の形態 18 に述べられている。)

実施の形態 8 で述べたように周期 N (N は自然数) の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、式 (82) ~ 式 (85) を参考にした、周期 N のために用意するプリコーディング行列 $F[i]$ ($i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ (i は 0 以上 $N-1$ 以下の整数)) を上述のように式 (# I 4) であらわす。

【1846】

本実施の形態では、ユニタリ行列を扱うので、式 (# I 4) のプリコーディング行列は式 (# I 5) であらわすことができる。

実施の形態 18 で述べたように、良好なデータの受信品質を得るためには <条件 # 5 3> <条件 # 5 4> <条件 # 5 5> <条件 # 5 6> を満たすとよい (必ずしもすべてを満たす必要はない)。

【1847】

次に、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列が式 (# I 5) のようにあらわされたとき、適切な α の値の一例について説明する。

実施の形態 I 1 で説明したように、プリコーディング後に得られるプリコーディング後の信号 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ (t : 時間) とあらわす。このとき、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ は、同一周波数 (同一 (サブ) キャリア) の信号であり、異なるアンテナから送信される (なお、ここでは、一例として時間軸の信号を例に説明するが、実施の形態 I 1 で説明したように、 $z_1(f)$ 、 $z_2(f)$ (f は (サブ) キャリア) であってもよい。このとき、 $z_1(f)$ 、 $z_2(f)$ は、同一時間の信号であり、異なるアンテナから送信される。)

$z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ いずれも、変調方式が 8 QAM の信号と 8 QAM の信号が重み付け合成された信号であるので、8 QAM で 3 ビット、2 系統で、計 6 ビットが伝送されると考えると、信号点が重ならない場合、64 点の信号点が存在することになる。

【1848】

図 132 は、式 (# I 5) において、適切な α の値の一例である $\alpha = 3/2$ (または、 $2/3$) としたときのプリコーディング後の信号 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ の同相 I - 直交 Q 平面における信号点の一例を示している。図 132 に示すように、 $\alpha = 3/2$ (または、 $2/3$) とすると、隣接する信号点の信号点の距離が等しい場合が多く、これにより、64 点の信号点が、同相 I - 直交 Q 平面において、密に配置されることになる。

【1849】

ここで、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ は、図 5 のように異なるアンテナから送信されることになるが、このとき、送信アンテナ 2 本のうち、いずれか一方で送信した信号が、端末の受信装置において、伝播しないような状況を考える。図 132 では、実施の形態 I 1 で説明したような、信号点の縮退が発生しておらず、また、64 点の信号点が、同相 I - 直交 Q 平面において、密に配置されていることから、受信装置において、検波、および、誤り訂正復号を行った結果、高いデータの受信品質を得ることができるという効果を得ることができる。

【1850】

次に、本実施の形態における受信装置の動作について説明する。

上述で説明した、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したとき、図 5 から、以下の関係を導くことができる。

【1851】

【数703】

$$\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\ = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \dots (\#17)$$

【1852】

10

なお、 $F[t]$ は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したとき、時間 t に用いたプリコーディング行列である。受信装置は、上述で示した、 $r1(t)$ 、 $r2(t)$ 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、実施の形態A1からA5等で説明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。

【1853】

したがって、受信信号、チャネル推定値、プリコーディング行列に基づき、復調（検波）が行われることになる。なお、検波した結果得られるものは、ハード値（「0」「1」の結果）、ソフト値（対数尤度、または、対数尤度比）いずれであってもよく、検波して得られた結果ものに基づき、誤り訂正復号が行われることになる。

20

【1854】

本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング行列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行列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。

【1855】

30

よって、時間軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合、 $z1(t)$ 、 $z2(t)$ 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行列を切り替える場合、 $z1(f)$ 、 $z2(f)$ 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。また、時間一周波数軸方向で、プリコーディング行列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。

【1856】

本実施の形態における、プリコーディングホッピング方法（規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法）のための周期を N としたとき、 N 個の異なるプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸方向に $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した N 個の異なるプリコーディング行列 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態1と同様に、周波数軸、周波数一時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、 N 個の異なるプリコーディング行列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 個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

40

50

【1857】

つまり、実施の形態1、実施の形態5、実施の形態15等記載したように（図14、図23、図54参照）プリコーディング後の信号 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ （または、 $z_1(f)$ 、 $z_2(f)$ 、または、 $z_1(t, f)$ 、 $z_2(t, f)$ ）に対し、（例えば、シンボル単位で）並び替えを行ってもよい。

（実施の形態I3）

本実施の形態では、 s_1 、 s_2 の両者の変調方式を8QAM（8 QuadratureAmplitudeModulation）としたときの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について、実施の形態I2とは異なる規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について説明する。

10

【1858】

本実施の形態は、実施の形態10、実施の形態19で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用するものとする。本実施の形態では、実施の形態10、実施の形態19の説明において、 s_1 の変調方式を8QAM、 s_2 の変調方式を8QAMとする。図129に、同相I—直交Q平面における8QAMの信号点配置を示す。図129において、平均送信電力を z と設定する場合、図129における u の値は、式（#I3）で与えられる。なお、8QAMの同相成分（I）、直交成分（Q）が生成方法については、実施の形態I2と同様である。

【1859】

なお、QPSKのときに平均電力を z と設定した場合に用いられる係数は式（273）に示されており、16QAMのときに平均電力を z と設定した場合に用いられる係数は式（272）に示されており、64QAMのときに平均電力を z と設定した場合に用いられる係数は式（481）に示されており、送信装置が、変調方式として、QPSK、16QAM、64QAM、8QAMが選択可能であり、8QAMの平均電力とQPSK、16QAM、64QAMの平均電力と同一とするためには、式（#I3）は重要な値となる。

20

【1860】

次に、 s_1 の変調方式が8QAM、 s_2 の変調方式が8QAMのときの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について説明する。（なお、本実施の形態における規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法については、実施の形態10、実施の形態19に述べられている。）

30

実施の形態10で述べたように、周期 $2N$ のために用意するプリコーディング行列 $F[i]$ （ $i=0,1,2,\dots,2N-2,2N-1$ （ i は0以上 $2N-1$ 以下の整数））を次式であらわす。

【1861】

【数704】

$i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ のとき：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \cdots \quad (\#I8)$$

40

【1862】

$\alpha > 0$ であるものとし、（ i によらず）固定値であるものとする。

【1863】

【数 7 0 5】

$i=N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ のとき：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \cdot \dots \quad (\# I 9)$$

【1 8 6 4】

$\alpha > 0$ であるものとし、(i によらず)固定値であるものとする。(式(# I 8)の α と式(# I 9)の α は同一の値であるものとする。)($\alpha < 0$ であってもよい。)

10

実施の形態 1 9で述べたように、良好なデータの受信品質を得るためには<条件# 5 7><条件# 5 8><条件# 5 9><条件# 6 0><条件# 6 1><条件# 6 2><条件# 6 3>を満たすとよい(必ずしもすべてを満たす必要はない)。

【1 8 6 5】

次に、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列が式(# I 8)、式(# I 9)のようにあらわされたとき、適切な α の値の一例について説明する。

実施の形態 I 1、実施の形態 I 2で説明したように、プリコーディング後に得られるプリコーディング後の信号 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ (t :時間)とあらわす。このとき、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ は、同一周波数(同一(サブ)キャリア)の信号であり、異なるアンテナから送信される(なお、ここでは、一例として時間軸の信号を例に説明するが、実施の形態 I 1で説明したように、 $z_1(f)$ 、 $z_2(f)$ (f は(サブ)キャリア)であってもよい。このとき、 $z_1(f)$ 、 $z_2(f)$ は、同一時間の信号であり、異なるアンテナから送信される。)

20

$z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ いずれも、変調方式が 8 QAM の信号と 8 QAM の信号が重み付け合成された信号であるので、8 QAM で 3 ビット、2 系統で、計 6 ビットが伝送されると考えると、信号点が重ならない場合、64 点の信号点が存在することになる。

【1 8 6 6】

図 1 3 0 は、式(# I 8)、式(# I 9)において、適切な α の値の一例である $\alpha = 3/2$ (または、 $2/3$)としたときのプリコーディング後の信号 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ の同相 I ー 直交 Q 平面における信号点の一例を示している。図 1 3 0 に示すように、 $\alpha = 3/2$ (または、 $2/3$)とすると、隣接する信号点の信号点の距離が等しい場合が多く、これにより、64 点の信号点が、同相 I ー 直交 Q 平面において、密に配置されることになる。

30

【1 8 6 7】

ここで、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ は、図 5 のように異なるアンテナから送信されることになるが、このとき、送信アンテナ 2 本のうち、いずれか一方で送信した信号が、端末の受信装置において、伝播しないような状況を考える。図 1 3 0 では、実施の形態 I 1 で説明したような、信号点の縮退が発生しておらず、また、64 点の信号点が、同相 I ー 直交 Q 平面において、密に配置されていることから、受信装置において、検波、および、誤り訂正復号を行った結果、高いデータの受信品質を得ることができるという効果を得ることができる。

40

【1 8 6 8】

次に、図 1 2 9 と異なる信号点配置の 8 QAM について説明する。実施の形態 1 0、実施の形態 1 9 で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用するものとし、 s_1 の変調方式を 8 QAM、 s_2 の変調方式を 8 QAM とする。図 1 3 1 に、図 1 2 9 とは異なる同相 I ー 直交 Q 平面における 8 QAM の信号点配置を示す。図 1 3 1 において、平均送信電力を z と設定する場合、図 1 3 1 における v の値は、

50

式（＃ I 6）で与えられる。なお、8 Q A Mの同相成分（I）、直交成分（Q）が生成方法については、実施の形態 I 2と同様である。

【1869】

なお、Q P S Kのときに平均電力を z と設定した場合に用いられる係数は式（273）に示されており、16 Q A Mのときに平均電力を z と設定した場合に用いられる係数は式（272）に示されており、64 Q A Mのときに平均電力を z と設定した場合に用いられる係数は式（481）に示されており、送信装置が、変調方式として、Q P S K、16 Q A M、64 Q A M、8 Q A Mが選択可能であり、8 Q A Mの平均電力とQ P S K、16 Q A M、64 Q A Mの平均電力と同一とするためには、式（＃ I 6）は重要な値となる。

【1870】

次に、s 1の変調方式が8 Q A M、s 2の変調方式が8 Q A Mのときの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について説明する。（なお、本実施の形態における規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法については、実施の形態 10、実施の形態 19に述べられている。）

実施の形態 10で述べたように周期 $2N$ （ N は自然数）の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期 $2N$ のために用意するプリコーディング行列 $F[i]$ （ $i=0,1,2,\dots,2N-2,2N-1$ ）は上述のように式（＃ I 8）、式（＃ I 9）のようにあらわされる。

【1871】

実施の形態 19で述べたように、良好なデータの受信品質を得るためには＜条件＃ 5 7＞＜条件＃ 5 8＞＜条件＃ 5 9＞＜条件＃ 6 0＞＜条件＃ 6 1＞＜条件＃ 6 2＞＜条件＃ 6 3＞を満たすとよい（必ずしもすべてを満たす必要はない）。

次に、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列が式（＃ I 8）、式（＃ I 9）のようにあらわされたとき、適切な α の値の一例について説明する。

【1872】

実施の形態 I 1、実施の形態 I 2で説明したように、プリコーディング後に得られるプリコーディング後の信号 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ （ t ：時間）とあらわす。このとき、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ は、同一周波数（同一（サブ）キャリア）の信号であり、異なるアンテナから送信される（なお、ここでは、一例として時間軸の信号を例に説明するが、実施の形態 I 1で説明したように、 $z_1(f)$ 、 $z_2(f)$ （ f は（サブ）キャリア）であってもよい。このとき、 $z_1(f)$ 、 $z_2(f)$ は、同一時間の信号であり、異なるアンテナから送信される。）

$z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ いずれも、変調方式が8 Q A Mの信号と8 Q A Mの信号が重み付け合成された信号であるので、8 Q A Mで3ビット、2系統で、計6ビットが伝送されると考えると、信号点が重ならない場合、64点の信号点が存在することになる。

【1873】

図132は、式（＃ I 8）、式（＃ I 9）において、適切な α の値の一例である $\alpha=3/2$ （または、 $2/3$ ）としたときのプリコーディング後の信号 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ の同相I—直交Q平面における信号点の一例を示している。図130に示すように、 $\alpha=3/2$ （または、 $2/3$ ）とすると、隣接する信号点の信号点の距離が等しい場合が多く、これにより、64点の信号点が、同相I—直交Q平面において、密に配置されることになる。

【1874】

ここで、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ は、図5のように異なるアンテナから送信されることになるが、このとき、送信アンテナ2本のうち、いずれか一方で送信した信号が、端末の受信装置において、伝播しないような状況を考える。図132では、実施の形態 I 1で説明したような、信号点の縮退が発生しておらず、また、64点の信号点が、同相I—直交Q平面において、密に配置されていることから、受信装置において、検波、および、誤り訂正復号を行った結果、高いデータの受信品質を得ることができるという効果を得ること

10

20

30

40

50

ができる。

【1875】

次に、本実施の形態における受信装置の動作について説明する。

上述で説明した、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したとき、図5から、式(#17)以下の関係を導くことができる。なお、 $F[t]$ は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したとき、時間 t に用いたプリコーディング行列である。受信装置は、上述で示した、 $r_1(t)$ 、 $r_2(t)$ と $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ 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、実施の形態A1からA5等で説明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、チャン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。

10

【1876】

したがって、受信信号、チャンネル推定値、プリコーディング行列に基づき、復調(検波)が行われることになる。なお、検波した結果得られるものは、ハード値(「0」「1」の結果)、ソフト値(対数尤度、または、対数尤度比)いずれであってもよく、検波して得られた結果ものに基づき、誤り訂正復号が行われることになる。

【1877】

本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング行列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行列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。

20

【1878】

よって、時間軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合、 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ 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。そして、周波数軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合、 $z_1(f)$ 、 $z_2(f)$ 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。また、時間-周波数軸方向で、プリコーディング行列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。

30

【1879】

本実施の形態における、プリコーディングホッピング方法(規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法)のための周期を $2N$ としたとき、 $2N$ 個の異なるプリコーディング行列として、 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸方向に $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した $2N$ 個の異なるプリコーディング行列 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態1と同様に、周波数軸、周波数-時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、 $2N$ 個の異なるプリコーディング行列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 $2N$ 個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

40

【1880】

つまり、実施の形態1、実施の形態5、実施の形態15等記載したように(図14、図23、図54参照)プリコーディング後の信号 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ (または、 $z_1(f)$ 、 $z_2(f)$ 、または、 $z_1(t, f)$ 、 $z_2(t, f)$)に対し、(例えば、シンボル単位で)並び替えを行ってもよい。

50

本明細書において、BPSK、QPSK、8QAM、16QAM、64QAM等の変調方式を例に説明したが、変調方式はこれに限ったものではなく、PAM (Pulse Amplitude Modulation) を用いてもよく、また、I-Q平面における2個、4個、8個、16個、64個、128個、256個、1024個等の信号点の配置方法(2個、4個、8個、16個、64個、128個、256個、1024個等の信号点をもつ変調方式)は、本明細書で示した方法(例えば、QPSKの信号点配置、16QAMの信号点配置等)に限ったものではない。したがって、複数のビットに基づき同相成分と直交成分を出力するという機能がマッピング部での機能となり、その後、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を実施することが本発明の一つの有効な機能となる。

【1881】

(cyclic Q delayについて)

本明細書の中で記載したCyclic Q Delayの適用について述べている。非特許文献10において、Cyclic Q Delay (サイクリックQディレイ) の概要が記載されている。以下では、Cyclic Q Delayを用いたときの s_1 、 s_2 の生成方法の具体的な例について説明する。

図133は、変調方式が16QAMのときの同相I-直交Q平面における信号点の配置の一例を示している。入力ビットを b_0 、 b_1 、 b_2 、 b_3 としたとき、 b_0 b_1 b_2 b_3 は0000から1111の値のいずれかとなり、例えば、 b_0 b_1 b_2 b_3 が0000であらわされるとき、図133の13301の信号点を選択し、13301に基づく同相成分の値をベースバンド信号の同相成分とし、13301に基づく直交成分の値をベースバンド信号の直交成分とする。 b_0 b_1 b_2 b_3 が他の値であるときも同様にして、ベースバンド信号の同相成分と直交成分を生成する。

図134は、サイクリックQディレイを適用したときの(バイナリー) データから変調信号 $s_1(t)$ (t : 時間) (または、 $s_1(f)$ 、 f : 周波数) および $s_2(t)$ (t : 時間) (または、 $s_2(f)$ 、 f : 周波数) を生成するための信号生成部の構成の一例を示している。

【1882】

マッピング部13402は、データ13401、および、制御信号13406を入力とし、制御信号13406に基づく変調方式、例えば、変調方式として16QAMが選択されている場合、図133の規則にしたがって、マッピングを行い、マッピング後のベースバンド信号の同相成分13403__Aおよび直交成分13403__Bを出力する。なお、変調方式は16QAMに限ったものではなく、他の変調方式の場合も同様を実施することができる。

このとき、図133における b_0 、 b_1 、 b_2 、 b_3 に対応する時点1のデータを b_{01} 、 b_{11} 、 b_{21} 、 b_{31} であらわすものとする。マッピング部13402は、時点1のデータを b_{01} 、 b_{11} 、 b_{21} 、 b_{31} にもとづき、時点1のベースバンド信号の同相成分I1および直交成分Q1を出力する。同様に、マッピング部13402は、時点2のベースバンド信号の同相成分I2および直交成分Q2、・・・を出力する。

記憶および信号入れ替え部13404は、ベースバンド信号の同相成分13403__Aおよび直交成分13403__B、制御信号13406を入力とし、制御信号13406に基づき、ベースバンド信号の同相成分13403__Aおよび直交成分13403__Bを記憶、信号の組み替えを行い、変調信号 $s_1(t)$ (13405__A) および変調信号 $s_2(t)$ (13405__B) を出力する。なお、変調信号 $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ の生成方法については、以下で詳細に説明を行う。

【1883】

明細書で記載したように、変調信号 $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ に対し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用することになる。このとき、本明細書で示したように、いずれかの段階で、位相変更、パワー変更、信号入れ替え等の信号処理を施してもよい。そして、変調信号 $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ に対し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用することで得られた変調信号 r

10

20

30

40

50

1 (t) および r 2 (t) は、同一 (共通) 時間に、同一周波数帯域を用いて送信される。

なお、上述では、時間軸 t で説明したが、OFDM 等のマルチキャリア伝送方式を用いたときは、s 1 (t)、s 2 (t) を s 1 (f)、s 2 (f) (f: (サブ) キャリア) と考えることができる。このとき、変調信号 s 1 (f)、s 2 (f) に対し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用することで得られた変調信号 r 1 (f) および r 2 (f) は、同一 (共通) 時間に送信される (当然、r 1 (f)、r 2 (f) は同一周波数帯域の信号である。)。また、本明細書で示したように、s 1 (t)、s 2 (t) を s 1 (t, f)、s 2 (t, f) と考えることもできる。

次に、変調信号 s 1 (t)、s 2 (t) の生成方法について説明する。図 135 は、サイクリック Qディレイを用いたときの、s 1 (t)、s 2 (t) の生成方法の第 1 の例である。

【1884】

図 135 (a) は、図 134 のマッピング部 13402 で得られた、ベースバンド信号の同相成分および直交成分を示している。図 135 (a) に示されているように、また、図 134 のマッピング部 13402 の説明を行ったように、時点 1 のベースバンド信号の同相成分 I 1 および直交成分 Q 1、時点 2 のベースバンド信号の同相成分 I 2 および直交成分 Q 2、時点 3 のベースバンド信号の同相成分 I 3 および直交成分 Q 3、・・・の順に、マッピング部 13402 はベースバンド信号の同相成分および直交成分を出力する。

図 135 (b) は、図 134 の記憶および信号入れ替え部 13404 において、信号入れ替えを行ったときのベースバンド信号の同相成分と直交成分のセットの例を示している。図 135 (b) では、時点 1 と時点 2、時点 3 と時点 4、時点 5 と時点 6、つまり、時点 2i+1 と時点 2i+2 (i は 0 以上の整数) をセットとし、セット内、例えば、時点 1 と時点 2 において、ベースバンド信号の直交成分の入れ替えを行っている。

したがって、ベースバンド信号の同相成分は信号の入れ替えを行っていないため、時点 1 のベースバンド信号の同相成分は I 1、時点 2 のベースバンド信号の同相成分は I 2、時点 3 のベースバンド信号の同相成分は I 3、・・・となっている。

そして、ベースバンド信号の直交成分はセット内内で信号の入れ替えを行っているので、時点 1 のベースバンド信号の直交成分は Q 2、時点 2 のベースバンド信号の直交成分は Q 1、時点 3 のベースバンド信号の直交成分は Q 4、時点 4 のベースバンド信号の直交成分は Q 3、・・・となる。

【1885】

図 135 (c) は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したする際、プリコーディング前の変調信号 s 1 (t)、s 2 (t) の構成の一例を示している。例えば、図 135 (c) に示すように、図 135 (b) のように生成したベースバンド信号を交互に、s 1 (t)、s 2 (t) に割り当てる。したがって、s 1 (t) の第 1 スロットは (I 1, Q 2)、s 2 (t) の第 1 スロットは (I 2, Q 1) となる。s 1 (t) の第 2 スロットは (I 3, Q 4)、s 2 (t) の第 2 スロットは (I 4, Q 3)、・・・となる。

なお、図 135 は、時間軸方向を例に説明しているが、周波数軸方向であっても同様に実施することができる (上述で説明したとおりである)。このとき、s 1 (f)、s 2 (f) と記述することになる。

そして、第 N スロットの s 1 (t) と第 N スロットの s 2 (t) に対し、規則的にプリコーディング方法を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディングが行われ、第 N スロットのプリコーディング後の信号 r 1 (t)、r 2 (t) を得るになる。この点については、本明細書の中で説明したとおりである。

【1886】

図 136 は、図 135 の第 N スロットの s 1 (t)、s 2 (t) を得るための、図 134 とは異なる構成方法を示している。マッピング部 13602 は、データ 13601、制御信号 13604 を入力とし、制御信号 13604 に基づく変調方式に基づく、例えば、

図135の入れ替えを考慮したマッピングを行い、マッピング後の信号（ベースバンド信号の同相成分および直交成分）を生成し、マッピング後の信号から変調信号 $s_1(t)$ （13603__A）および変調信号 $s_2(t)$ （13603__B）を生成し、出力する。なお、変調信号 $s_1(t)$ （13603__A）は、図134の変調信号13405__Aと同一であり、また、変調信号 $s_2(t)$ （13603__B）は、図134の変調信号13405__Bと同一であり、図135（c）に示したとおりである。したがって、変調信号 $s_1(t)$ （13603__A）の第1スロットは（I1, Q2）、変調信号 $s_2(t)$ （13603__B）の第1スロットは（I2, Q1）となり、変調信号 $s_1(t)$ （13603__A）の第2スロットは（I3, Q4）、変調信号 $s_2(t)$ （13603__B）の第2スロットは（I4, Q3）、・・・となる。

10

補足のために、図136のマッピング部13602における、変調信号 $s_1(t)$ （13603__A）の第1スロット（I1, Q2）、変調信号 $s_2(t)$ （13603__B）の第1スロット（I2, Q1）の生成方法について説明する。

図136において、13601はデータとなるが、時点1におけるデータを b_{01} 、 b_{11} 、 b_{21} 、 b_{31} 、時点2のデータを b_{02} 、 b_{12} 、 b_{22} 、 b_{32} とする。図136のマッピング部13602は、 b_{01} 、 b_{11} 、 b_{21} 、 b_{31} および b_{02} 、 b_{12} 、 b_{22} 、 b_{32} から、上記で説明したI1、Q1、I2、Q2を生成する。そして、図136のマッピング部13602は、I1、Q1、I2、Q2から変調信号 $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ を生成することができる。

20

【1887】

図137は、図135の第Nスロットの $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ を得るための、図134、図136とは異なる構成方法を示している。マッピング部13701__Aは、データ13601、制御信号13604を入力とし、制御信号13604に基づく変調方式に基づく、例えば、図135の入れ替えを考慮したマッピングを行い、マッピング後の信号（ベースバンド信号の同相成分および直交成分）を生成し、マッピング後の信号から変調信号 $s_1(t)$ （13603__A）を生成し、出力する。マッピング部13701__Bは、データ13601、制御信号13604を入力とし、制御信号13604に基づく変調方式に基づく、例えば、図135の入れ替えを考慮したマッピングを行い、マッピング後の信号（ベースバンド信号の同相成分および直交成分）を生成し、マッピング後の信号から変調信号 $s_2(t)$ （13603__B）を生成し、出力する。

30

なお、マッピング部13701__Aの入力であるデータ13601とマッピング部13701__Bの入力であるデータ13601は、当然、同一のデータである。また、変調信号 $s_1(t)$ （13603__A）は、図134の変調信号13405__Aと同一であり、また、変調信号 $s_2(t)$ （13603__B）は、図134の変調信号13405__Bと同一であり、図135（c）に示したとおりである。

【1888】

したがって、変調信号 $s_1(t)$ （13603__A）の第1スロットは（I1, Q2）、変調信号 $s_2(t)$ （13603__B）の第1スロットは（I2, Q1）となり、変調信号 $s_1(t)$ （13603__A）の第2スロットは（I3, Q4）、変調信号 $s_2(t)$ （13603__B）の第2スロットは（I4, Q3）、・・・となる。

40

補足のために、図137のマッピング部13701__Aにおける、変調信号 $s_1(t)$ （13603__A）の第1スロット（I1, Q2）の生成方法について説明する。図137において、13601はデータとなるが、時点1におけるデータを b_{01} 、 b_{11} 、 b_{21} 、 b_{31} 、時点2のデータを b_{02} 、 b_{12} 、 b_{22} 、 b_{32} とする。図137のマッピング部13701__Aは、 b_{01} 、 b_{11} 、 b_{21} 、 b_{31} および b_{02} 、 b_{12} 、 b_{22} 、 b_{32} から、上記で説明したI1、Q2を生成する。そして、図137のマッピング部13701__Aは、I1、Q2から変調信号 $s_1(t)$ を生成することができる。

【1889】

図137のマッピング部13701__Bにおける、変調信号 $s_2(t)$ （13603__B）の第1スロット（I2, Q1）の生成方法について説明する。図137において、1

50

3601はデータとなるが、時点1におけるデータを b_{01} 、 b_{11} 、 b_{21} 、 b_{31} 、時点2のデータを b_{02} 、 b_{12} 、 b_{22} 、 b_{32} とする。図137のマッピング部13701__Bは、 b_{01} 、 b_{11} 、 b_{21} 、 b_{31} および b_{02} 、 b_{12} 、 b_{22} 、 b_{32} から、上記で説明したI2、Q1を生成する。そして、図137のマッピング部13701__Bは、I2、Q1から $s_2(t)$ を生成することができる。

次に、サイクリックQディレイを用いたときの $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ の生成方法の図135とは異なる、第2の例を図138に示す。なお、図138において、図135と同一のもの（ベースバンド信号の同相成分および直交成分）については、同一の記号を付している。

【1890】

図138(a)は、図134のマッピング部13402で得られた、ベースバンド信号の同相成分および直交成分を示している。図138(a)は、図135(a)と同一であるので、説明は省略する。

図138(b)は、信号入れ替えを行う前の $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ のベースバンド信号の同相成分および直交成分の構成を示しており、図138(b)では、時点 $2i+1$ のベースバンド信号は $s_1(t)$ に割り当てられ、時点 $2i+2$ のベースバンド信号は $s_2(t)$ に割り当てられている(i は0以上の整数)。

図138(c)は、図134の記憶および信号入れ替え部13404において、信号入れ替えを行ったときのベースバンド信号の同相成分と直交成分のセットの例を示している。図138(c)の特徴(図135と異なる点)は、 $s_1(t)$ 内で信号入れ替え、および、 $s_2(t)$ 内で信号入れ替えを行っている点である。

【1891】

したがって、図138(c)では、図138(b)に対し、 $s_1(t)$ において、Q1とQ3の入れ替えを行っており、Q5とQ7の入れ替えを行っており、以降同様の入れ替えを行う。また、図138(c)では、図138(b)に対し、 $s_2(t)$ において、Q2とQ4の入れ替えを行っており、Q6とQ8の入れ替えを行っており、以降同様の入れ替えを行う。

よって、 $s_1(t)$ の第1スロットのベースバンド信号の同相成分はI1、直交成分はQ3となり、 $s_2(t)$ の第1スロットのベースバンド信号の同相成分はI2、直交成分はQ4となる。また、 $s_1(t)$ の第2スロットのベースバンド信号の同相成分はI3、直交成分はQ1となり、 $s_2(t)$ の第2スロットのベースバンド信号の同相成分はI4、直交成分はQ2となる。第3、第4スロットは図138(c)のようにあらわされることになり、以降のスロットも同様となる。

【1892】

そして、第Nスロットの $s_1(t)$ と第Nスロットの $s_2(t)$ に対し、定期的にプリコーディング方法を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディングが行われ、第Nスロットのプリコーディング後の信号 $r_1(t)$ 、 $r_2(t)$ を得るになる。この点については、本明細書の中で説明したとおりである。

図139は、図138の第Nスロットの $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ を得るための、図134とは異なる構成方法を示している。マッピング部13602は、データ13601、制御信号13604を入力とし、制御信号13604に基づく変調方式に基づく、例えば、図138の入れ替えを考慮したマッピングを行い、マッピング後の信号(ベースバンド信号の同相成分および直交成分)を生成し、マッピング後の信号から変調信号 $s_1(t)$ (13603__A)および変調信号 $s_2(t)$ (13603__B)を生成し、出力する。なお、変調信号 $s_1(t)$ (13603__A)は、図134の変調信号13405__Aと同一であり、また、変調信号 $s_2(t)$ (13603__B)は、図134の変調信号13405__Bと同一であり、図138(c)に示したとおりである。したがって、変調信号 $s_1(t)$ (13603__A)の第1スロットは(I1, Q3)、変調信号 $s_2(t)$ (13603__B)の第1スロットは(I2, Q4)となり、変調信号 $s_1(t)$ (13603__A)の第2スロットは(I3, Q1)、変調信号 $s_2(t)$ (13603__B)の第

10

20

30

40

50

2 スロットは (I 4, Q 2)、・・・となる。

【1893】

補足のために、図139のマッピング部13602における、変調信号 $s_1(t)$ (13603__A) の第1スロットは (I 1, Q 3)、変調信号 $s_2(t)$ (13603__B) の第1スロットは (I 2, Q 4)、変調信号 $s_1(t)$ (13603__A) の第2スロットは (I 3, Q 1)、変調信号 $s_2(t)$ (13603__B) の第1スロットは (I 4, Q 2)、の生成方法について説明する。

図139において、13601はデータとなるが、時点1におけるデータを b_{01} 、 b_{11} 、 b_{21} 、 b_{31} 、時点2のデータを b_{02} 、 b_{12} 、 b_{22} 、 b_{32} 、時点3のデータを b_{03} 、 b_{13} 、 b_{23} 、 b_{33} 、時点4のデータを b_{04} 、 b_{14} 、 b_{24} 、 b_{34} とする。図139のマッピング部13602は、 b_{01} 、 b_{11} 、 b_{21} 、 b_{31} および b_{02} 、 b_{12} 、 b_{22} 、 b_{32} および b_{03} 、 b_{13} 、 b_{23} 、 b_{33} および b_{04} 、 b_{14} 、 b_{24} 、 b_{34} から、上記で説明した I 1、Q 1、I 2、Q 2、I 3、Q 3、I 4、Q 4 を生成する。そして、図139のマッピング部13602は、I 1、Q 1、I 2、Q 2、I 3、Q 3、I 4、Q 4 から変調信号 $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ を生成することができる。

【1894】

図140は、図138の第Nスロットの $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ を得るための、図134、図139とは異なる構成方法を示している。分配部14001は、データ13601、制御信号13604を入力とし、制御信号13604に基づき、データを分配し、第1データ14002__Aおよび第2データ14002__Bを出力する。マッピング部13701__Aは、第1データ14002__A、制御信号13604を入力とし、制御信号13604に基づく変調方式に基づく、例えば、図138の入れ替えを考慮したマッピングを行い、マッピング後の信号（ベースバンド信号の同相成分および直交成分）を生成し、マッピング後の信号から変調信号 $s_1(t)$ (13603__A) を生成し、出力する。マッピング部13701__Bは、第2データ14002__B、制御信号13604を入力とし、制御信号13604に基づく変調方式に基づく、例えば、図138の入れ替えを考慮したマッピングを行い、マッピング後の信号（ベースバンド信号の同相成分および直交成分）を生成し、マッピング後の信号から変調信号 $s_2(t)$ (13603__B) を生成し、出力する。

変調信号 $s_1(t)$ (13603__A) の第1スロットは (I 1, Q 3)、変調信号 $s_2(t)$ (13603__B) の第1スロットは (I 2, Q 4) となり、変調信号 $s_1(t)$ (13603__A) の第2スロットは (I 3, Q 1)、変調信号 $s_2(t)$ (13603__B) の第2スロットは (I 4, Q 2)、・・・となる。

補足のために、図140のマッピング部13701__Aにおける、変調信号 $s_1(t)$ (13603__A) の第1スロット (I 1, Q 3)、第2スロット (I 3, Q 1) の生成方法について説明する。図140において、13601はデータとなるが、時点1におけるデータを b_{01} 、 b_{11} 、 b_{21} 、 b_{31} 、時点2のデータを b_{02} 、 b_{12} 、 b_{22} 、 b_{32} 、時点3のデータを b_{03} 、 b_{13} 、 b_{23} 、 b_{33} 、時点4のデータを b_{04} 、 b_{14} 、 b_{24} 、 b_{34} とする。分配部14001は、時点1におけるデータを b_{01} 、 b_{11} 、 b_{21} 、 b_{31} および時点3のデータを b_{03} 、 b_{13} 、 b_{23} 、 b_{33} を第1データ14002__Aとして出力し、時点2のデータを b_{02} 、 b_{12} 、 b_{22} 、 b_{32} および時点4のデータを b_{04} 、 b_{14} 、 b_{24} 、 b_{34} を第2データ802__Bとして出力する。図140のマッピング部13701__Aは、 b_{01} 、 b_{11} 、 b_{21} 、 b_{31} および b_{03} 、 b_{13} 、 b_{23} 、 b_{33} から、第1スロットは (I 1, Q 3)、第2スロット (I 3, Q 1) を生成することになる。第3スロット以降も同様の操作が行われる。

【1895】

図140のマッピング部13701__Bにおける、変調信号 $s_2(t)$ (13603__B) の第1スロット (I 2, Q 4)、第2スロット (I 4, Q 2) の生成方法について説

明する。図140のマッピング部13701—Bは、時点2のデータを b_{02} 、 b_{12} 、 b_{22} 、 b_{32} および時点4のデータを b_{04} 、 b_{14} 、 b_{24} 、 b_{34} から、第1スロットは(I_2 , Q_4)、第2スロット(I_4 , Q_2)を生成することになる。第3スロット以降も同様の操作が行われる。

以上、2つのサイクリックQディレイの方法について説明したが、図135のように、スロット内で信号入れ替えを行った場合、受信装置の復調(検波)部において、候補信号点の数を抑えることができるので、演算規模(回路規模)を少なくすることができる、という利点がある。一方、図138のように、 $s_1(t)$ の信号内、 $s_2(t)$ の信号内で信号入れ替えを行った場合、受信装置の復調(検波)部において、候補信号点の数が多くなるが、時間ダイバーシチゲイン(周波数軸上で入れ替えを行った場合、周波数ダイバーシチゲイン)を得ることができ、データの受信品質がさらに向上する可能性があるという利点がある。

【1896】

なお、上述の説明では、変調方式を16QAMとしたときを例に説明しているが、これに限ったものではなく、QPSK、8QAM、32QAM、64QAM、128QAM、256QAM等の変調方式の場合についても同様に実施することができる。

また、サイクリックQディレイの方法は、上述の2つの方法に限ったものではない。例えば、上述の2つの例では、いずれも、ベースバンド信号の直交成分について入れ替えを行っているが、同相成分を入れ替えてもよい。また、2つの時点で入れ替えを行っている(例えば、時点1と時点2でベースバンド信号の直交成分を入れ替える)を行っているが、複数の時点で、ベースバンド信号の同相成分または(「および」であってもよい)直交成分の信号入れ替えを行ってもよい。したがって、図135(a)のようにベースバンド信号の同相成分と直交成分を発生させ、サイクリックQディレイを行った場合、「時点 i のサイクリックQディレイ後のベースバンド信号の同相成分は I_i 、時点 i のサイクリックQディレイ後のベースバンド信号の直交成分は Q_j ($i \neq j$)とあらわせるシンボルが存在する」、または、「時点 i のサイクリックQディレイ後のベースバンド信号の同相成分は I_j 、時点 i のサイクリックQディレイ後のベースバンド信号の直交成分は Q_i ($i \neq j$)とあらわせるシンボルが存在する」、または、「時点 i のサイクリックQディレイ後のベースバンド信号の同相成分は I_j 、時点 i のサイクリックQディレイ後のベースバンド信号の直交成分は Q_k ($i \neq j$, $i \neq k$, $j \neq k$)とあらわせるシンボルが存在する」、ことになる。

【1897】

そして、上述で述べたサイクリックQディレイを施すことにより得られた変調信号 $s_1(t)$ (または、 $s_1(f)$ 、または、 $s_1(t, f)$)、変調信号 $s_2(t)$ (または、 $s_2(f)$ 、または、 $s_2(t, f)$)に対し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用することになる。(ただし、本明細書で示したように、いずれかの段階で、位相変更、パワー変更、信号入れ替え等の信号処理を施してもよい。)このとき、サイクリックQディレイを施すことにより得られた変調信号に対して適用する規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として、本明細書で説明したすべての規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用することが可能である。

【1898】

<実施の形態M>

本実施の形態では、例えば、本明細書で記載したように、放送局が規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いることによって得られた複数の変調信号を複数のアンテナから(同一周波数帯域を用い、同一時刻に)送信し、放送局が送信した複数の変調信号を受信する際の、家庭内への信号の引き込み方法の例について説明する。(なお、プリコーディング行列は、本明細書に記載したプリコーディング行列いずれであってもよく、また、本明細書とは異なるプリコーディング行列を用いた場合にも、本実施の形態の家庭内への信号の引き込み方法を実施することは可能である。加えて、本明

10

20

30

40

50

細書では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いた送信方法について説明しているが、本実施の形態で説明する家庭内への信号の引き込み方法は、規則的にプリコーディング行列を切り替えずにプリコーディングを施す場合、および、プリコーディングを施さない場合についても、実施することが可能である。）

図141に示す受信システム14101は、中継装置14102と家庭内のテレビ14103、14105から構成されており、特に、中継装置14102は、複数の住宅に対し、放送局が送信した変調信号を受信し、配信するための装置となる。なお、ここでは、一例として、テレビを例に説明するが、テレビに限ったものではなく、情報を必要とする端末であれば同様に実施することができる。

【1899】

中継装置14102は、放送波（放送局が送信した複数の変調信号）を受信する機能を備えており、中継装置14102は、テレビ14103へは1本のケーブル14104を通して受信した信号を送る機能と、テレビ14105へは2本のケーブル14106a、14106bを通して受信した信号を送る機能の両者を有していることが特徴となる。

なお、中継装置14102は、例えば、高層ビルなどの影響で電波受信が困難な住宅密集地のために、高層ビルの屋上などに建てられるという設置方法があり、これにより、各住宅では、放送局が送信した変調信号に対し、良好な受信品質を得ることができる。そして、放送局が同一周波数を用いて送信した複数の変調信号を、各住宅では、得るので、データの伝送速度が向上するという効果を得ることができる。

本明細書で説明しているように、放送局が、同一周波数帯の複数の変調信号を異なるアンテナを用いて送信した際、中継装置が、前記の複数の変調信号を受信し、家庭（住宅）に、1本の信号線を用いて中継する際の詳細の動作について、図142を用いて説明する。

【1900】

次に、図142を用いて、1本の信号で家庭内へ引き込む場合の詳細について説明する。

図142に示すように、中継装置14102は、2本のアンテナ#1、アンテナ#2を用いて、放送波（放送局が送信した複数の変調信号）を受信する。

周波数変換部14211は、アンテナ#1で受信した受信信号を中間周波数#1に変換する（この信号を中間周波数#1の信号と呼ぶ）。

周波数変換部14212は、アンテナ#2で受信した受信信号を中間周波数#2（中間周波数#1とは周波数帯が異なる）に変換する（この信号を中間周波数#2の信号と呼ぶ）。

そして、加算器14213は、中間周波数#1の信号と中間周波数#2の信号を加算する。したがって、周波数分割を行うことで、アンテナ#1で受信した受信信号とアンテナ#2で受信した受信信号を伝送することになる。

【1901】

テレビ14103では、分岐器14223にて1本の信号線からの信号を2本に分岐する。

そして、周波数変換部14221は、中間周波数#1に関する周波数変換を行い、ベースバンド信号#1を得る。したがって、ベースバンド信号#1は、アンテナ#1で受信した受信信号に相当する信号となる。

また、周波数変換部14222は、中間周波数#2に関する周波数変換を行い、ベースバンド信号#2を得る。したがって、ベースバンド信号#2は、アンテナ#2で受信した受信信号に相当する信号となる。

なお、家庭内への引き込みに使用される中間周波数#1および#2は、中継装置およびテレビの間で予め決められた周波数帯を用いてもよいし、中継装置14102が使用した中間周波数#1および#2に関する情報を、テレビ14103に対して何らかの通信媒体を用いて送信してもよい。また、テレビ14103が、中継装置14102に対し、使用して欲しい中間周波数#1および#2を何らかの通信媒体を用いて送信（指示）してもよ

10

20

30

40

50

い。

【1902】

MIMO検波部14224は、MLD（最尤検出,Maximum Likelihood Detection）などのMIMO用の検波を行い、各ビットの対数尤度比を得る。（この点については、他の実施の形態で説明したとおりである。）（ここでは、MIMO検波部と呼んでいるが、検波の信号処理は、一般に知られているMIMO検波部と同様の動作となるので、MIMO検波部と呼んでいる。ただし、家庭内への引き込みの伝送方法は、一般的なMIMOシステムとは異なり、アンテナ#1で受信した受信信号とアンテナ#2で受信した受信信号を周波数分割方式を用いて伝送している。以降では、このような場合についてもMIMO検波部と呼ぶが、「検波部」と考えればよい。）

10

なお、本明細書で記載したように、放送局が、定期的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法によって得られた複数の変調信号を複数のアンテナから送信している場合、他の実施の形態で説明したように、MIMO検波部14224は、プリコーディング行列の切り替えを反映させて、検波を行い、例えば、各ビットの対数尤度比を出力することになる。

【1903】

続いて、図143を用いて、2本の信号で家庭内へ引き込む場合の例（方法1～方法2）について説明する。

（方法1：中間周波数で引き込み）

方法1は、図143に示すように、アンテナ#1で受信した受信信号を中間周波数#1の信号に変換し、アンテナ#2で受信した受信信号を中間周波数#2の信号に変換し、中間周波数#1の信号と中間周波数#2の信号を別々の信号線（14106aおよび1506b）で、家庭内のテレビ14105へと引き込むものである。この場合、中間周波数#1と中間周波数#2とは同一の周波数であってもよいし、異なる周波数であってもよい。

20

（方法2：RF周波数で引き込み）

方法2は、アンテナ#1で受信した受信信号、および、アンテナ#2で受信した受信信号いずれも中継装置が受信した周波数（RF周波数）のままで家庭内に引き込むものである。すなわち、図144に示すように、中継装置14102において、アンテナ#1で受信した受信信号、および、アンテナ#2で受信した受信信号は、それぞれ、周波数変換機能を有さない中継部14411、14412を経由し、そして、ケーブル（信号線）14106a、ケーブル（信号線）14106bを経る。したがって、アンテナ#1で受信した受信信号、および、アンテナ#2で受信した受信信号は、RF周波数のままで家庭内のテレビ14105に引き込まれることになる。なお、中継部14411、14412において波形整形（帯域制限、ノイズ除去等）を行っても構わない。

30

【1904】

なお、家庭内への信号引き込み方法において、テレビ側で中継された受信信号が中間周波数を利用しているか、あるいは、RF周波数を使用しているか、を判断し、使用している周波数によって、適宜動作を切り替える構成も考えられる。

図145に示すように、テレビ14501は、判定部14531を備える。判定部14531は、受信した受信信号レベルをモニタすることで、受信信号が中間周波数を使用しているか、あるいは、RF周波数を使用しているか、を判定する。

40

中間周波数を使用していると判定すると、判定部14531は、制御信号14532により、周波数変換部14221に中間周波数#1に関する周波数変換を行うように指示し、周波数変換部14222に中間周波数#2に関する周波数変換を行うように指示する。

RF周波数を使用していると判定すると、判定部14531は、制御信号14532により、周波数変換部14221、14222にRF周波数に関する周波数変換を行うように指示する。

そして、周波数変換後の信号は、MIMO検波部14224により自動的に検波されることとなる。

50

なお、判定部 1 4 5 3 1 による自動判定ではなく、テレビ 1 4 5 0 1 が備えるスイッチ（例えば、スイッチ）により、家庭内への引き込み方に関する設定（「信号線を 1 本としているか、あるいは、信号線を複数本としているか」、「RF 周波数を使用しているか、あるいは、中間周波数を使用しているか」など）が行えるようにしても構わない。

【1 9 0 5】

図 1 4 1 から図 1 4 5 を用いて、放送局が同一周波数帯域の複数の変調信号を複数のアンテナを用いて送信した際、中継装置を介し、家庭内に信号線を引き込む方法について説明したが、本明細書で説明したように、放送局は、「同一周波数帯域の複数の変調信号を複数のアンテナを用いて送信する送信方法」と「一つの変調信号を一つのアンテナ（または、複数のアンテナ）を用いて送信する送信方法」を適宜切り替える、あるいは、周波数分割を行い、例えば、周波数帯域 A では「同一周波数帯域の複数の変調信号を複数のアンテナを用いて送信する送信方法」を用い、周波数帯域 B では「一つの変調信号を一つのアンテナ（または、複数のアンテナ）を用いて送信する送信方法」というように、変調信号を送信する場合を考えることができる。

10

放送局が「同一周波数帯域の複数の変調信号を複数のアンテナを用いて送信する送信方法」と「一つの変調信号を一つのアンテナ（または、複数のアンテナ）を用いて送信する送信方法」を適宜切り替えている場合において、「同一周波数帯域の複数の変調信号を複数のアンテナを用いて送信する送信方法」を用いている場合は、上述で説明したように、家庭内に「信号線を 1 本、あるいは、信号線を複数本」で引き込む方法のいずれかにより、テレビは、放送局が送信したデータを得ることができる。

20

【1 9 0 6】

そして、「一つの変調信号を一つのアンテナ（または、複数のアンテナ）を用いて送信する送信方法」を用いている場合、同様に、家庭内に「信号線を 1 本、あるいは、信号線を複数本」で引き込む方法のいずれかにより、テレビは、放送局が送信したデータを得ることができる。なお、信号線を 1 本としている場合は、図 1 4 2 において、アンテナ # 1、アンテナ # 2、両者で、信号を受信してもよい。（このとき、テレビ 1 4 1 0 5 の M I M O 検波部 1 4 2 2 4 は、最大比合成を行うと、高いデータの受信品質を得ることができる。）また、一方のアンテナで受信した受信信号のみを家庭内に伝送してもよい。このときは、加算器 1 4 2 1 3 は加算の動作をせずに、一方の信号をそのまま通過させることになる。（このとき、テレビ 1 4 1 0 5 の M I M O 検波部 1 4 2 2 4 は、MIMO のための検波を行うのではなく、一つの変調信号が送信され受信したときの一般的な検波（復調）が行われることになる。）

30

また、周波数分割を行い、例えば、周波数帯域 A では「同一周波数帯域の複数の変調信号を複数のアンテナを用いて送信する送信方法」を用い、周波数帯域 B では「一つの変調信号を一つのアンテナ（または、複数のアンテナ）を用いて送信する送信方法」というように、変調信号を送信する場合、テレビは、周波数帯域ごとに、上述で述べたような検波（復調）が行われることになる。つまり、テレビが、周波数帯域 A の変調信号を復調する場合、図 1 4 2 から図 1 4 5 を用いて説明したような検波（復調）が行われることになる。そして、周波数帯域 B の変調信号を復調する場合は、上述で説明した、「一つの変調信号を一つのアンテナ（または、複数のアンテナ）を用いて送信する送信方法」のときの検波（復調）が行われることになる。また、周波数帯域 A、B 以外の周波数帯域が存在していても同様に実施することができる。

40

【1 9 0 7】

なお、図 1 4 1 の中継システムでは、一例として、複数の住宅が共通のアンテナを使用する際の中継システムを示している。したがって、アンテナで受信した受信信号を複数の住宅に対し、配信しているが、別の実施の方法として、図 1 4 1 に相当する中継システムを各住宅が個別に保有していてもよい。このとき、図 1 4 1 では、中継器装置を介し、各住宅に、配線が届くようなイメージ図を示しているが、各住宅が個別に中継システムを保有しているとき、その住宅にのみ配線されることになる。そして、配線の本数は 1 本であってもよいし、複数であってもよい。

50

図 1 4 1 における中継システムに対し、新たな構成を付加した中継装置を図 1 4 6 に示す。

中継装置 1 4 6 1 0 は、地上 (terrestrial) デジタルテレビ放送の電波を受信するためのアンテナ 1 4 6 0 0 __ 1 で受信した受信信号 1 4 6 0 1 __ 1 と、地上 (terrestrial) デジタルテレビ放送の電波を受信するためのアンテナ 1 4 6 0 0 __ 2 で受信した受信信号 1 4 6 0 1 __ 2 と、衛星放送の電波を受信するための B S (Broadcasting Satellite) (用の) アンテナ 1 4 6 0 0 __ 3 で受信した受信信号 1 4 6 0 1 __ 3 とを入力とし、合成信号 1 4 6 0 8 を出力する。中継装置 1 4 6 1 0 は、フィルタ 1 4 6 0 3 と、複数変調信号存在用周波数変換部 1 4 6 0 4 と、合成部 1 4 6 0 7 とを含んで構成される。

10

【1 9 0 8】

アンテナ 1 4 6 0 1 __ 1 及びアンテナ 1 4 6 0 1 __ 2 で受信する受信信号 (1 4 6 0 1 __ 1、1 4 6 0 1 __ 2) に対応する放送局が送信する変調信号は、模式的に、図 1 4 7 (a) のように示すことができる。なお、図 1 4 7 (a) (b) において、横軸は周波数であり、四角の部分の周波数帯域に送信信号が存在していることを意味している。

図 1 4 7 (a) において、チャンネル 1 (C H __ 1) が存在している周波数帯域では、同一の周波数帯域に他の送信信号が存在していないため、地上波の電波を送信する放送局が、(一つの) チャンネル 1 (C H __ 1) の変調信号のみをアンテナから送信することを意味している。同様に、チャンネル L (C H __ L) が存在している周波数帯域では、同一の周波数帯域に他の送信信号が存在していないため、地上波の電波を送信する放送局が、(一つの) チャンネル L (C H __ L) の変調信号のみをアンテナから送信することを意味している。

20

一方、図 1 4 7 (a) において、チャンネル K (C H __ K) が存在している周波数帯域では、同一の周波数帯域に 2 つの変調信号が存在している。(したがって、図 1 4 7 (a) では、同一周波数帯域に 2 つの四角が存在している。ストリーム (Stream) 1、ストリーム (Stream) 2 と記述している。) このときストリーム 1 の変調信号、およびストリーム 2 の変調信号は、それぞれ異なるアンテナから、同一時間に送信される。なお、ストリーム 1 およびストリーム 2 は、前にも述べたように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法によって得られた変調信号であってもよいし、規則的にプリコーディング行列を切り替えずにプリコーディングを行って得られた変調信号であってもよいし、プリコーディングを行わずに得られた変調信号であってもよい。同様に、チャンネル M (C H __ M) が存在している周波数帯域では、同一の周波数帯域に 2 つの変調信号が存在している。(したがって、図 1 4 7 (a) では、同一周波数帯域に 2 つの四角が存在している。ストリーム (Stream) 1、ストリーム (Stream) 2 と記述している。) このとき、ストリーム 1 の変調信号、およびストリーム 2 の変調信号は、それぞれ異なるアンテナから、同一時間に送信される。なお、ストリーム 1 およびストリーム 2 は、前にも述べたように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法によって得られた変調信号であってもよいし、規則的にプリコーディング行列を切り替えずにプリコーディングを行って得られた変調信号であってもよいし、プリコーディングを行わずに得られた変調信号であってもよい。

30

40

【1 9 0 9】

また、B S アンテナ 1 4 6 0 0 __ 3 で受信した受信信号 1 4 6 0 1 __ 3 に対応する放送局 (衛星) が送信する変調信号は、模式的に図 1 4 7 (b) のように示すことができる。

図 1 4 7 (b) において、B S チャンネル 1 (C H 1) が存在している周波数帯域では、同一の周波数帯域に他の送信信号が存在していないため、衛星放送の電波を送信する放送局が、(一つの) チャンネル 1 (C H 1) の変調信号のみをアンテナから送信することを意味している。同様に、B S チャンネル 2 (C H 2) が存在している周波数帯域では、同一の周波数帯域に他の送信信号が存在していないため、衛星放送の電波を送信する放送局が、(一つの) チャンネル L (C H 2) の変調信号のみをアンテナから送信することを意味している。

50

なお、図 1 4 7 (a) と図 1 4 7 (b) は同一周波数帯域の周波数割り当てを示している。

図 1 4 6 では、地上波 (terrestrial) の放送局が送信する変調信号と B S が送信する変調信号を例として記載されているが、これに限ったものではなく、C S (communicationssatellite) が送信する変調信号が存在していてもよいし、他の異なる放送システムが送信する変調信号が存在していてもよい。このとき、図 1 4 6 では、各放送システムが送信する変調信号を受信するための受信部が存在することになる。

受信信号 1 4 6 0 1 __ 1 を受け付けたフィルタ 1 4 6 0 3 は、受信信号 1 4 6 0 1 __ 1 に含まれる「複数の変調信号が存在する周波数帯域の信号」をカットし、フィルタリング後の信号 1 4 6 0 5 を出力する。

10

例えば、受信信号 1 4 6 0 1 __ 1 の周波数割り当てが、図 1 4 7 (a) であるとする、フィルタ 1 4 6 0 3 は、図 1 4 8 (b) に示すように、チャンネル K とチャンネル M との周波数帯域の信号が除去された信号 1 4 6 0 5 を出力する。

【1 9 1 0】

複数変調信号存在用周波数変換部 1 4 6 0 4 は、本実施の形態において、上述で中継装置 (1 4 1 0 2 等) として説明した装置の機能を有する。具体的には、放送局で同一周波数帯域に複数の変調信号を異なるアンテナを用いて同一時間に送信された周波数帯域の信号を検出し、検出された信号に対して、周波数変換を行う。即ち、複数変調信号存在用周波数変換部 1 4 6 0 4 は、「複数の変調信号が存在する周波数帯域の信号」が 2 つの異なる周波数帯に存在するように変換を行う。

20

例えば、複数変調信号存在用周波数変換部 1 4 6 0 4 が図 1 4 2 に示す構成を備えていて、複数変調信号存在用周波数変換部 1 4 6 0 4 は、2 つのアンテナで受信した受信信号のうち、「複数の変調信号が存在する周波数帯域の信号」を 2 つの中間周波数に変換し、その結果、元の周波数帯域とは異なる周波数帯域に変換する構成になっている。

図 1 4 6 の複数変調信号存在用周波数変換部 1 4 6 0 4 は、受信信号 1 4 6 0 1 __ 1 を入力としており、図 1 4 9 に示すように、複数の変調信号 (複数のストリーム) が存在している周波数帯域、つまり、チャンネル K (CH_K) 1 4 9 0 1、および、チャンネル M (CH_M) 1 4 9 0 2 の信号を抽出し、この 2 つの周波数帯域の変調信号それぞれを異なる周波数帯域に変換する。したがって、チャンネル K (CH_K) 1 4 9 0 1 の信号は、図 1 4 9 (b) のように、周波数帯域 1 4 9 0 3 の信号に変換され、また、チャンネル M (CH_M) 1 4 9 0 2 の信号は、図 1 4 9 (b) のように周波数帯域 1 4 9 0 4 の信号に変換される。

30

加えて、図 1 4 6 の複数変調信号存在用周波数変換部 1 4 6 0 4 は、受信信号 1 4 6 0 1 __ 2 を入力としており、図 1 4 9 に示すように、複数の変調信号 (複数のストリーム) が存在している周波数帯域、つまり、チャンネル K (CH_K) 1 4 9 0 1、および、チャンネル M (CH_M) 1 4 9 0 2 の信号を抽出し、この 2 つの周波数帯域の変調信号それぞれを異なる周波数帯域に変換する。したがって、チャンネル K (CH_K) 1 4 9 0 1 の信号は、図 1 4 9 (b) のように、周波数帯域 1 4 9 0 5 の信号に変換され、また、チャンネル M (CH_M) 1 4 9 0 2 の信号は、図 1 4 9 (b) のように周波数帯域 1 4 9 0 6 の信号に変換される。

40

【1 9 1 1】

そして、図 1 4 6 の複数変調信号存在用周波数変換部 1 4 6 0 4 は、図 1 4 9 の (b) に示した 4 つの周波数帯域の成分を含む信号を出力する。

なお、図 1 4 9 において、図 1 4 9 (a) と図 1 4 9 (b) の横軸は周波数であり、図 1 4 9 (a) と図 1 4 9 (b) は同一周波数帯域の周波数割り当てを示している。図 1 4 9 (a) の示している信号の存在する周波数帯域と図 1 4 9 (b) の信号が存在する周波数帯域は重ならないものとする。

図 1 4 6 の合成部 1 4 6 0 7 は、フィルタ 1 4 6 0 3 が出力した信号 (1 4 6 0 5) と、複数変調信号存在用周波数変換部 1 4 6 0 4 が出力した信号 (1 4 6 0 6) と、B S ア

50

ンテナ14600__3から入力された信号(14601__3)を入力とし、周波数軸上での合成を行う。したがって、図146の合成部14607は、図151の周波数成分を持つ信号(14608)を得、出力する。テレビ14609は、この信号(14608)を入力とすることになる。したがって、1本の信号線を引き込むことで、高いデータの受信品質でテレビを視聴することができる。

【1912】

次に、別の例として、複数変調信号存在用周波数変換部14604が図142に示す構成を備えていて、複数変調信号存在用周波数変換部14604は、2つのアンテナで受信した受信信号のうち、「複数の変調信号が存在する周波数帯域の信号」をそのままの周波数帯域と1つの中間周波数帯域とする方法について説明する。

図146の複数変調信号存在用周波数変換部14604は、受信信号14601__1を入力としており、図150に示すように、複数の変調信号(複数のストリーム)が存在している周波数帯域、つまり、チャンネルK(CH_K)15001、および、チャンネルM(CH_M)15002の信号を抽出し、この2つの周波数帯域の変調信号それぞれを異なる周波数帯域に変換する。したがって、チャンネルK(CH_K)15001の信号は、図150(b)のように、周波数帯域15003の信号に変換され、また、チャンネルM(CH_M)15002の信号は、図150(b)のように周波数帯域15004の信号に変換される。

加えて、図146の複数変調信号存在用周波数変換部14604は、受信信号14601__2を入力としており、図150に示すように、複数の変調信号(複数のストリーム)が存在している周波数帯域、つまり、チャンネルK(CH_K)15001、および、チャンネルM(CH_M)15002の信号を抽出し、それぞれ、元の周波数帯域と同一の周波数帯域に配置する。したがって、チャンネルK(CH_K)15001の信号は、図150(b)のように、周波数帯域15005の信号になり、また、チャンネルM(CH_M)15002の信号は、図150(b)のように、周波数帯域15006の信号になる。

そして、図146の複数変調信号存在用周波数変換部14604は、図150の(b)に示した4つの周波数帯域の成分を含む信号を出力する。

【1913】

なお、図150において、図150(a)と図150(b)の横軸は周波数であり、図150(a)と図150(b)は同一周波数帯域の周波数割り当てを示している。15001と15005は同一の周波数帯域であり、また、15002と15006は同一の周波数帯域となる。

図146の合成部14607は、フィルタ14603が出力した信号(14605)と、複数変調信号存在用周波数変換部14604が出力した信号(14606)と、BSアンテナ14600__3から入力された信号(14601__3)を入力とし、周波数軸上での合成を行う。したがって、図146の合成部14607は、図152の周波数成分を持つ信号(14608)を得、出力する。テレビ14609は、この信号(14608)を入力とすることになる。したがって、1本の信号線を引き込むことで、高いデータの受信品質でテレビを視聴することができる。

したがって、周波数軸における放送局が送信する信号のうち、複数の変調信号を複数のアンテナで(同一周波数帯域を用い、同一時刻に)送信する送信方法を使用している周波数帯域に対し、上記で記載した家庭内への信号線の引き込みを行うことで、テレビ(端末)は高いデータの受信品質を得ることができ、かつ、家庭内における信号線の配線を少なくすることができるという利点がある。このとき、上述のように、放送局が1つの変調信号を1本以上のアンテナを用いて送信する送信方法を用いた周波数帯域が存在してもよい。

【1914】

なお、本実施の形態においては、図141(図153(a))に示すように、中継装置を例えば集合住宅の屋上等に配置する例を説明した。しかしながら、中継装置の配置位置は、これに限るものではなく、上述したように、例えば、図153(b)に示すように、各家庭のテレビ等に信号を引き込む場合に、1個人住宅につき、1つ配される構成であっ

10

20

30

40

50

てもよい。あるいは、図153(c)に示すように、ケーブルテレビ事業者が、放送波（放送局が送信した複数の変調信号）を受信して、各家庭等に受信した放送波を有線（ケーブル）で再配信する場合に、ケーブル事業者の中継システムの一部として用いられてもよい。

即ち、本実施の形態において示した図142、図143、図144、図145、図146のそれぞれの中継装置は、図153(a)のように、集合住宅の屋上等に配置してもよいし、図153(b)に示すように、各家庭のテレビ等へ信号を引き込む場合に、1個人住宅につき、1つ配されるとしてもよいし、図153(c)に示すように、ケーブルテレビ事業者が、放送波（放送局が送信した複数の変調信号）を受信して、各家庭等に受信した放送波を有線（ケーブル）で再配信する場合に、ケーブル事業者の中継システムの一部として用いられてもよい。

10

【1915】

<実施の形態N>

本実施の形態においては、本明細書で記載した実施の形態において示したように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いて複数のアンテナから同一周波数帯域に同時に送信された複数の変調信号を受信し、ケーブルテレビ（有線）で再配信するシステムについて説明する。（なお、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法において用いるプリコーディング行列の切り替えパターンは、本明細書に記載したプリコーディング行列の切り替えパターンのいずれであってもよく、また、本明細書とは異なるプリコーディング行列の切り替えパターンを用いた場合にも、本実施の形態を実施することは可能である。加えて、本明細書では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いた場合について説明しているが、本実施の形態で説明する方法は規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いない場合についても、実施することが可能である。）

20

【1916】

ケーブルテレビ事業者は、無線で送信された放送波の電波を受信する装置を保有しており、放送波が届きにくい、例えば各家庭に、有線でデータ（例えば、動画、音声、データ情報等）を再配信しており、広義においては、インターネットの接続サービス、電話回線の接続サービスを提供している場合もある。

放送局が複数の変調信号を（同一周波数帯で同一時間に）複数のアンテナで送信する場合に、このケーブルテレビ事業者において、問題が発生する場合がある。以下でその問題について説明する。

30

放送局が各放送波を送信するための送信周波数は予め定められていものとする。図154において、横軸周波数であり、図154に示すように、放送局があるチャンネル（図154の場合は、CH_K）において、複数の変調信号を（同一周波数帯で同一時間に）複数のアンテナで送信したとする。なお、CH_Kのストリーム1（Stream1）とストリーム2（Stream2）では異なるデータを含んでおり、ストリーム1（Stream1）とストリーム2（Stream2）から複数の変調信号が生成されることになる。

このとき、放送局は、ケーブルテレビ事業者に、無線で、チャンネルK（CH_K）の複数の変調信号が（同一周波数帯で同一時間に）複数のアンテナを用いて送信することになる。したがって、ケーブルテレビ事業者は、本明細書で記載した実施の形態に示したように、チャンネルK（CH_K）の周波数帯に対して、放送局が複数のアンテナを用いて同時に送信した信号を受信し、復調・復号することになる。

40

しかし、図154に示すように、チャンネルK（CH_K）では、複数の変調信号（図154の場合2つ）が送信されているため、これらをそのままパススルー方式でケーブル（1本の有線）に配信した場合、ケーブルの先の各家庭では、チャンネルK（CH_K）に含まれるデータのデータの受信品質が大きく劣化する。

【1917】

そこで、上記実施の形態Mに示したように、ケーブルテレビ事業者は、チャンネルK（CH_K）の複数の受信信号に対してそれぞれ周波数変換を行って、2以上の異なる周波

50

数帯に変換し、合成した信号を送信することも考えられるが、他の周波数帯は別のチャンネルや衛星放送チャンネルなどに占有されて使用が困難の場合がある。

そこで、本実施の形態においては、周波数変換が困難な場合であっても、放送局が送信した同一周波数帯で同一時間に送信された複数の変調信号を、有線で再配信する手法を開示する。

図155に、ケーブルテレビ事業者における中継装置の構成を示す。ここでは、 2×2 MIMOの通信システムの場合、つまり、放送局が、2つの変調信号を同一周波数帯で同一時間に送信し、中継装置が2つのアンテナを用いて受信する場合を示す。

ケーブルテレビ事業者の中継装置は、受信部15502と配信用データ生成部15504を備える。

アンテナ15500__1及びアンテナ15500__2で受信された受信信号(15500__1、15500__2)は、本明細書で記載したように、受信部15502において、プリコーディングの逆変換処理、および／または、位相を戻す処理などが施され、受信部15502は、データ信号rs1(15403__1)とデータ信号rs2(15403__2)を得て、配信用データ生成部15404に出力する。また、受信部15502は、受信した信号の復調・復号に利用した信号処理方法に関する情報および放送局が変調信号を送信するのに用いた送信方法に関する情報を、信号処理方法に関する情報15503__3として配信用データ生成部15504に出力する。

なお、図155では、受信部15502が、データ信号rs1(15403__1)とデータ信号rs2(15403__2)の2系統でデータを出力する場合を示しているが、これに限ったものではなく(ここでは一例)、例えば、データを1系統で出力してもよい。

【1918】

具体的には、受信部15502は、本明細書で記載した図7に示す無線部703__X、703__Y、変調信号z1のチャンネル変動推定部705__1、変調信号z2のチャンネル変動推定部705__2、変調信号Z1のチャンネル変動推定部707__1、変調信号Z2のチャンネル変動推定部707__2、制御情報復号部709、信号処理部711とからなる構成を備える。図155に示すアンテナ15500__1及び15500__2はそれぞれ、図7に示すアンテナ701__X及び701__Yに対応する。ただし、本実施の形態において信号処理部711は、実施の形態1の図8に示される信号処理部とは異なり、図156に示す構成を備える。

図156に示すように、本実施の形態に係る受信部15502が備える信号処理部は、INNER MIMO 検波部803と、記憶部815と、対数尤度算出部15602Aと、対数尤度算出部15602Bと、硬判定部15604Aと、硬判定部15604Bと、係数生成部15601とからなる。

図156においては、図8と共通する部分については、同一の符号を付し、ここでは、その説明を割愛する。

対数尤度算出部15602Aは、図8に示す対数尤度算出部805Aと同様に対数尤度を算出し、対数尤度信号15603Aを硬判定部15604Aに出力する。

同様に、対数尤度算出部15602Bは、図8に示す対数尤度算出部805Bと同様に対数尤度を算出し、対数尤度信号15603Bを硬判定部15604Bに出力する。

硬判定部15604Aは、対数尤度信号15603Aに対して硬判定を行って、そのビット値を得、これをデータ信号rs1(15503__1)として、配信用データ生成部15504に出力する。

【1919】

同様に硬判定部15604Bは、対数尤度信号15603Bに対して硬判定を行って、そのビット値を得、これをデータ信号rs2(15503__2)として、配信用データ生成部15504に出力する。

係数生成部15601は、係数生成部819と同様に、係数を生成してINNER MIMO 検波部803に出力するほか、放送局(送信装置)が通知した送信方法の情報(規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いたプリコーディン

10

20

30

40

50

グ行列の切り替えパターンを特定するための情報や変調方式等)に関する信号818から、2つの信号に用いられた少なくとも変調方式に係る情報を抽出し、この変調方式に係る情報を含む信号処理方法の情報に関する信号15503__3を配信用データ生成部15504に出力する。

以上の説明からわかるように、受信部15502は、対数尤度を求めて硬判定を行うところまでの復調を行うものの、ここの一例では、誤り訂正までは実行していない。

なお、図156では、対数尤度算出部、硬判定部を具備した構成を取っているが、INNER MIMO検波部803が軟判定を行わず、硬判定を行ってもよく、この場合、対数尤度算出部、硬判定部を具備する必要がない。また、硬判定の結果をrs1、rs2とする必要はなく、各ビットの軟判定の結果をrs1、rs2としてもよい。

図155の配信用データ生成部15504は、データ信号rs1(15503__1)とデータ信号rs2(15503__2)と信号処理方法に関する情報15503__3とを入力とし、配信信号15505を生成して、契約先の各家庭などに配信する。

ここから、図155の配信用データ生成部15504が配信信号15505を生成する方法について、図157～図159を用いて詳細に説明する。

【1920】

図157は、配信用データ生成部15504の構成を示すブロック図である。図157に示すように、配信用データ生成部15504は、結合部15701と、変調部15703と、配信部15705とから構成される。

結合部15701は、データ信号rs1(15503__1)とデータ信号rs2(15503__2)と信号処理方法に関する情報および放送局が変調信号を送信するのに用いた送信方法に関する情報(15503__3)とを入力とし、信号処理方法に関する情報および放送局が変調信号を送信するのに用いた送信方法に関する情報で定められるデータ信号rs1とデータ信号rs2とをまとめてデータ結合信号15702を変調部15703に出力する。なお、図157では、データ信号rs1(15503__1)とデータ信号rs2(15503__2)を記載しているが、上述で述べたように、図156において、rs1とrs2を束ねて1系統でデータを出力する構成が考えられる。この場合、図157における結合部15701は削除することが可能である。

変調部15703は、データ結合信号15702と信号処理方法に関する情報および放送局が変調信号を送信するのに用いた送信方法に関する情報15503__3とを入力とし、設定した変調方式にしたがったマッピングを行い、変調信号15704を生成し、出力する。変調方式の設定方法の詳細については後述する。

配信部15705は、変調信号15704と信号処理方法に関する情報および放送局が変調信号を送信するのに用いた送信方法15503__3を入力とし、変調信号15704と各家庭のテレビ受信機などにおける復調・復号のための制御情報として、変調信号15704に用いられた変調方式の情報のほか、誤り訂正符号の情報(符号の情報、誤り訂正符号の符号化率等)を示す制御情報とを含んだ配信信号15505を、契約先の各家庭などに、ケーブル(有線)を介して配信する。

図157の結合部15701及び変調部15703における処理の詳細を図158及び図159を用いて説明する。

【1921】

図158は、配信用データ生成部15504への入力であるデータ信号rs1とデータ信号rs2との概念図である。図158においては、横軸に時間軸をとり、図158の四角それぞれは、各時間で一度に配信されなければならないデータブロックを示している。誤り訂正符号として組織符号を用いていてもよいし、非組織符号を用いていてもよい。当該データブロックは、誤り訂正符号化後のデータで構成されているものとする。

ここでデータ信号rs1及びデータ信号rs2を送信するのに用いられた変調方式はともに16QAMであったとする。言い換えると、図154のチャンネルK(CH_K)のストリーム1(Stream1)を送信するために使用する変調方式を16QAM、ストリーム2(Stream2)を送信するために使用する変調方式を16QAMとする。

10

20

30

40

50

この場合、データ信号 $rs1$ の 1 シンボルを構成するビット数は 4 ビットであり、データ信号 $rs2$ の 1 シンボルを構成するビット数は 4 ビットとなるので、図 158 に示す各データブロック ($rs1\_1$ 、 $rs1\_2$ 、 $rs1\_3$ 、 $rs1\_4$ 、 $rs2\_1$ 、 $rs2\_2$ 、 $rs2\_3$ 、 $rs2\_4$) はそれぞれ 4 bit のデータということになる。

図 158 に示すように、データ $rs1\_1$ 及びデータ $rs2\_1$ は時刻 t_1 で復調され、データ $rs1\_2$ 及びデータ $rs2\_2$ は時刻 t_2 で復調され、データ $rs1\_3$ 及びデータ $rs2\_3$ は時刻 t_3 で復調され、データ $rs1\_4$ 及びデータ $rs2\_4$ は時刻 t_4 で復調されたデータであるとする。

【1922】

なお、図 158 に示したデータ $rs1\_1$ 、 $rs1\_2$ はともに、同じタイミングで各家庭などに配信されると、放送局が送信したデータが、テレビ（端末）に届くまでの遅延が小さいという利点がある。同様に、データ $rs1\_2$ 、 $rs2\_2$ も同じタイミングで、データ $rs1\_3$ 、 $rs2\_3$ も同じタイミングで、データ $rs1\_4$ 、 $rs2\_4$ も同じタイミングで配信されるとよい。

そのため、図 155 の配信用データ生成部 15504 は、受信部 15502 から受け付けたデータ信号 $rs1$ とデータ信号 $rs2$ とから、同じタイミングで送信されたデータ（シンボル）を一つに束ね、一つのシンボルで送信できるように処理を実行する。

即ち、図 159 に示すように、 $rs1\_1$ の 1 シンボルと $rs2\_1$ の 1 シンボルとを併せたデータで、一つのデータシンボルを構成する。具体的には、仮に $rs1\_1$ が硬判定により「0000」という 4 bit のデータであると判定され、 $rs1\_2$ が「1111」という 4 bit のデータであると判定されていた場合に、図 158 に示す $rs1\_1 + rs2\_1$ は、「00001111」というデータになる。この 8 bit のデータを一つのデータシンボルとする。同様に、 $rs1\_2$ の 1 シンボルと $rs2\_2$ の 1 シンボルとを併せたデータ $rs1\_2 + rs2\_2$ を一つのデータシンボルとし、 $rs1\_3$ の 1 シンボルと $rs2\_3$ の 1 シンボルとを併せたデータ $rs1\_3 + rs2\_3$ を一つのデータシンボルとし、 $rs1\_4$ の 1 シンボルと $rs2\_4$ の 1 シンボルとを併せたデータ $rs1\_4 + rs2\_4$ を一つのデータシンボルとする。なお、図 159 は、横軸に時間軸をとり、一つの四角は一度に送信されるべきデータシンボルを示している。また、図 159 においては、便宜上「+」という記号で、表現しているが図 159 における「+」は加算を意味するものではない。図 159 においては、「+」は、単純に二つのデータを並べた形のデータにしたものであることを意味する。

【1923】

ところで、データ $rs1\_1 + rs2\_1$ 、 $rs1\_2 + rs2\_2$ 、 $rs1\_3 + rs2\_3$ 、 $rs1\_4 + rs2\_4$ はそれぞれ 8 bit のデータであり、同時に各家庭に配信しなければならないデータである。しかし、データ信号 $rs1$ 、 $rs2$ がそれぞれ送信するのに用いられた変調方式は 16 QAM であるが、16 QAM では、8 bit のデータを同時にまとめて送ることができない。

そこで、変調部 15703 は、入力されたデータ結合信号 15702 を、一度に 8 bit のデータを送信できる変調方式、即ち、256 QAM で変調する。つまり、変調部 15703 は、2 つのデータ信号の送信に用いられた変調方式の情報を信号処理に関する情報 15503_3 から取得し、得られた 2 つの変調方式それぞれのコンスタレーションポイント数を乗算して得られる値をコンスタレーションポイント数とする変調方式で変調する。そして、変調部 15703 は、新たな変調方式（ここでの説明では 256 QAM）で変調して得られる変調信号 15704 を配信部 15705 に出力する。

なお、放送局から送信された変調信号が 1 つの場合は、受信部 15502 及び配信用データ生成部 15504 は、そのままパススルー方式で受信した信号をそのままケーブル（有線）に配信する。（ここでは、硬判定を行って、再度変調を行う方法で説明しているが、これに限ったものではなく、例えば、受信した信号自身を増幅して、送信してもよい。）

図 155 において、ケーブル（有線）で配信された配信信号 15505 は、図 160 に

示すテレビ受信機 16000 で受信される。図 160 に示すテレビ受信機 16000 は、図 85 に示す受信機 8500 と略同等の構成を備え、同様の機能を備えるものについては、同じ符号を付し、説明を割愛する。

【1924】

ケーブル 16001 から配信信号 15505 を受け付けたチューナ 8501 は、指定されているチャンネルの信号を抽出し、復調部 16002 に出力する。

復調部 16002 は、図 85 に示す復調部 8500 の機能に加え、更に以下の機能を備える。復調部 16002 は、配信信号 15505 に含まれる制御情報に従って、チューナ 8501 から伝達された信号が放送局から同一周波数帯に同一時間で 2 以上の変調信号が送信されたものであったことを検出すると、当該制御情報に従って、入力された 1 つの信号を 2 以上の信号に分割する。即ち、図 159 の状態の信号を図 158 の状態に戻す処理を実行し、得られた信号をストリーム入出力部 8503 に出力することになる。復調部 16002 は、受信した信号の対数尤度を求め、硬判定を行って、得られたデータを、複数の信号が混合されている比率に応じて、分割し、分割後のデータに対して、誤り訂正等の処理を行って、データを得る。

このようにして、ケーブル（有線）で配信された放送を各家庭などのテレビ受信機 16000 は、放送局からケーブルテレビ事業者まで同一周波数帯に同一時間で複数の変調信号の送信がなされたチャンネルも復調・復号することができる。

【1925】

ところで、本実施の形態において 2 つのデータ信号 $rs1$ 、 $rs2$ の送信に用いられた変調方式はともに 16QAM であるとしたが、複数の変調信号を送信するにあたってそれぞれの変調信号に用いる変調方式の組み合わせは、16QAM と 16QAM の組み合わせに限るものではない。一例として、以下の表 8 に示すような組み合わせが考えられる。

【表 8】

送信変調信号数	変調方式	再変調方式
2	#1:BPSK, #2:BPSK	QPSK
2	#1:BPSK, #2:QPSK	8QAM
2	#1:BPSK, #2:16QAM	32QAM
2	#1:BPSK, #2:64QAM	128QAM
2	#1:BPSK, #2:256QAM	512QAM
2	#1:QPSK, #2:16QAM	64QAM
2	#1:QPSK, #2:64QAM	256QAM
2	#1:QPSK, #2:256QAM	1024QAM
2	#1:16QAM, #2:16QAM	256QAM
2	#1:16QAM, #2:64QAM	1024QAM
2	#1:16QAM, #2:256QAM	4096QAM
.	.	.
.	.	.
.	.	.

表 8 は、放送局が生成する 2 つのストリームの数（表 8 の送信変調信号数）と、2 つのストリームを生成するのに用いた変調方式の組み合わせ（表 8 の #1 は、ストリーム 1 の変調方式であり、#2 は、ストリーム 2 の変調方式となる）と、各組み合わせに対して変

調部 1 5 7 0 3 で再変調する際に用いる変調方式である再変調方式とを対応付けた表である。

【1 9 2 6】

図 1 5 7 において、変調部 1 5 7 0 3 が入力とする信号処理方法に関する情報および放送局が変調信号を送信するのに用いた送信方法に関する情報 1 5 5 0 3 __ 3 で示される変調方式の組み合わせに一致するものに対応している再変調方式が変調部 1 5 7 0 3 で用いられる変調方式ということになる。ここで示す組み合わせは一例であり、表 8 からわかるように再変調方式のコンスタレーションポイント数は、2 つのストリームの変調方式のセットのコンスタレーションポイント数の乗算値、つまり、# 1 で使用する変調方式の I（同相）－Q（直交）平面における信号点の数と # 2 で使用する変調方式の I（同相）－Q（直交）平面における信号点の数を乗算した値に相当する。なお、再変調方式のコンスタレーションポイント数（I（同相）－Q（直交）平面における再変調方式の信号点の数）が、この乗算値を上回っていれば、表 8 に示す再変調方式以外の変調方式を用いてもよい。

更には、放送局が送信するストリーム数が 3 以上の場合であっても、それぞれのストリームで用いた変調方式のコンスタレーションポイント数の乗算値から変調部 1 5 7 0 3 で用いる変調方式が決定される。

なお、本実施の形態においては、中継装置においては、硬判定を行って、データの結合を行う場合を示したが、これは軟判定であってもよい。軟判定を用いたとき、軟判定値の値に基づき、再変調方式のマッピングしたベースバンド信号を補正する必要がある。

また、上述で記載したように、図 1 5 5 において、rs 1 と rs 2 が存在する構成となっているが、これらを 1 つに束ねて、受信部 1 5 5 0 2 は出力してもよい。このとき、データ線は 1 つとなるが、ストリーム 1 の 1 シンボルで伝送するビット数が 4、ストリーム 2 の 1 シンボルで伝送するビット数が 4 のとき、前記の 1 つに束ねたデータ線では、8 ビットを 1 つのシンボルとして、受信部 1 5 5 0 2 は出力することになる。このとき、図 1 5 7 の変調部 1 5 7 0 3 が、再変調に用いる変調方式は、上述の説明と同様となり、例えば、2 5 6 QAM となる。つまり、表 8 を用いることができる。

図 1 6 1 には、図 1 5 5 に示したケーブルテレビ事業者における中継装置の別構成例を示す。図 1 6 1 に示す中継装置の受信部 1 6 1 0 2 と、配信用データ生成部 1 6 1 0 4 とは、図 1 5 5 に示したものと異なり、放送局で複数の変調信号が同一周波数帯で同一時間に送信された信号についてのみ処理を実行する。そして、配信用データ生成部 1 6 1 0 4 は、複数の信号を上述で説明したように結合し、変調方式を放送局からの送信時とは異なる変調方式で変調した信号を、その周波数帯に乗せた信号 1 6 1 0 5 を生成し、出力する。

【1 9 2 7】

一方、アンテナ 1 5 5 0 0 __ 1 で受信した受信信号 1 5 5 0 1 __ 1 は、受信部 1 6 1 0 2 以外に、フィルタ 1 6 1 0 6 にも供給される。

フィルタ 1 6 1 0 6 は、受信信号 1 5 5 0 1 __ 1 から、放送局で複数の変調信号が同一時間で、同一周波数帯で送信された場合に、その周波数帯の信号のみをカットして、フィルタリング後の信号 1 6 1 0 7 を合成部 1 6 1 0 8 に出力する。

そして、合成部 1 6 1 0 8 は、フィルタリング後の信号 1 6 1 0 7 と、配信用データ生成部 1 6 1 0 4 から出力された信号 1 6 1 0 5 とを合成して、配信信号 1 5 5 0 5 を生成し、ケーブル（有線）で各家庭などに配信する。

このような構成にすることで、ケーブルテレビ事業者の中継装置は、複数の変調信号が同一時間に送信された周波数帯以外の周波数帯の信号については処理を行わずにすむ。

なお、本実施の形態においては、ケーブルテレビ事業者における中継装置について説明したが、これに限定されるものではない。本実施の形態に示す中継装置は、図 1 5 3（c）に示す形態に該当するが、これに限らず、図 1 5 3（a）（b）に示すように、集合住宅用の中継装置、あるいは、各個人宅用の中継装置などとして使用することができる。

【1 9 2 8】

また、本実施の形態においては、複数の変調信号が送信された周波数帯域に対して周波数変換を行わないこととしたが、複数の変調信号が送信された周波数帯域に対して実施の形態Mに示したような周波数変換を行ってもよい。

(実施の形態O)

【1929】

他の実施の形態では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を、放送系に用いる場合について述べたが、本実施の形態では、通信系に用いる場合を説明する。通信系に用いる場合には、図162に示すように、以下の3つの通信形態が考えられる。

(1) マルチキャスト通信の場合・・・他の実施の形態と同様、基地局は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いると、多くの端末に対し、データを伝送することが可能となる。

例えば、基地局16201から携帯端末16202a～16202cへとコンテンツを一斉配信するマルチキャスト通信に用いることができる(図162(a))

(2) ユニキャスト通信、かつ、closed-loopの場合(通信端末からフィードバック情報がある場合(CSI(Channel State Information)の情報をフィードバック、または、端末側で、基地局に使用して欲しいプリコーディング行列を指定))・・・基地局は、用意しているプリコーディング行列から、端末が送信したCSIの情報、および/または、基地局に使用して欲しいプリコーディング行列の情報に基づき、プリコーディング行列を選択し、それを用いて、複数の変調信号に対し、プリコーディングを施し、複数の変調信号を複数のアンテナから同一時間、同一周波数帯域を用い、送信する。図162(b)に一例を示す。

(3) ユニキャスト通信、かつ、open-loopの場合(通信端末からの情報に基づき、プリコーディング行列を変更しない)・・・基地局は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いる。図162(c)に一例を示す。

【1930】

なお、図162では、基地局と通信端末との間の通信例を図示しているが、基地局同士、あるいは、通信端末同士の通信であってもよい。

以下、これらの通信形態を実現するための基地局(送信機)と携帯端末(受信機)との構成について説明する。

図163は、本実施の形態に係る基地局の送受信機の構成例である。図163に示す基地局の送受信機は、図4に示した送信機の構成と同等の機能を有するものについては、同じ符号を付して説明を割愛し、異なる構成について説明する。

図163に示すように、基地局の送受信機は、図4に示した構成に加え、更に、アンテナ16301と、無線部16303と、フィードバック情報解析部16305とを備える。また、重み付け合成情報生成部314に代えて重み付け合成情報生成部16314を備える。

アンテナ16301は、基地局の送受信機の通信相手が送信したデータを受信するためのアンテナである。このとき、図163に示した基地局の受信機の部分では、通信相手が送信したフィードバック情報を得ることになる。

無線部16303は、アンテナ16301で受信した受信信号16302を復調・復号し、得られたデータ信号16304をフィードバック情報解析部16305に出力する。

フィードバック情報解析部16305は、データ信号16304から通信相手が送信した、フィードバック情報、例えば、CSIの情報、および/または、基地局に使用して欲しいプリコーディング行列の情報、基地局に要求する通信方法(マルチキャスト通信なのかユニキャスト通信なのかの要求情報、および、open-loopなのかclosed-loopなのかの要求情報)を取得し、フィードバック情報16306として出力する。

【1931】

重み付け合成情報生成部16314は、フレーム構成信号16313及びフィードバック

10

20

30

40

50

ク情報16306を入力とし、フレーム構成信号16313及びフィードバック情報16306の両者に基づき（端末の要求を優先してもよいし、基地局の希望を優先してもよい。）、本実施の形態の（1）（2）（3）のいずれかの送信方法とするかを決定し、決定した通信方法の情報を含む制御情報16315を出力する。なお、本実施の形態の（1）（3）の送信方法を選択した場合、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いたプリコーディング行列の切り替えパターンに関する情報、本実施の形態の（2）の送信方法を選択した場合、使用するプリコーディング行列の情報が、制御信号16315に含まれることになる。

重み付け合成部308A、308Bは、決定した通信方法の情報を含む制御情報16315を入力とし、指定されたプリコーディング行列に基づき、プリコーディングの処理を行い、処理後の信号309Bを出力する。

こうすることで、送信機では、上記3つの場合に対応した送信が実行できる。なお、基地局は、本実施の形態の（1）（2）（3）のいずれかの送信方法のいずれかの選択をしたか、等の送信方法の情報を通信相手である端末に通知するために、無線部310Aは、決定した通信方法の情報を含む制御情報16315を入力としている。無線部310Aは、決定した通信方法の情報を伝送するためのシンボルを生成し、送信フレームに挿入し、このシンボルを含む送信信号311Aは、アンテナ312Aから電波として送出される。

【1932】

図164は、本実施の形態に係る端末の受信機の構成例を示す図である。図164に示すように、受信機は、受信部16403と、CSI生成部16405と、フィードバック情報生成部16407と、送信部16409とを備える。

受信部16403は、上記実施の形態1の図7、図8に示した構成と同等の構成を備え、アンテナ16401Aで受信した受信信号16402Aと、アンテナ16401Bで受信した受信信号16402Bとを入力として、送信機で送信されたデータを得る。

このとき、受信部16403は、データを得る過程で得られたチャネル推定情報の信号16404をCSI生成部16405に出力する。チャネル推定情報の信号16404は、例えば、図7に示す各チャネル変動推定部（705_1、705_2、707_1、707_2）から出力されるものとする。

【1933】

CSI生成部16405は、入力されたチャネル推定情報の信号16404を基に、送信機にフィードバックするフィードバック情報（CSI：Channel State Information）の元となるCQI（Channel Quality Information）、RI（Rank Indication）、PMI（Precoding Matrix Indicator）を生成して、フィードバック情報生成部16407に出力する。CQI、RI、PMIは、従来通りの手法で生成する。特に、PMIは、受信機において希望する送信機で行ってほしいプリコーディングのためのプリコーディング行列を指定する情報である。

フィードバック情報生成部16407は、CSI生成部16405により生成されたCQI、RI、PMIからCSIを生成する。図165には、フィードバック情報（CSI）のフレーム構成例を示す。

送信部16409は、フィードバック情報生成部16407から伝達されたフィードバック情報（CSI）を変調し、変調信号16410をアンテナ16411から送信機に送信する。

【1934】

なお、端末は、図165の情報すべてを基地局にフィードバックしてもよいし、図165の一部を基地局にフィードバックしてもよい。また、フィードバックする情報は、図165の情報に限ったものではない。基地局は、端末からのフィードバック情報を一つの目安とし、本実施の形態の（1）（2）（3）のいずれかの送信方法を選択することになるが、基地局は複数の変調信号を複数のアンテナを用いて送信する送信方法を必ずしも選択する必要はなく、端末からのフィードバック情報に基づき、他の送信方法、例えば、1つの変調信号を1本以上のアンテナから送信する送信方法を選択してもよい。

10

20

30

40

50

以上のようにすることで、本実施の形態の（１）（２）（３）に記載した通信形態に対し、好適な送信方法を選択することができ、これにより、いずれの通信形態の場合も、端末は良好なデータの受信品質を得ることが可能となる。

【産業上の利用可能性】

【１９３５】

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

10

【符号の説明】

【１９３６】

302A, 302B 符号化器

304A, 304B インタリーバ

306A, 306B マッピング部

314 重み付け合成情報生成部

308A, 308B 重み付け合成部

20

310A, 310B 無線部

312A, 312B アンテナ

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

703__X 無線部

701__X アンテナ

705__1 チャネル変動推定部

30

705__2 チャネル変動推定部

707__1 チャネル変動推定部

707__2 チャネル変動推定部

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

40

813A, 813B インタリーバ

815 記憶部

819 重み付け係数生成部

901 Soft-in/soft-outデコーダ

903 分配器

1301A, 1301B OFDM方式関連処理部

1402A, 1402A シリアルパラレル変換部

1404A, 1404B 並び換え部

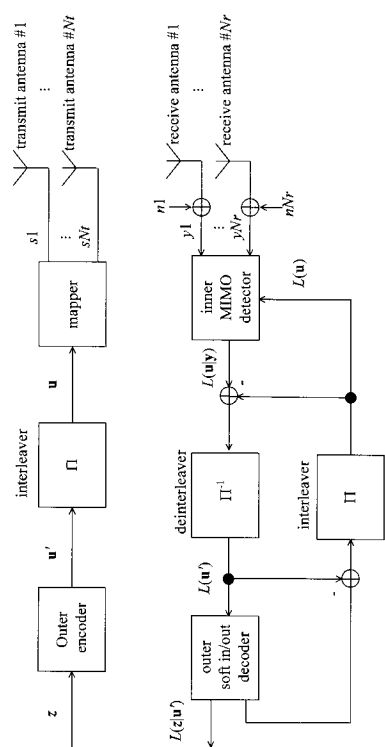
1406A, 1406B 逆高速フーリエ変換部

1408A, 1408B 無線部

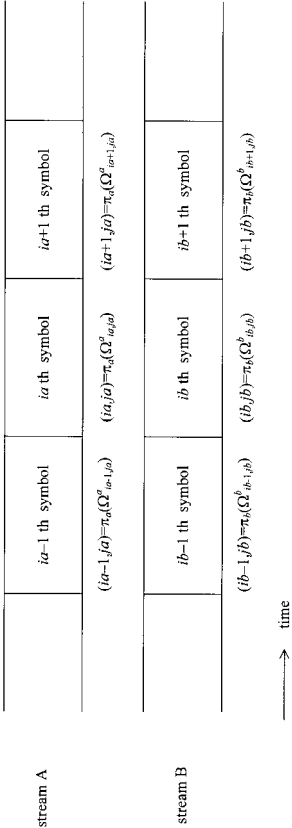
50

2 2 0 0 プリコーディングウェイト生成部
2 3 0 0 並び替え部
4 0 0 2 符号化器群

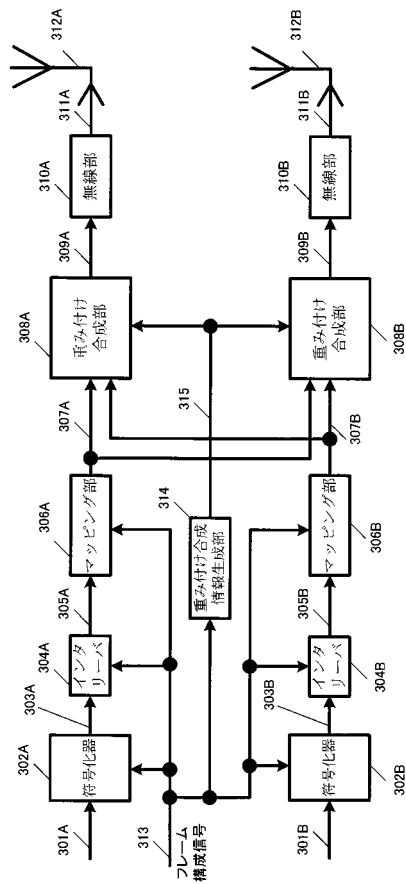
【図 1】



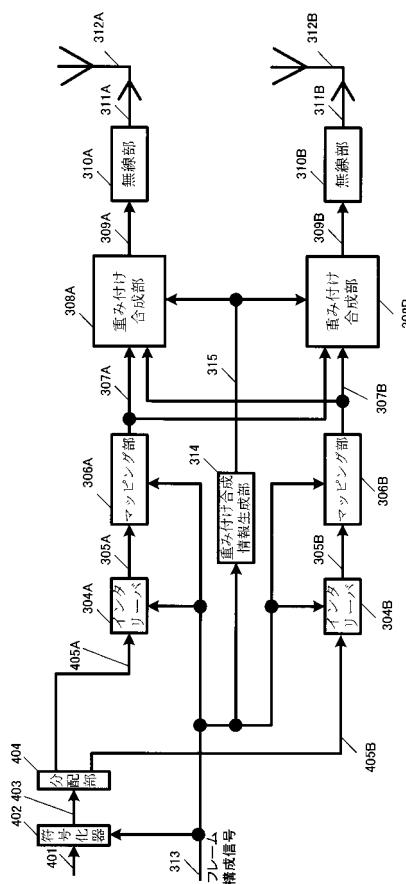
【図 2】



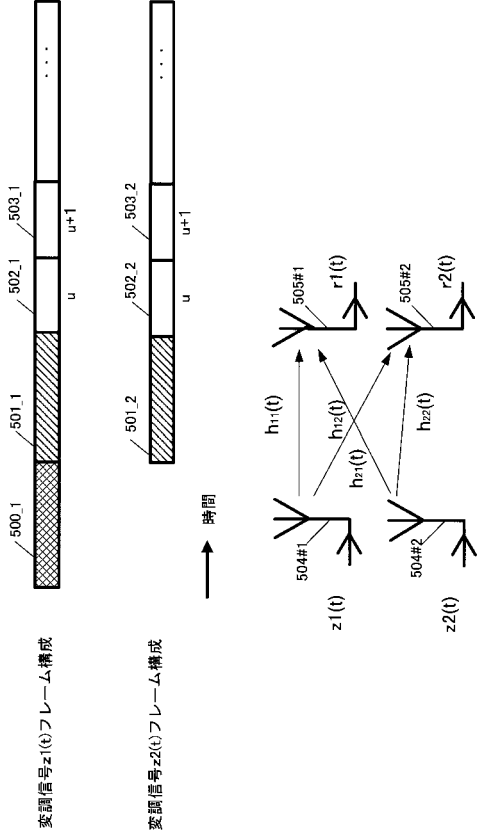
【図 3】



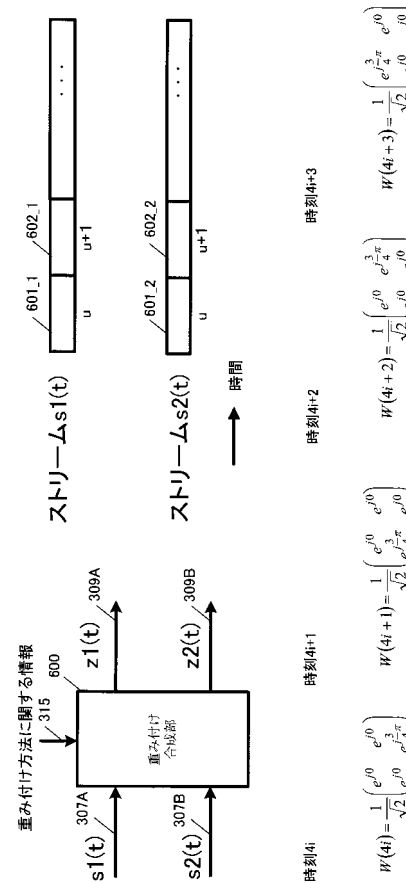
【図 4】



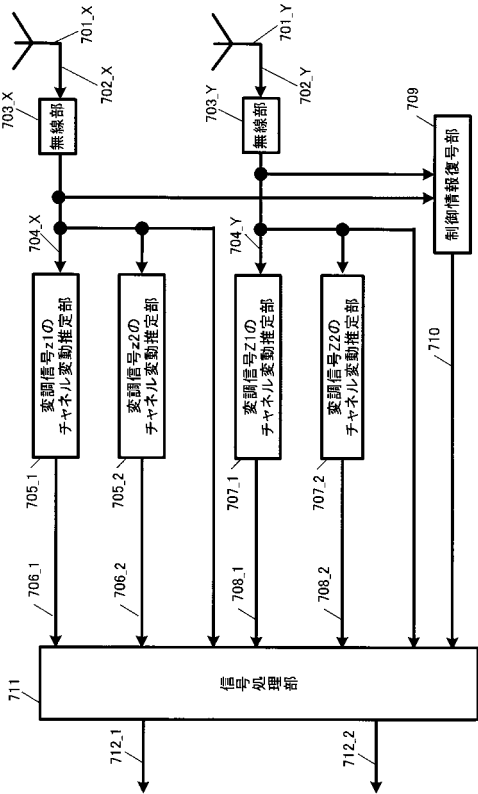
【図 5】



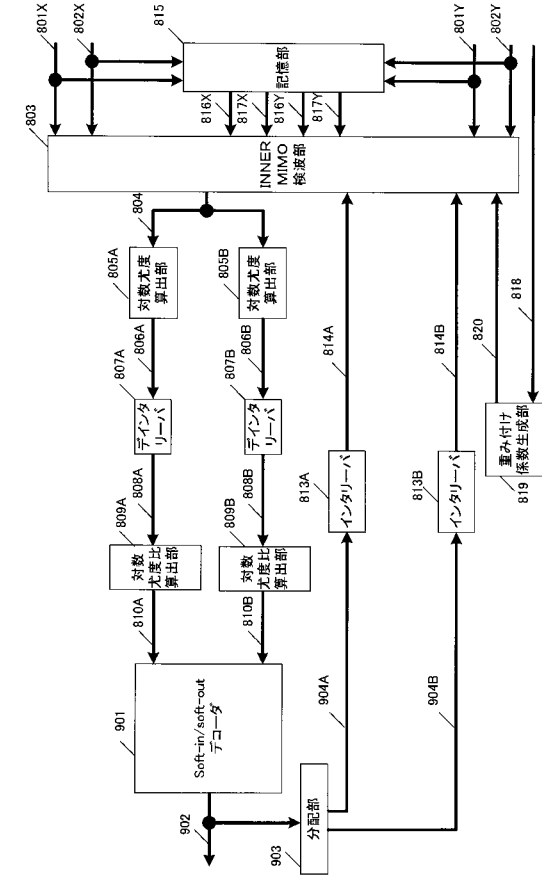
【図 6】



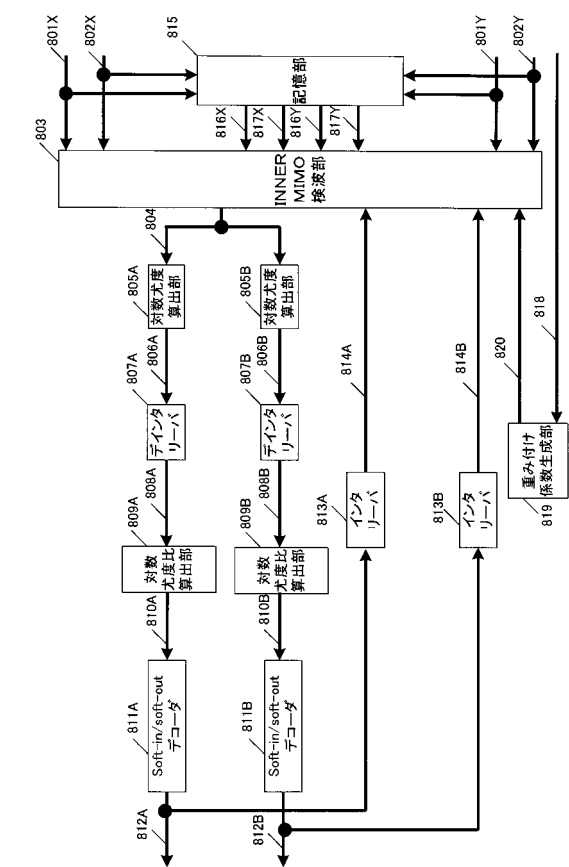
【図 7】



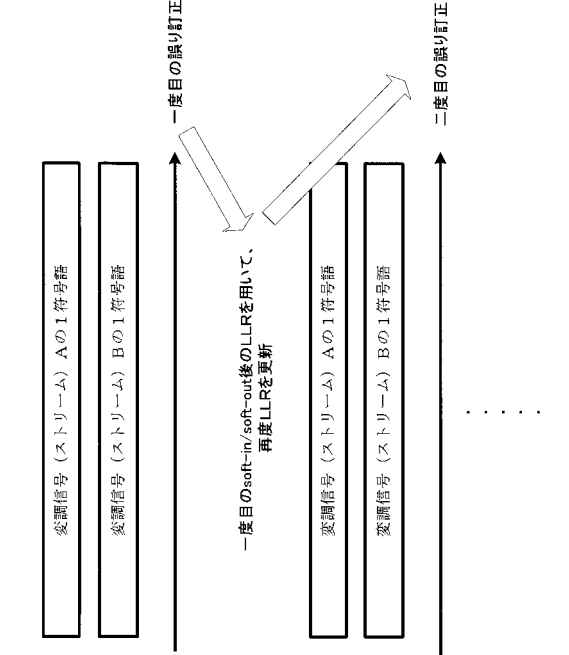
【図 9】



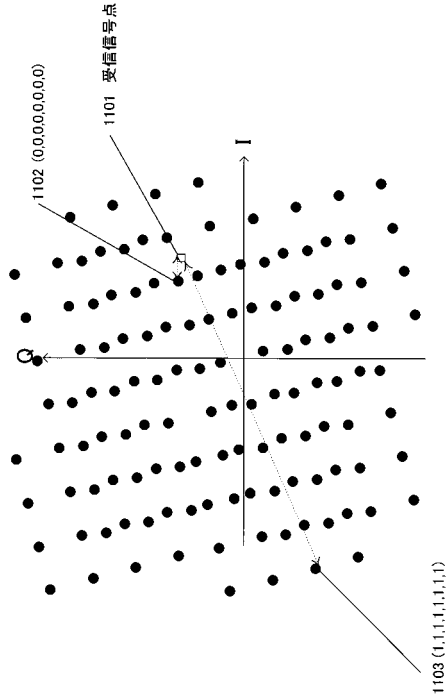
【図 8】



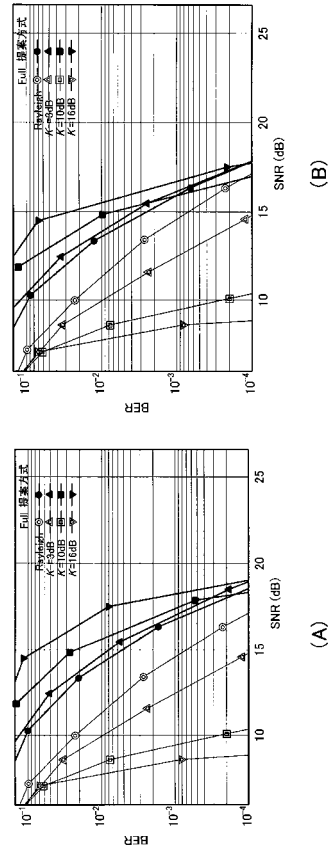
【図 10】



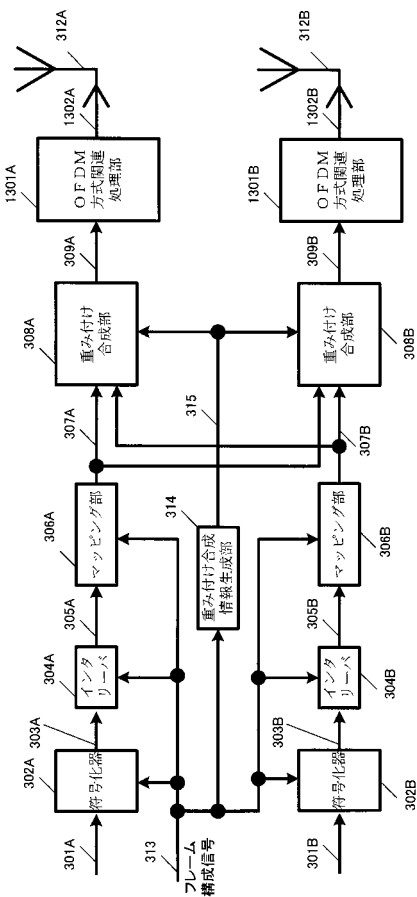
【図 1 1】



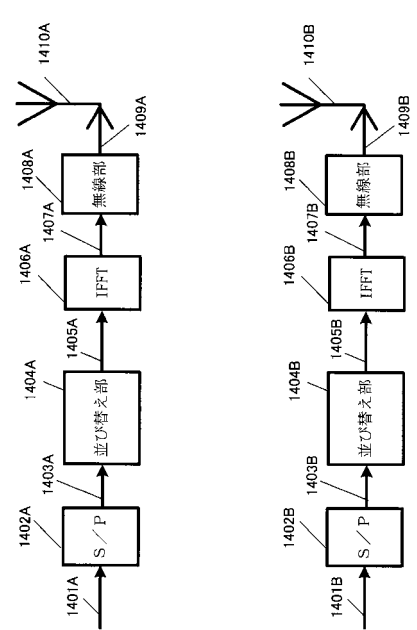
【図 1 2】



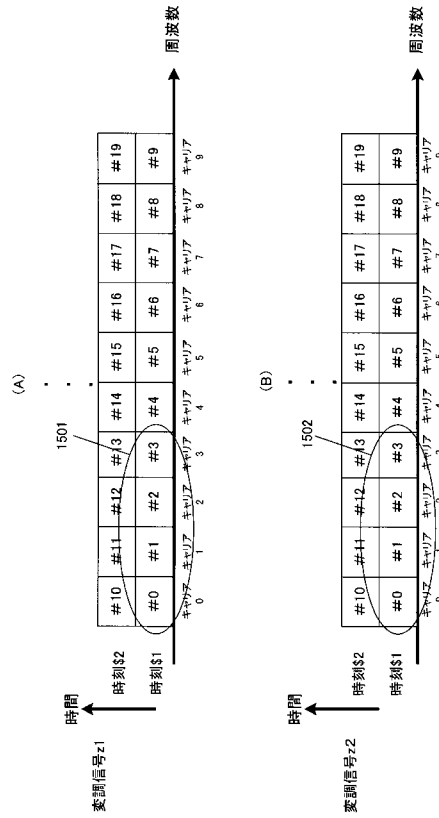
【図 1 3】



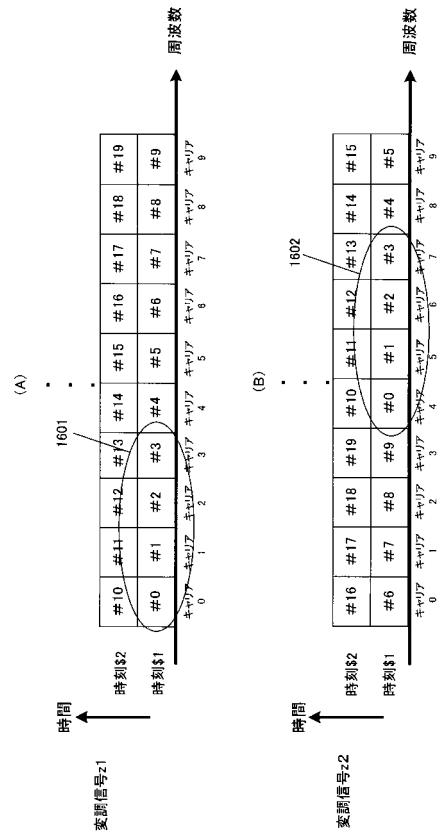
【図 1 4】



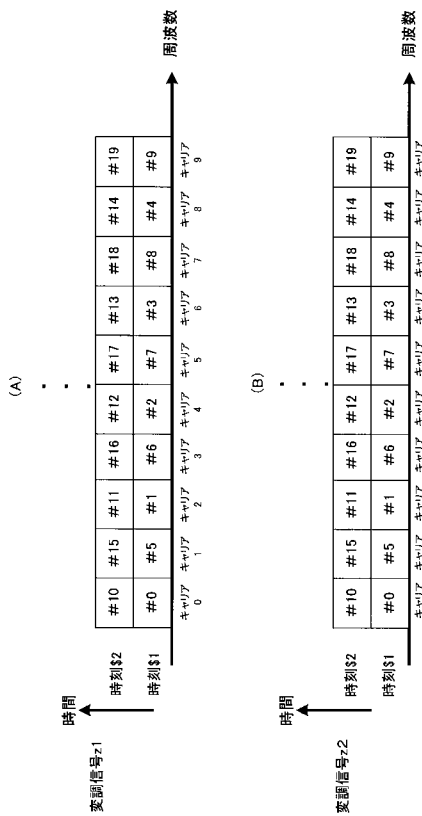
【図 15】



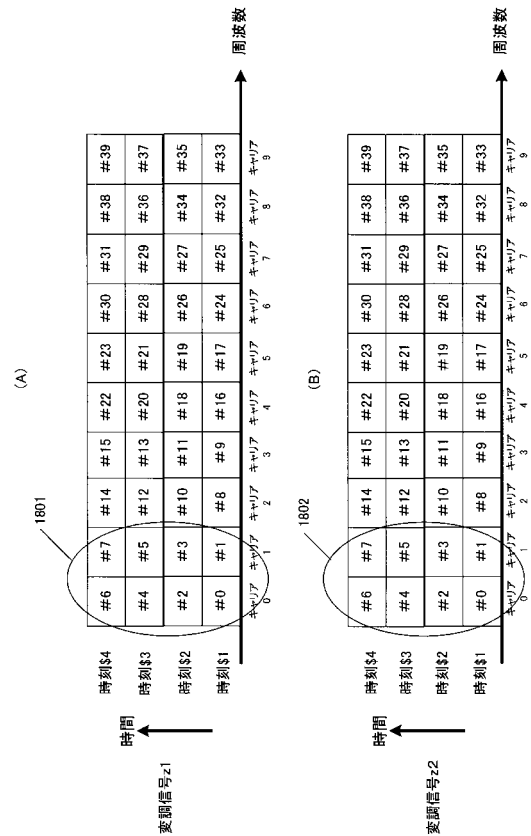
【図 16】



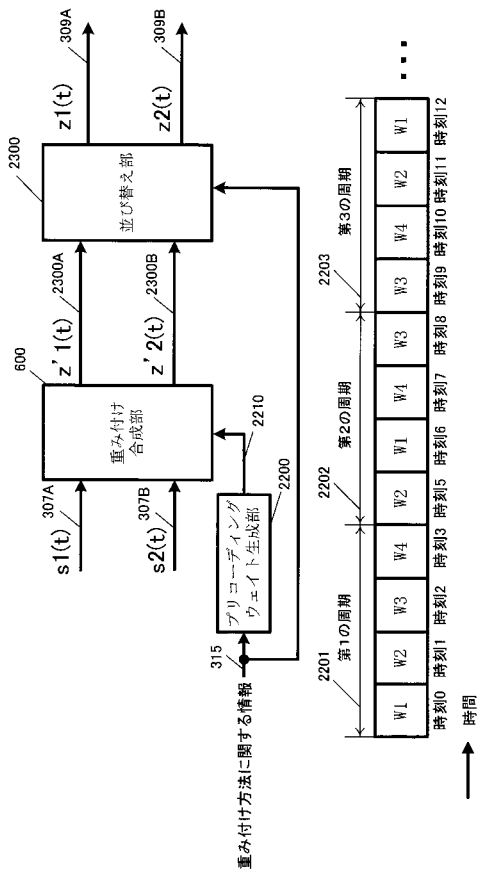
【図 17】



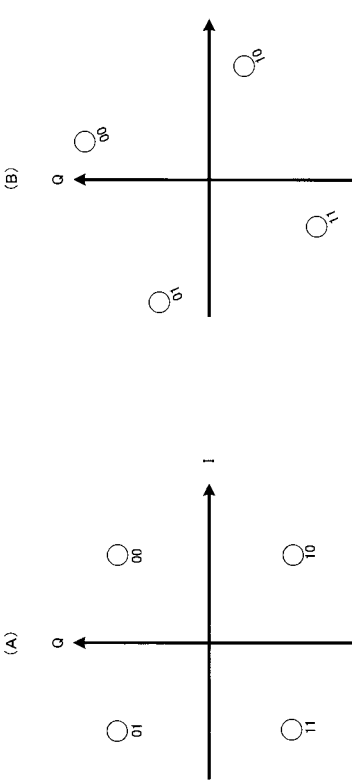
【図 18】



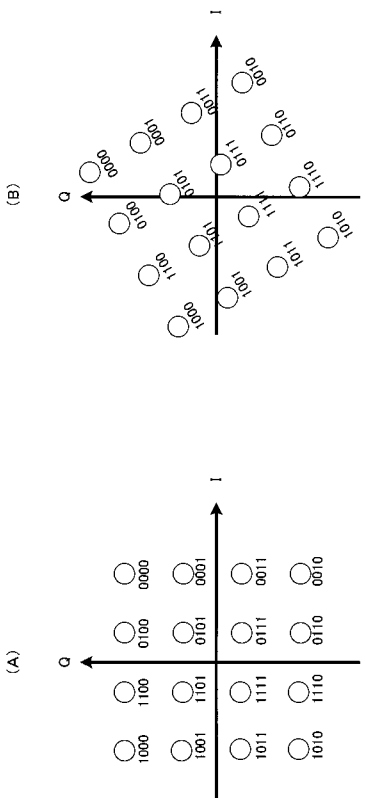
【図 2 3】



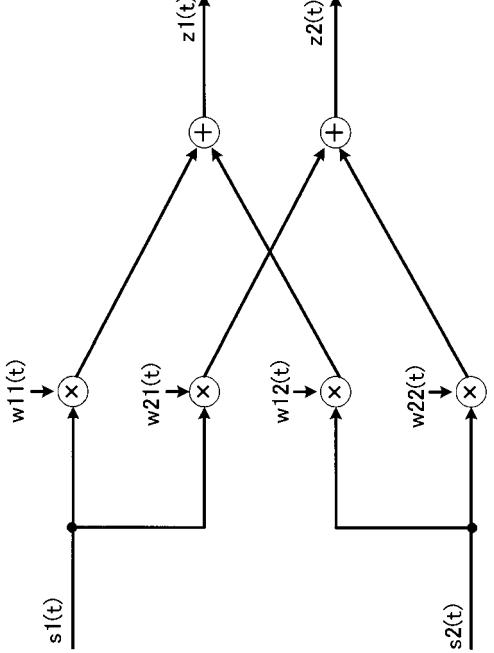
【図 2 4】



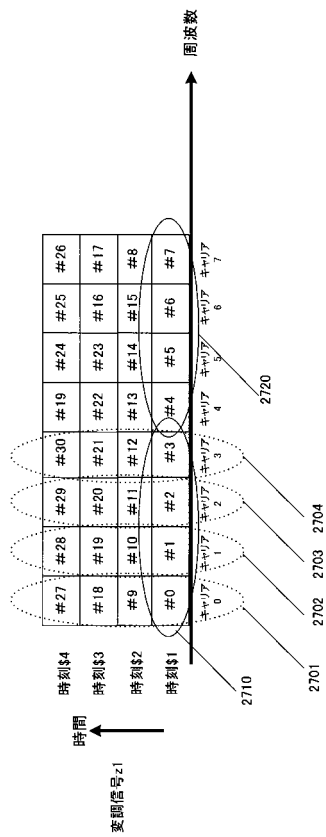
【図 2 5】



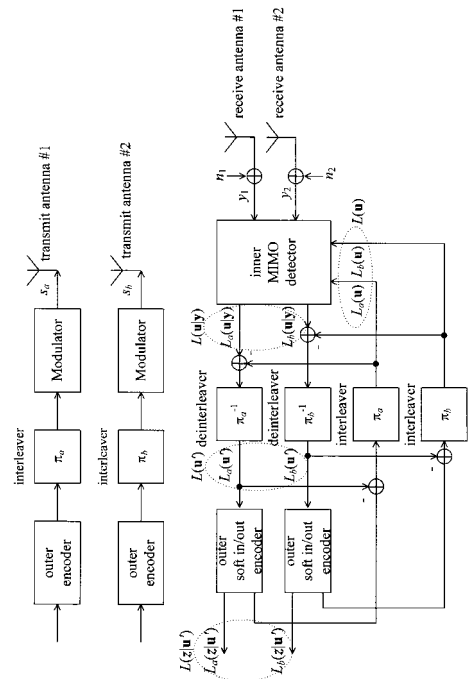
【図 2 6】



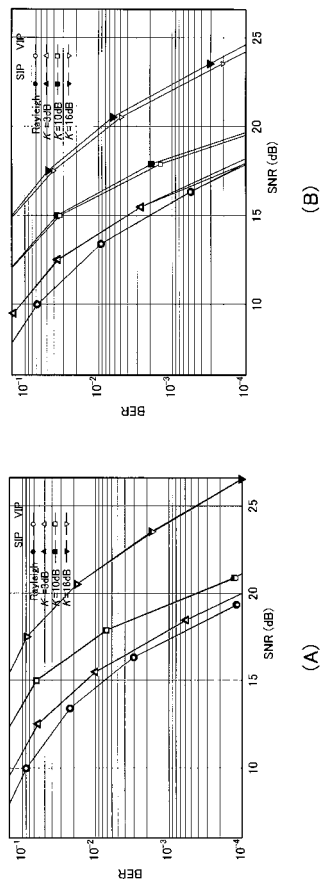
【図 27】



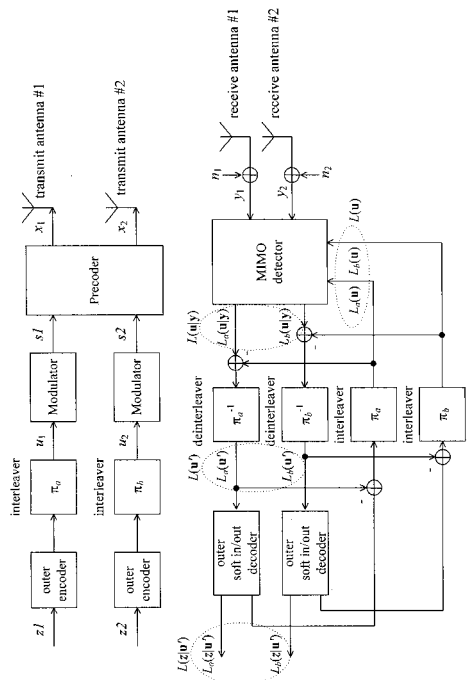
【図 28】



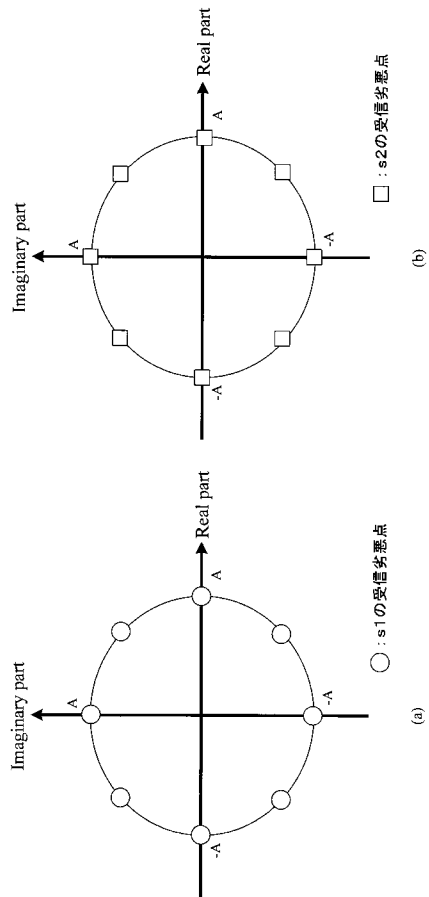
【図 29】



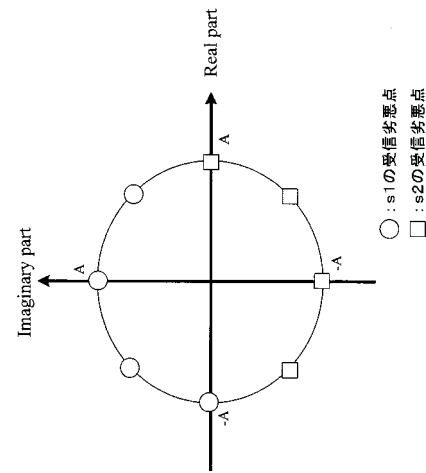
【図 30】



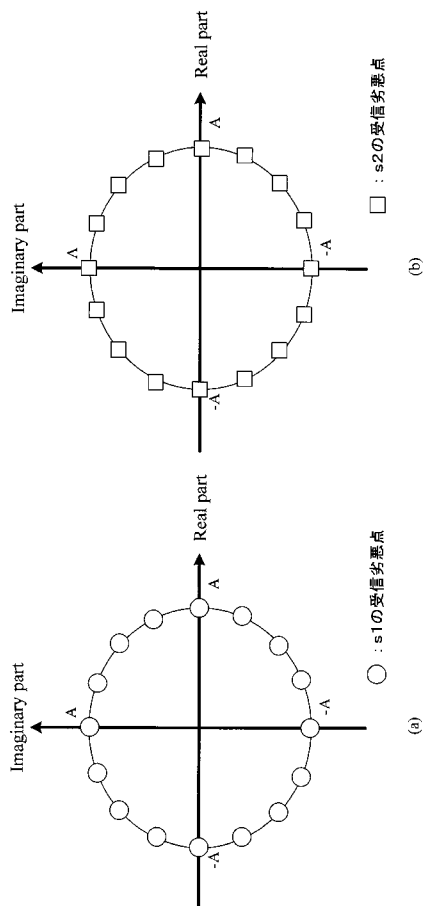
【図 3 1】



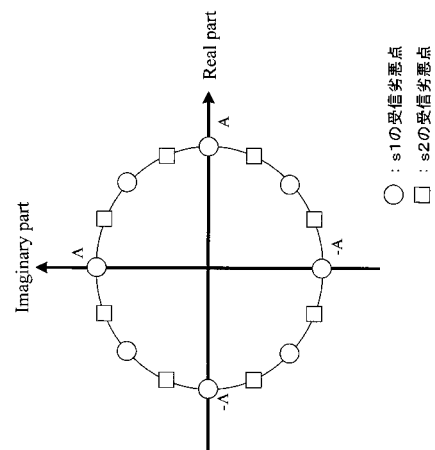
【図 3 2】



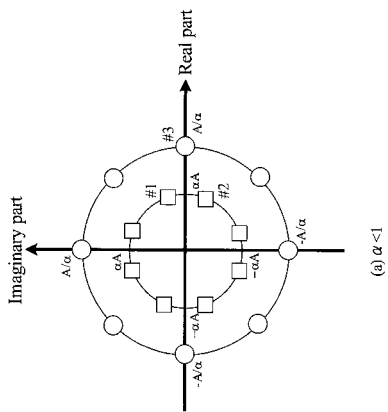
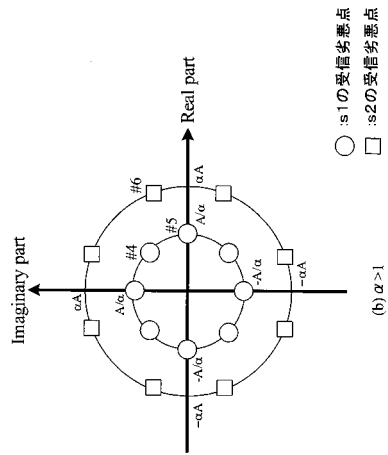
【図 3 3】



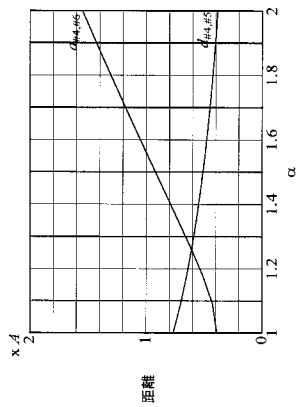
【図 3 4】



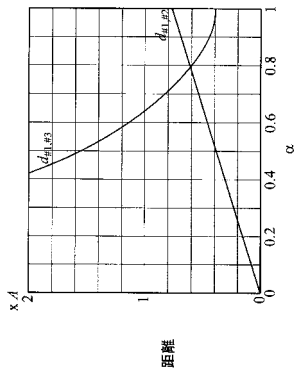
【図 3 5】



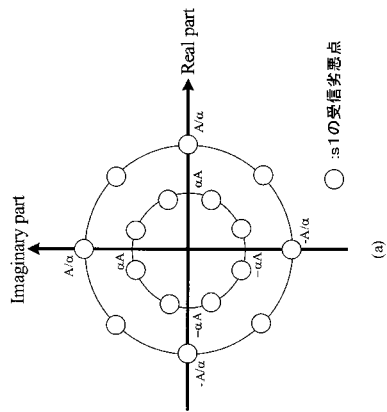
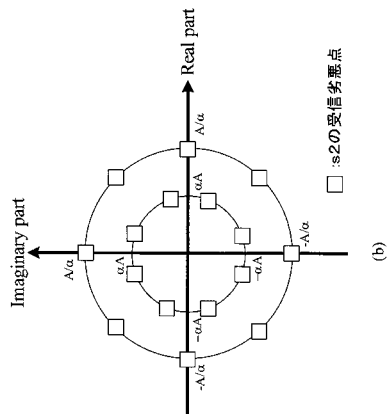
【図 3 7】



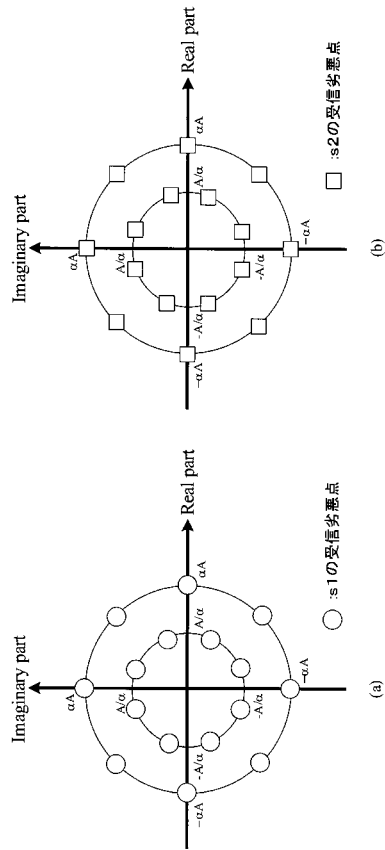
【図 3 6】



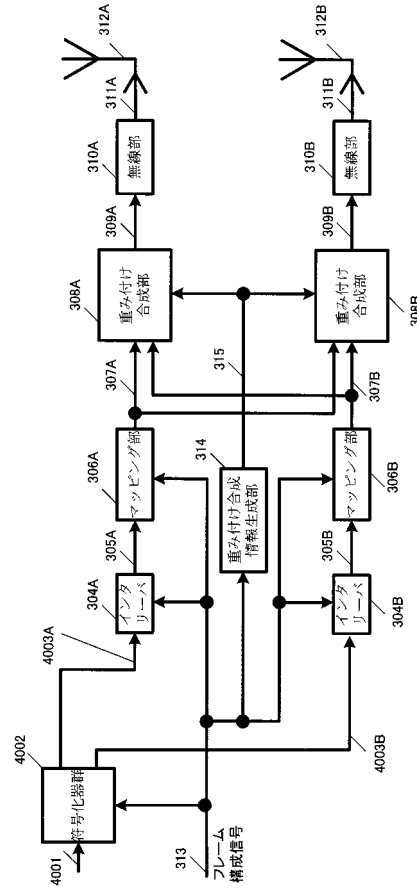
【図 3 8】



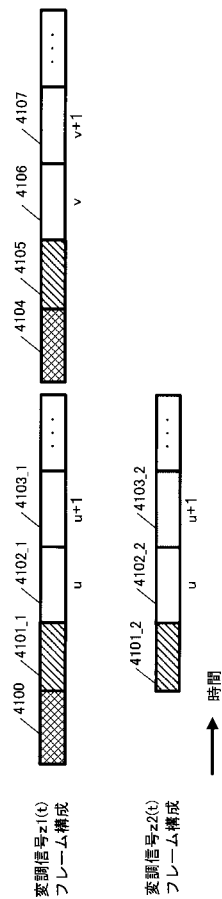
【図 39】



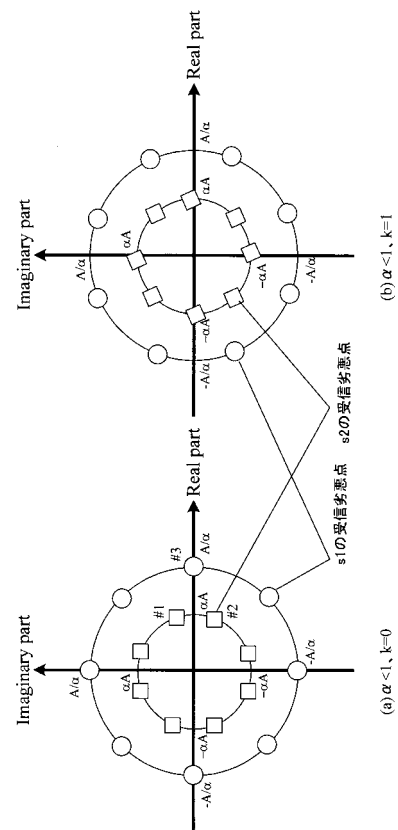
【図 40】



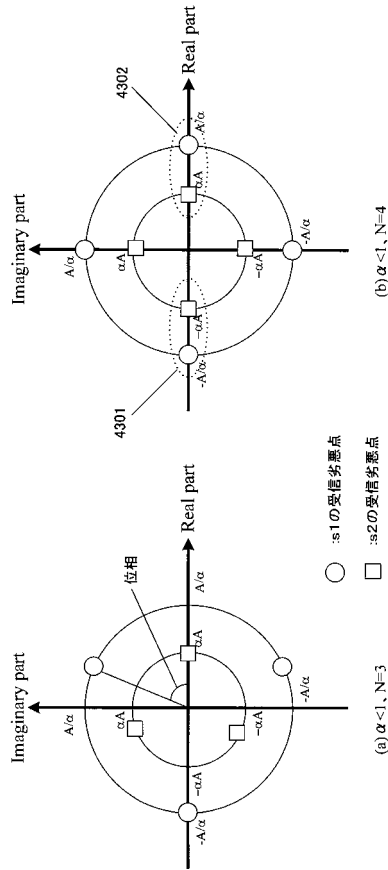
【図 41】



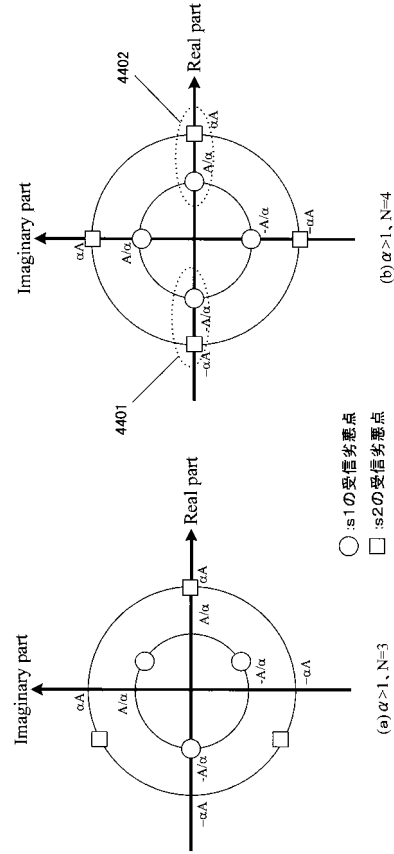
【図 42】



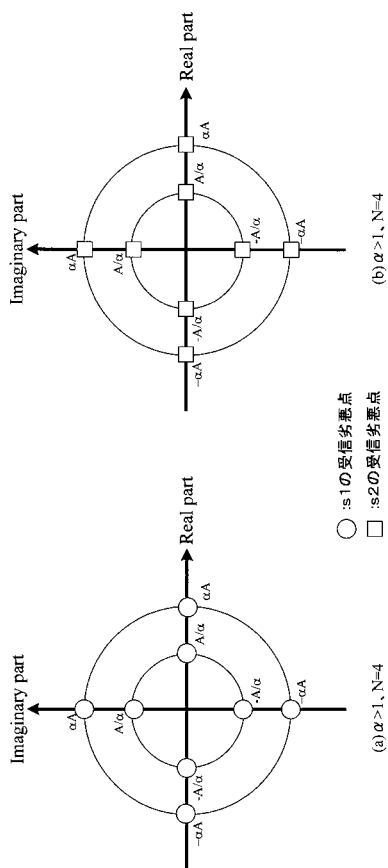
【図 4 3】



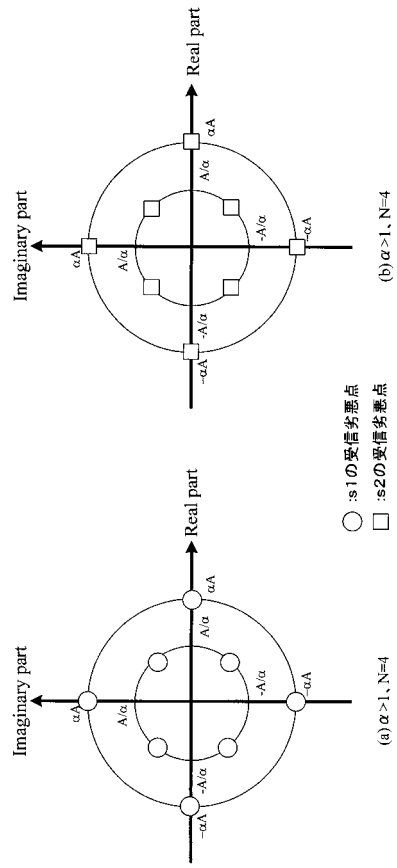
【図 4 4】



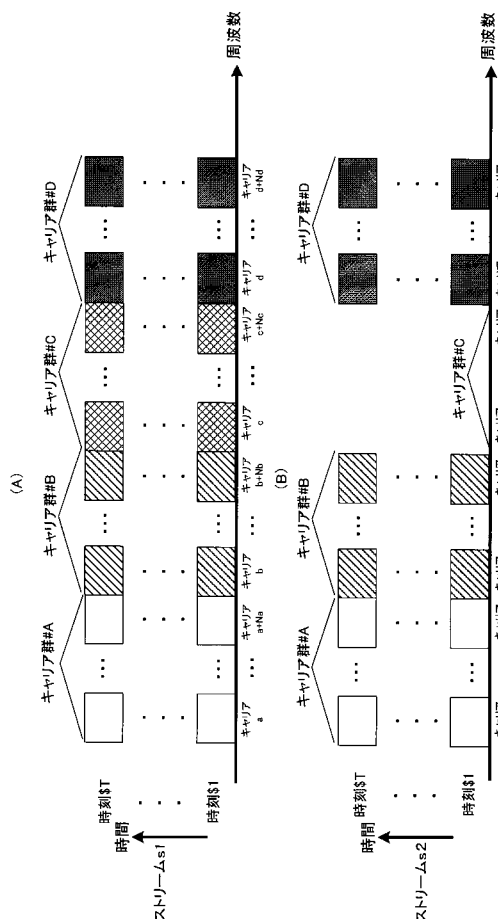
【図 4 5】



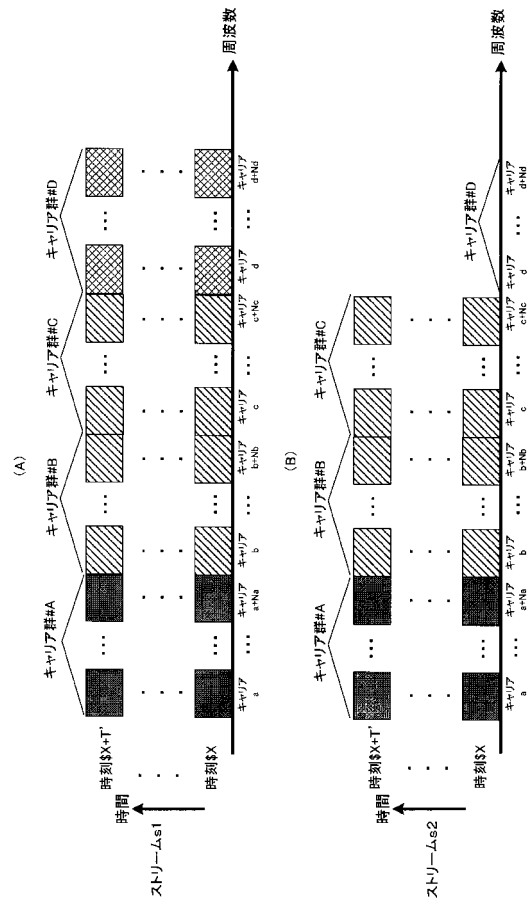
【図 4 6】



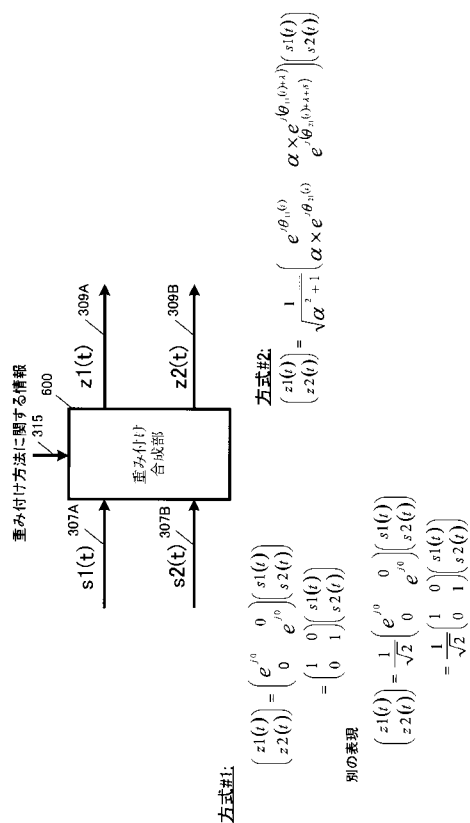
【图 4 7】



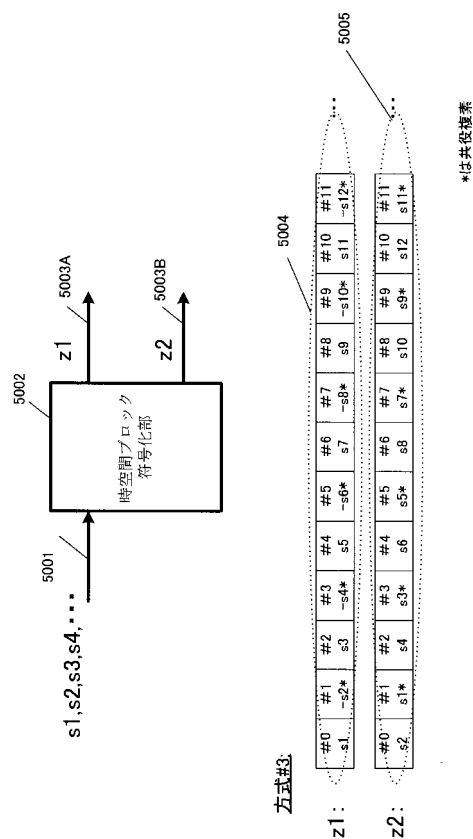
【图 48】



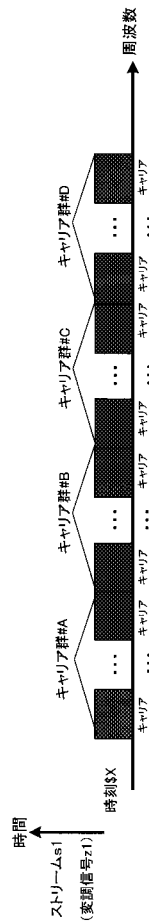
【图 4 9】



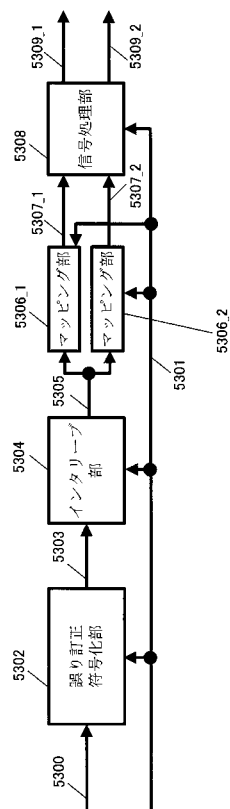
【図 50】



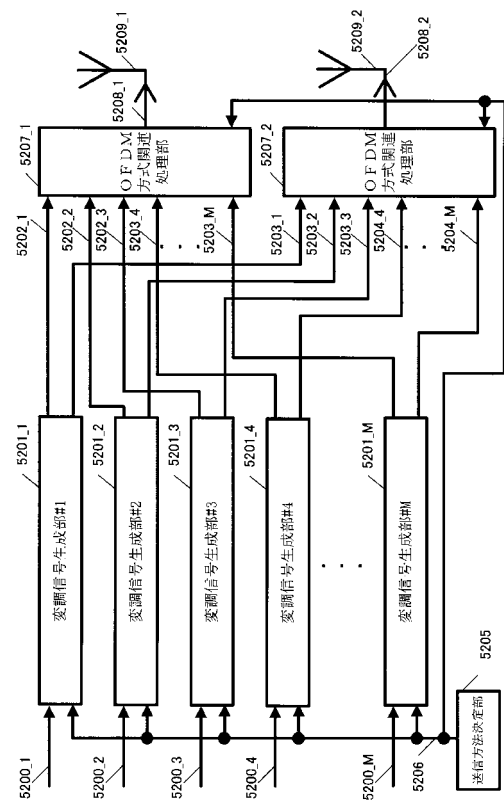
【図 5 1】



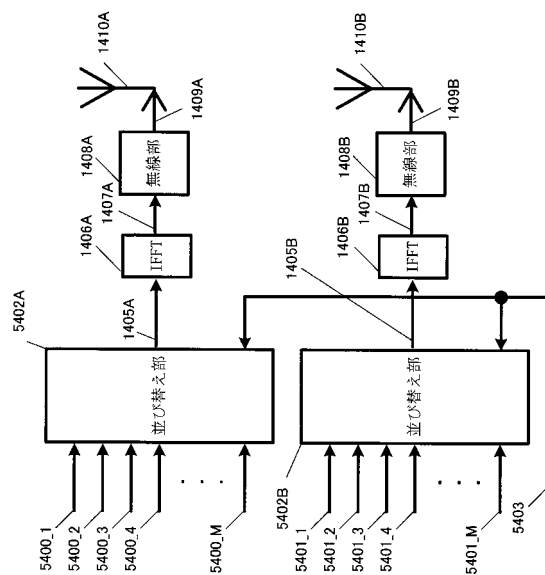
【図 5 3】



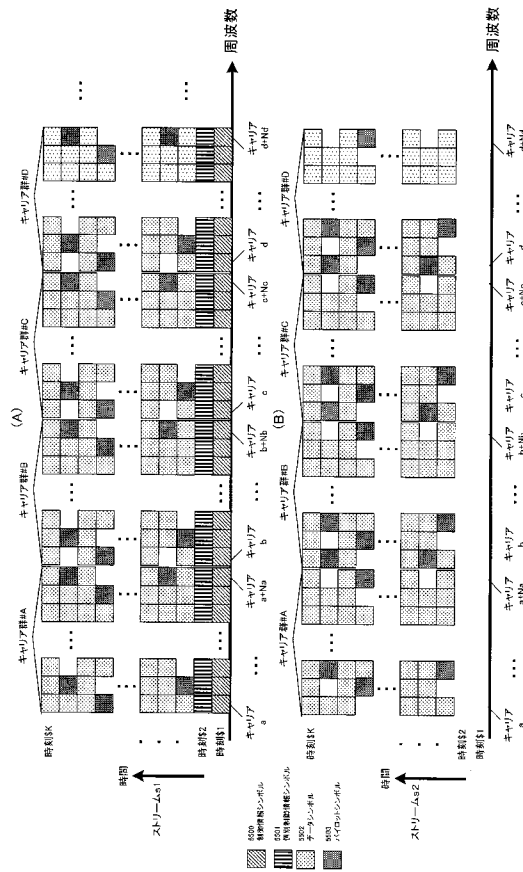
【図 5 2】



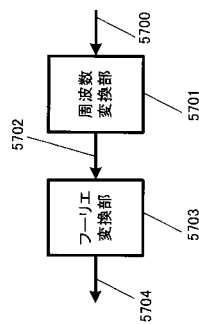
【図 5 4】



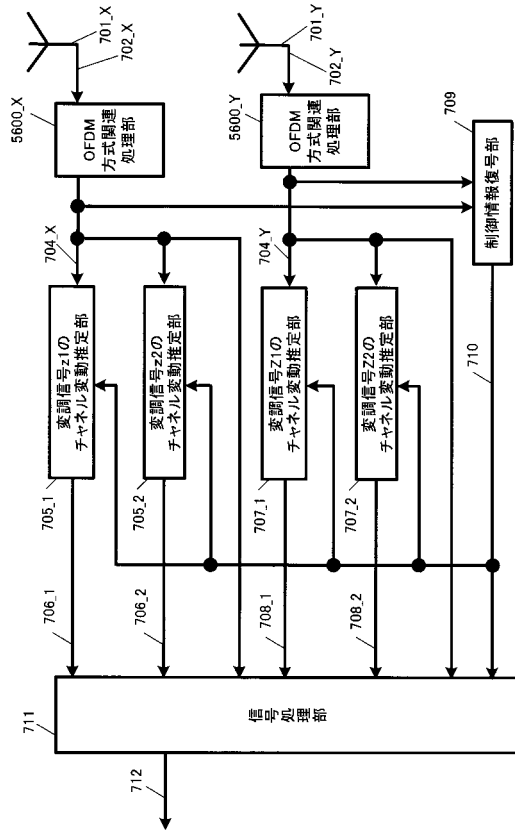
【図 55】



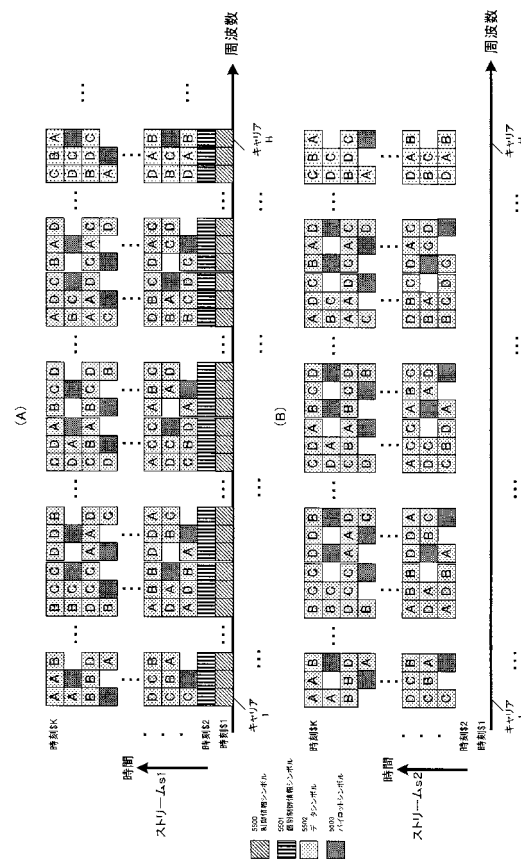
【図 57】



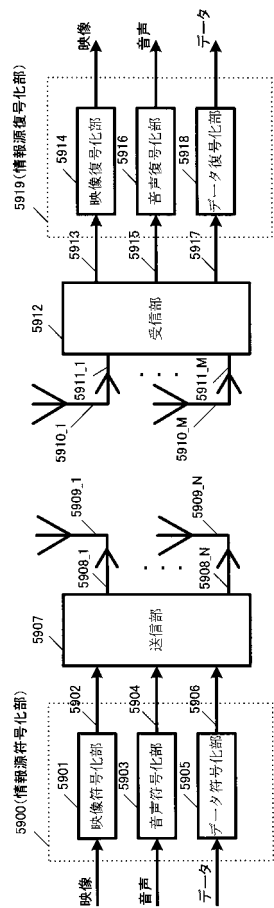
【図 56】



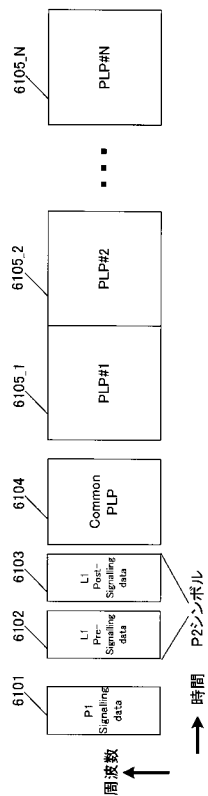
【図 58】



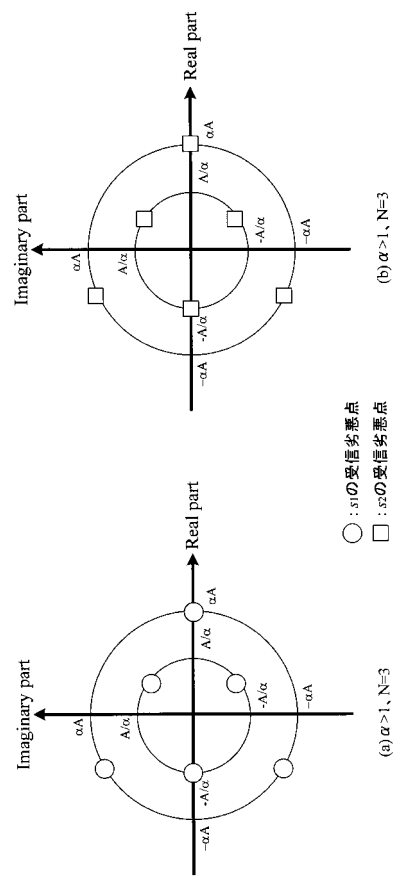
【図 59】



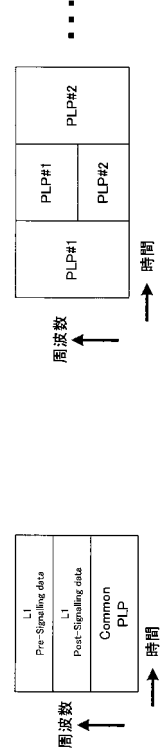
【図 61】



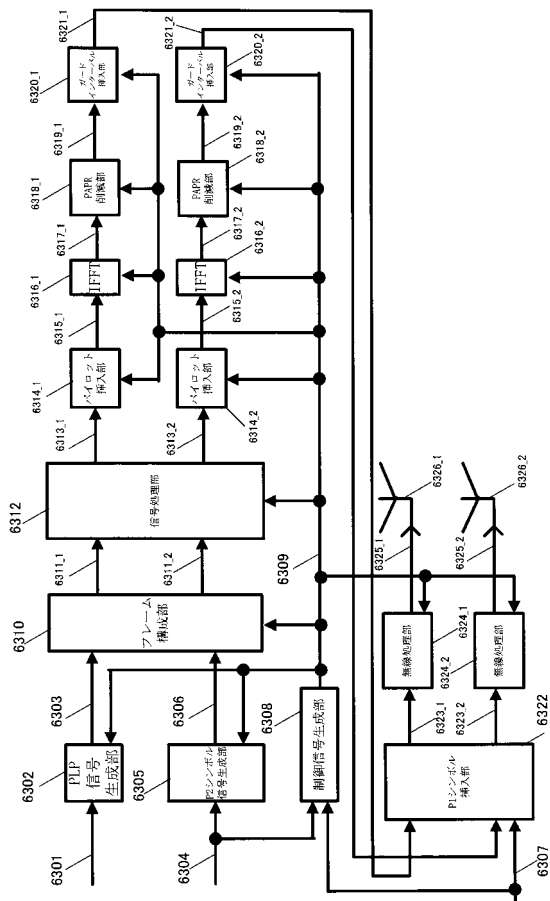
【図 60】



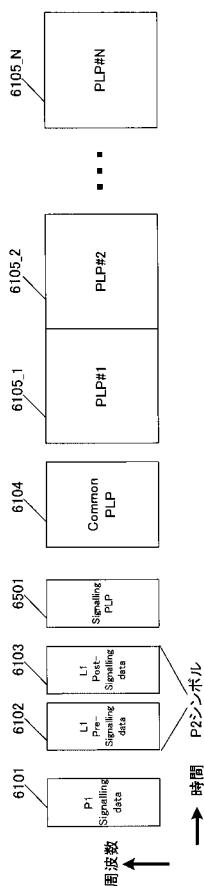
【図 62】



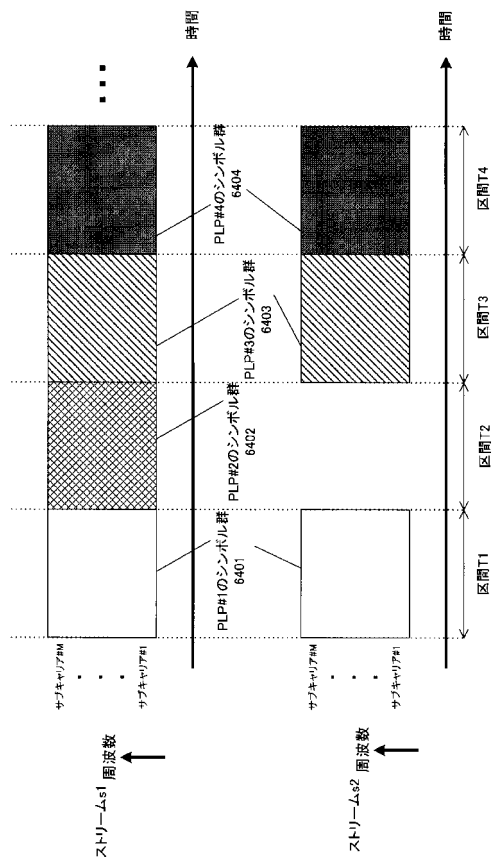
【图 6 3】



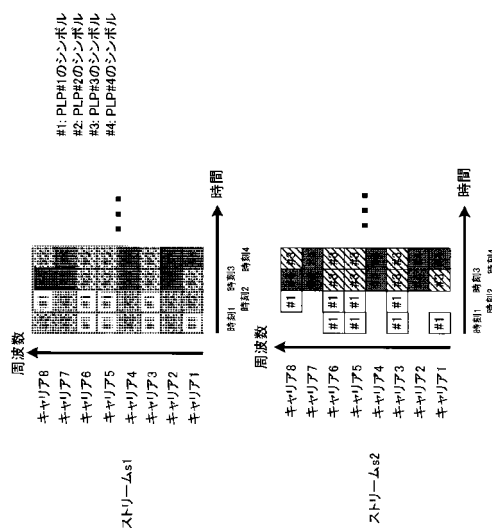
【图 6 5】



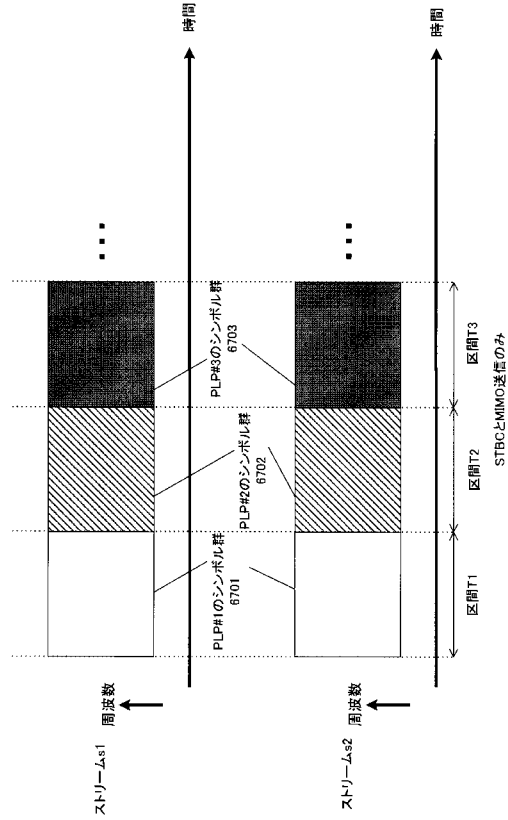
【図 6 4】



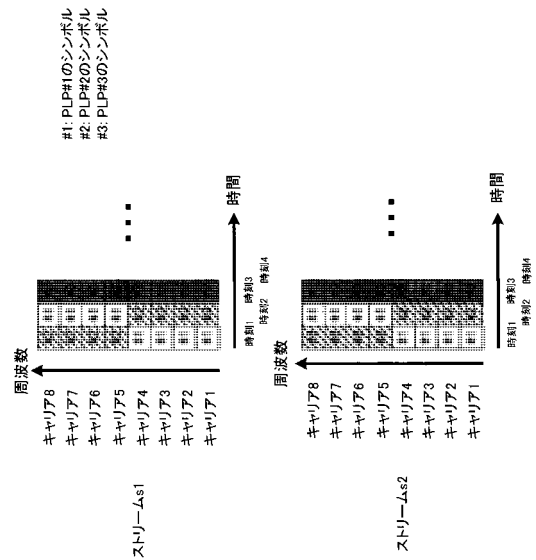
【图 6-6】



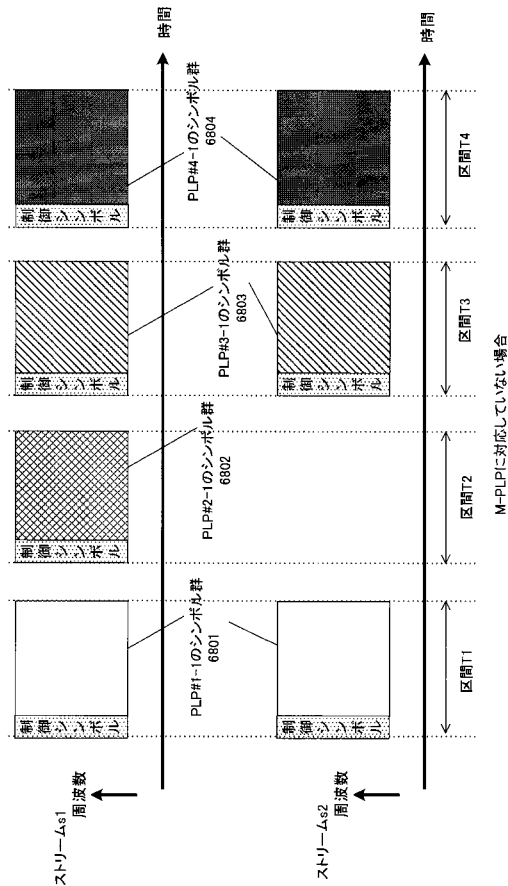
【図 67】



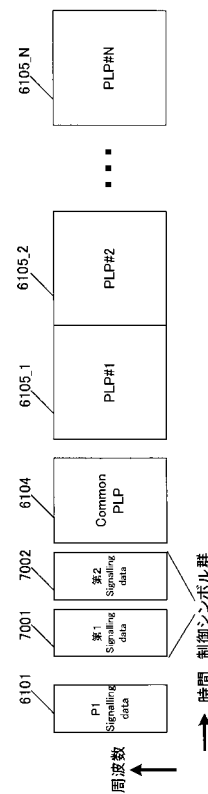
【図 68】



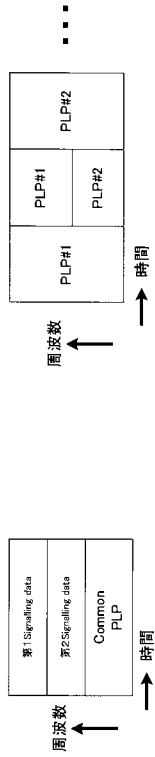
【図 69】



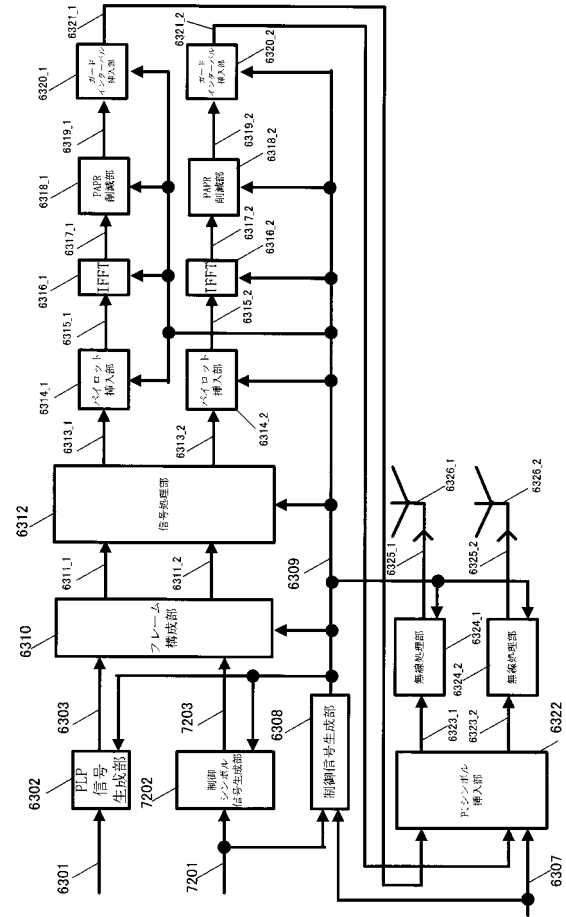
【図 70】



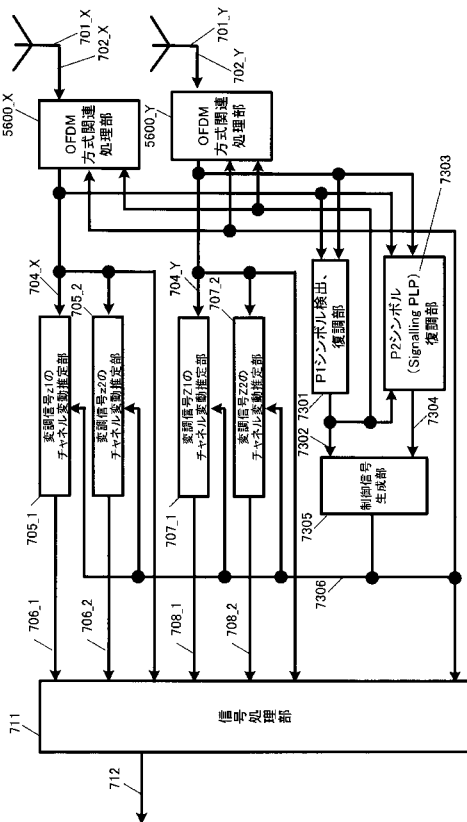
【図 7 1】



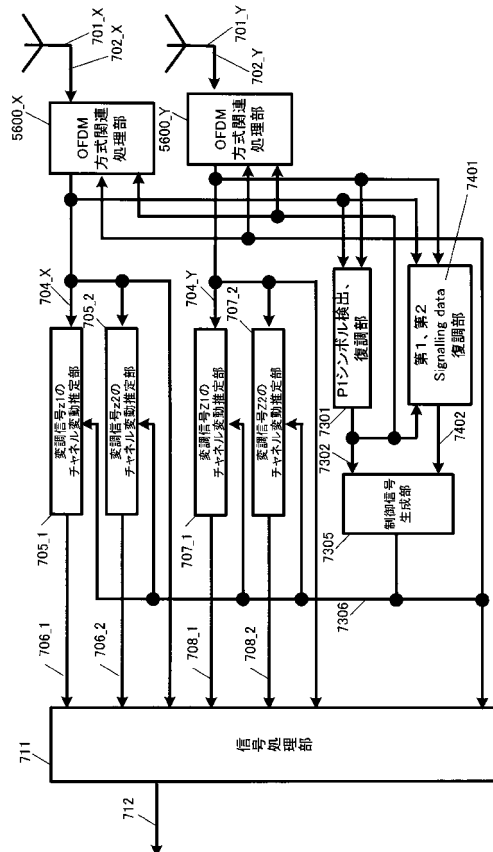
【図 7 2】



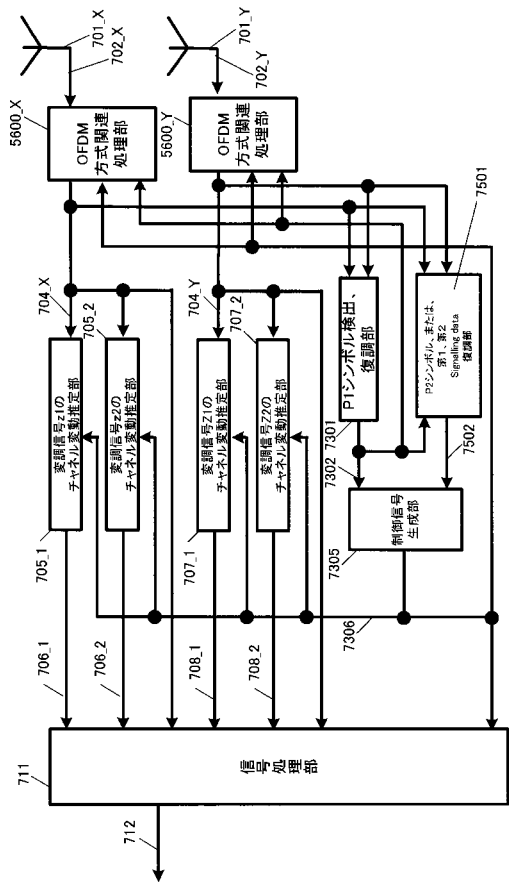
【図 7 3】



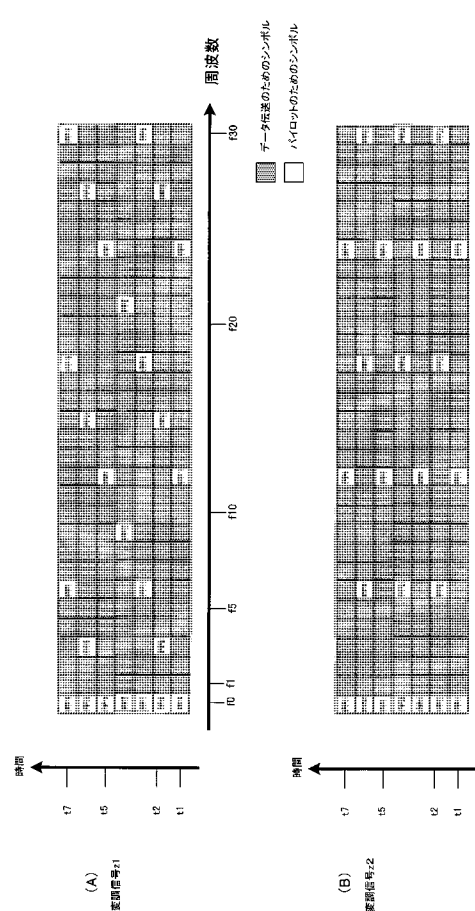
【図 7 4】



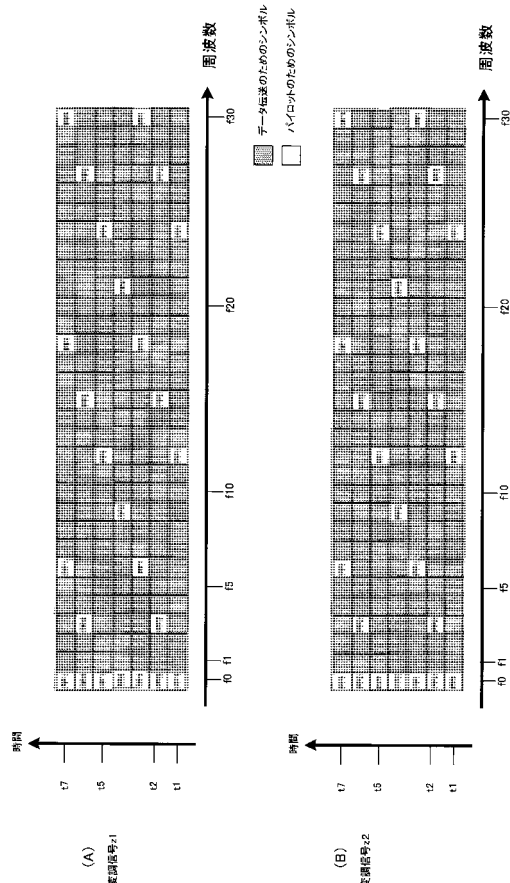
【図 75】



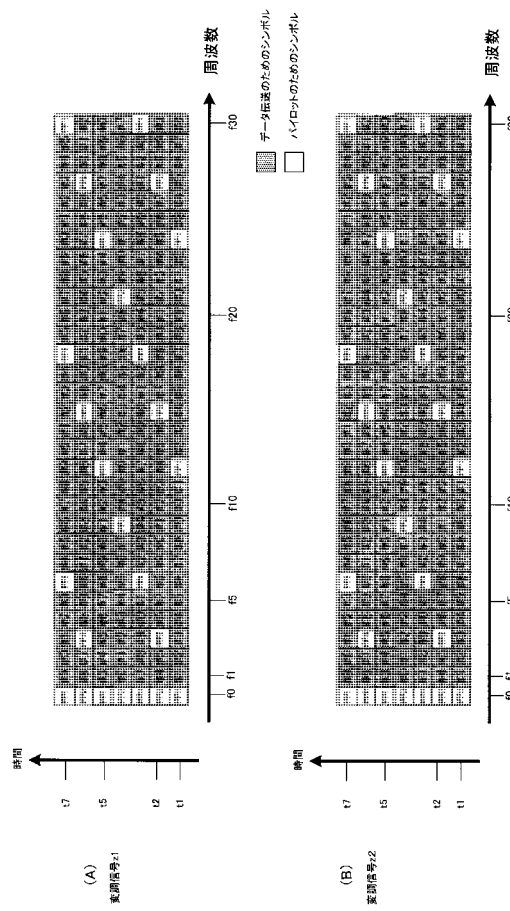
【図 77】



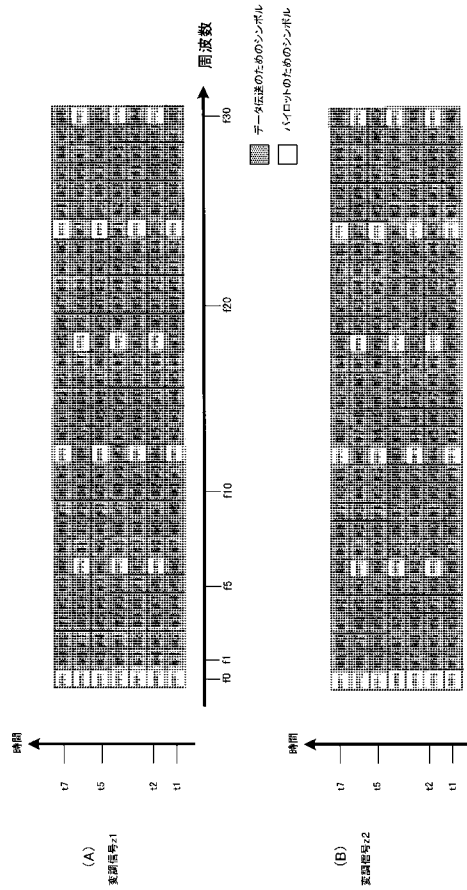
【図 76】



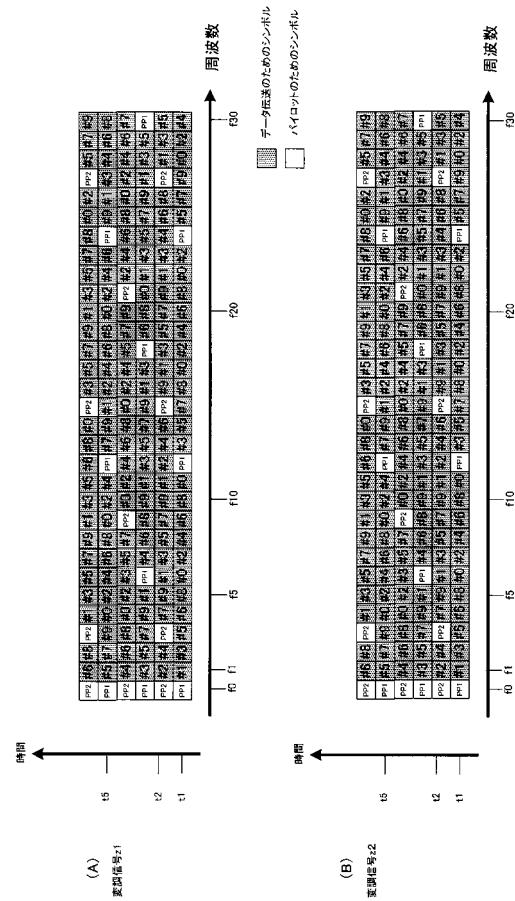
【図 78】



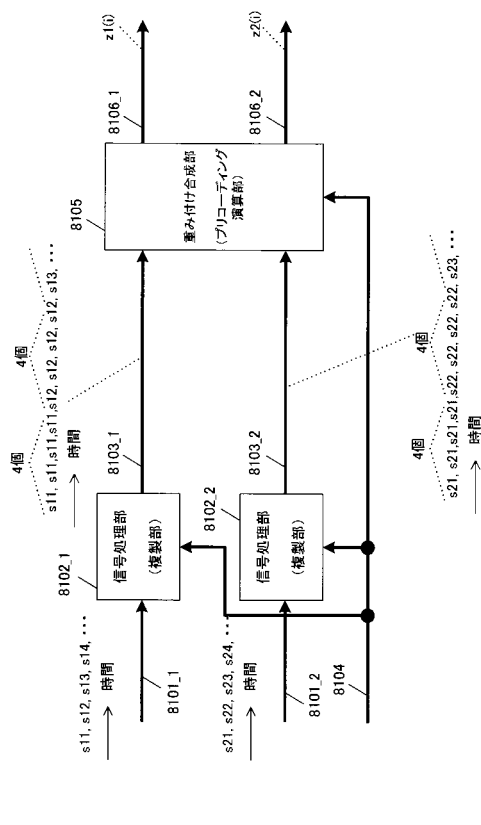
【図 79】



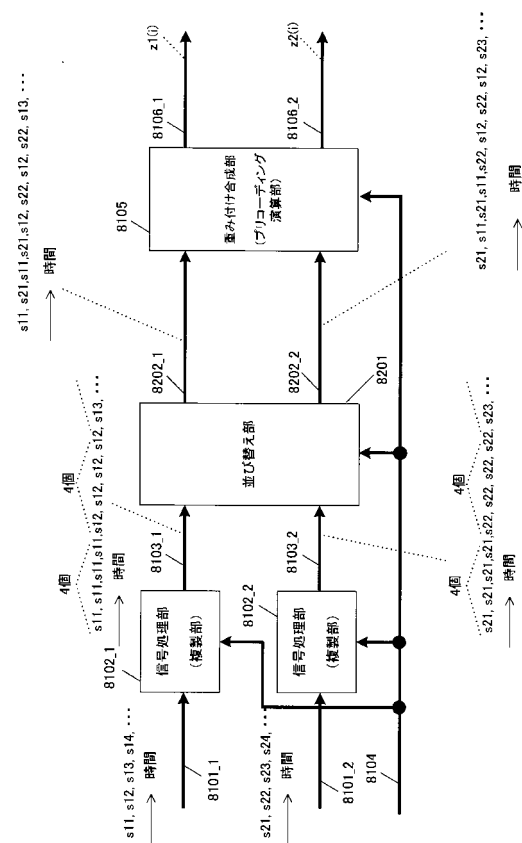
【図 80】



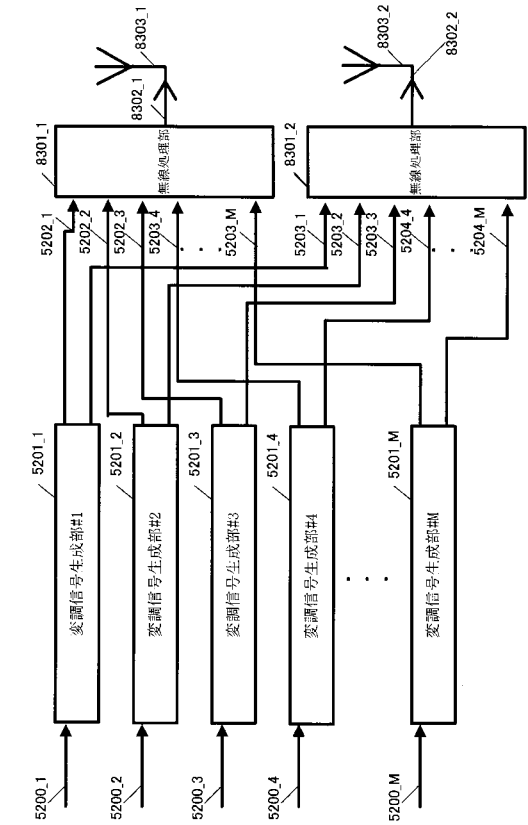
【図 81】



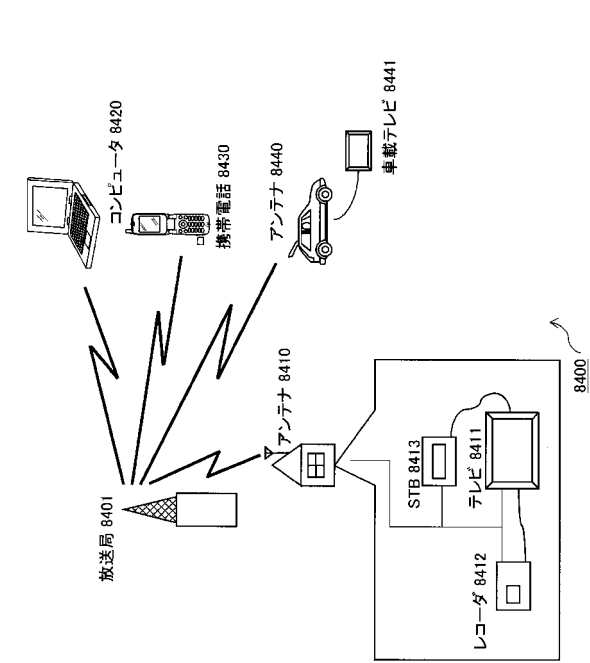
【図 82】



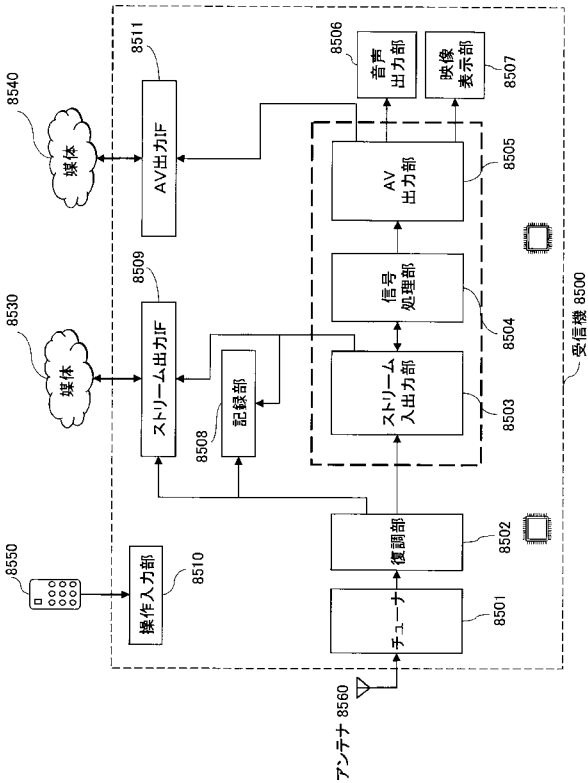
【図 8 3】



【図 8 4】



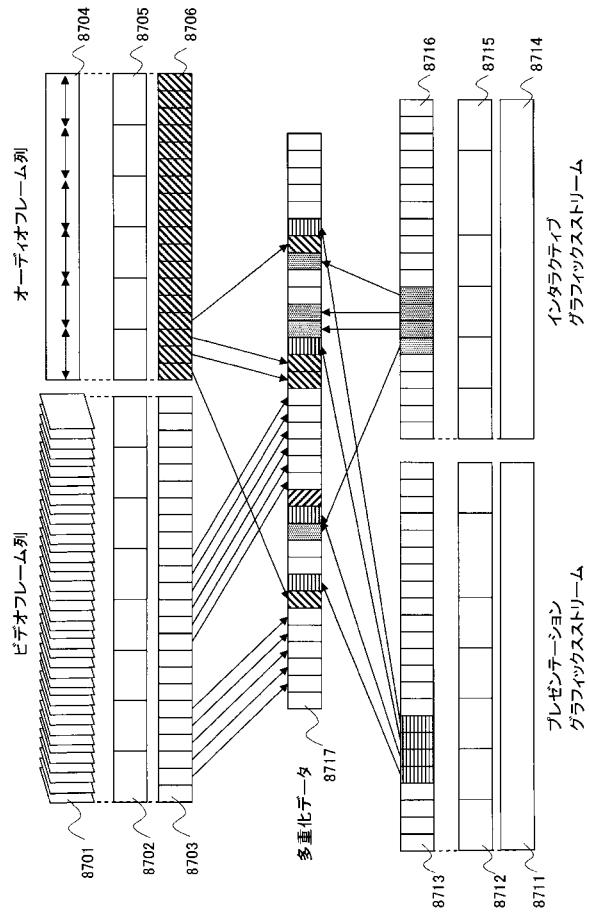
【図 8 5】



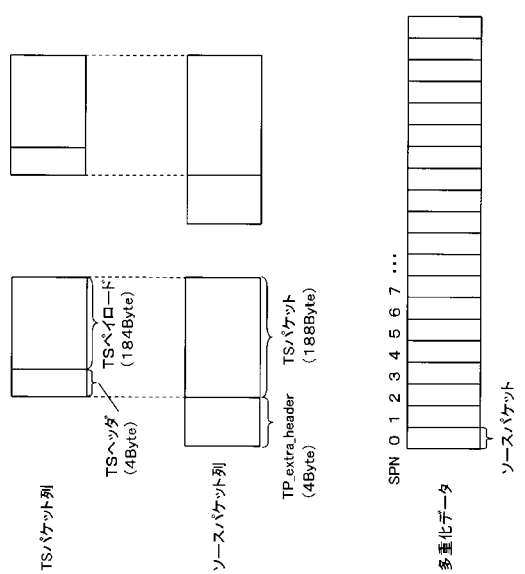
【図 8 6】

ビデオストリーム (PID=0x1011 主映像)
オーディオストリーム (PID=0x1100)
オーディオストリーム (PID=0x1101)
プレゼンテーショングラフィックスストリーム (PID=0x1200)
プレゼンテーショングラフィックスストリーム (PID=0x1201)
インタラクティブグラフィックスストリーム (PID=0x1400)
ビデオストリーム (PID=0x1B00 副映像)
ビデオストリーム (PID=0x1B01 副映像)

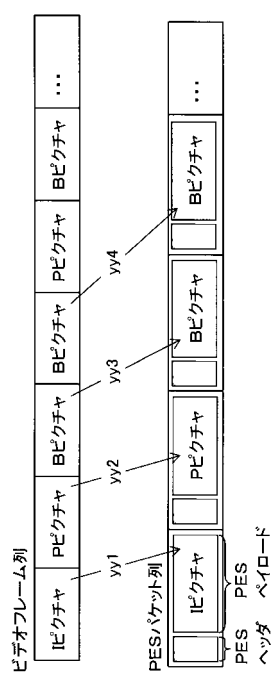
【図 87】



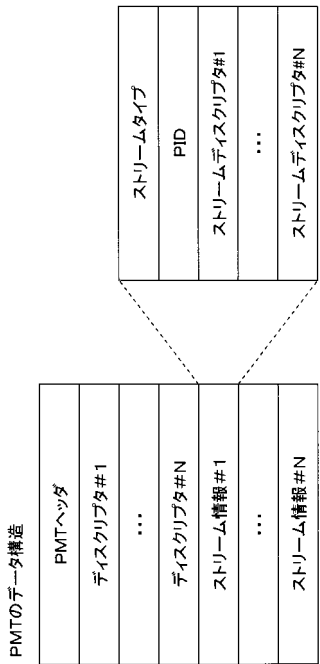
【図 89】



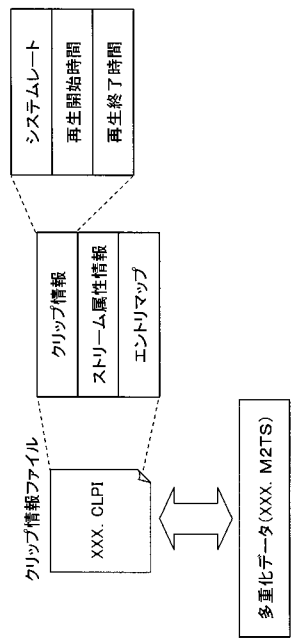
【図 88】



【図 90】



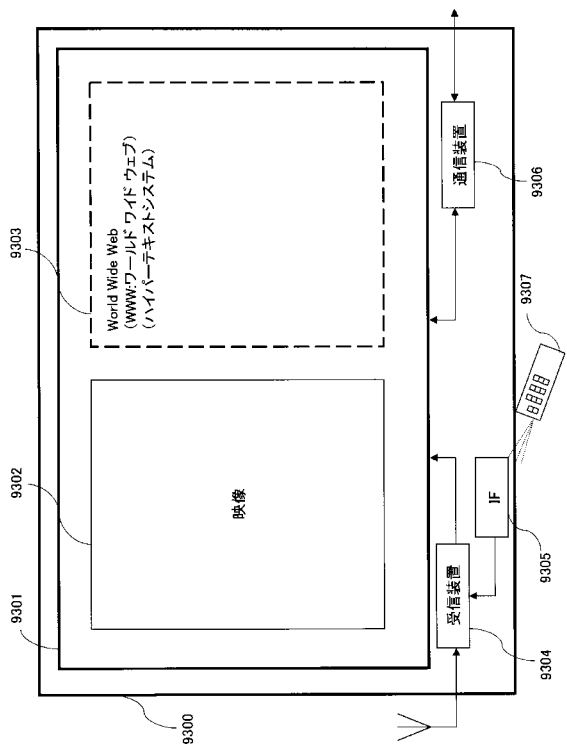
【図 9 1】



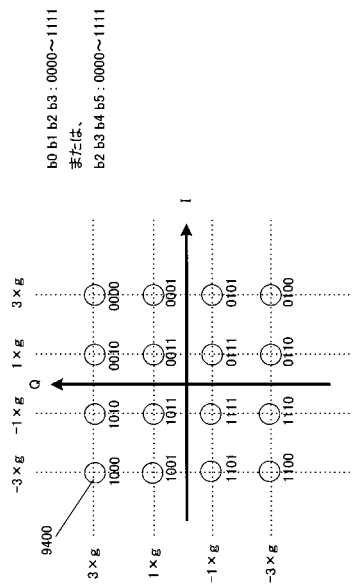
【図 9 2】

PID	ストリーム属性情報	ストリームの属性情報			
		ビデオストリーム属性情報	オーディオストリーム属性情報	オーディオストリーム属性情報	オーディオストリーム属性情報
0x1011	ビデオストリーム属性情報	コーデック	解像度	アスペクト比	フレームレート
0x1100	オーディオストリーム属性情報	コーデック	チャンネル数	言語	サンプリング周波数
0x1101	オーディオストリーム属性情報	コーデック	チャンネル数	言語	サンプリング周波数
0x1200	プレゼンテーショングラフィックスストリーム属性情報	コーデック	チャンネル数	言語	サンプリング周波数
0x1201	プレゼンテーショングラフィックスストリーム属性情報	コーデック	チャンネル数	言語	サンプリング周波数
0x1B00	ビデオストリーム属性情報	コーデック	解像度	アスペクト比	フレームレート

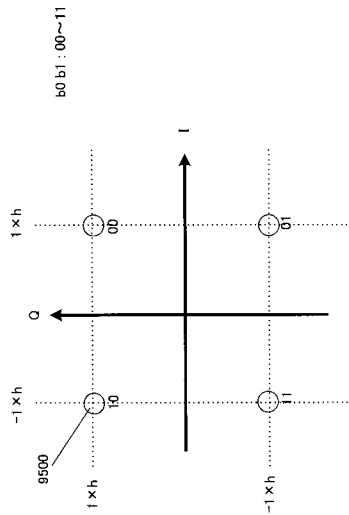
【図 9 3】



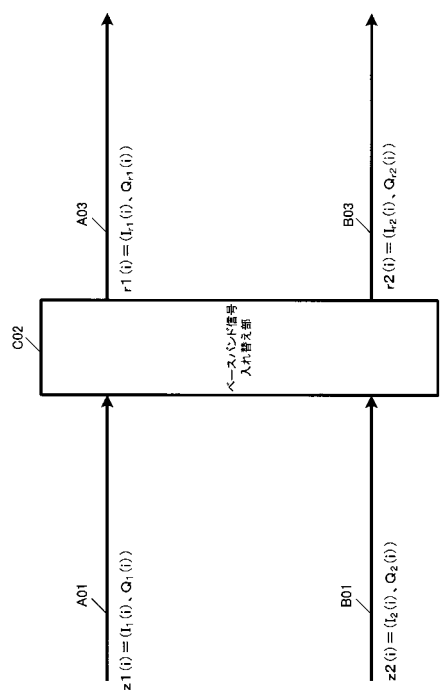
【図 9 4】



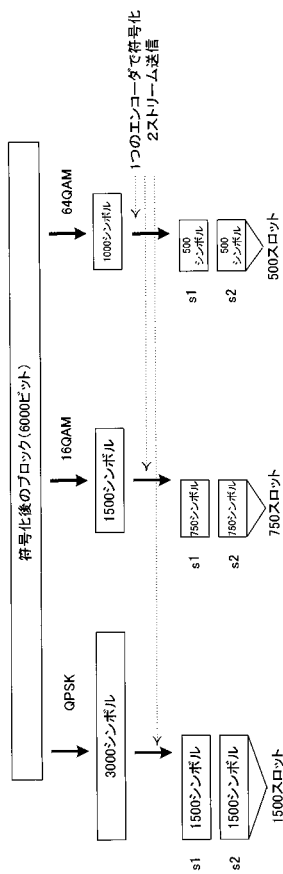
【図 95】



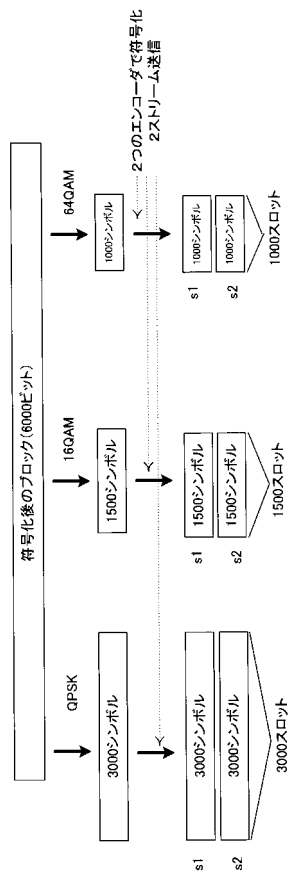
【図 96】



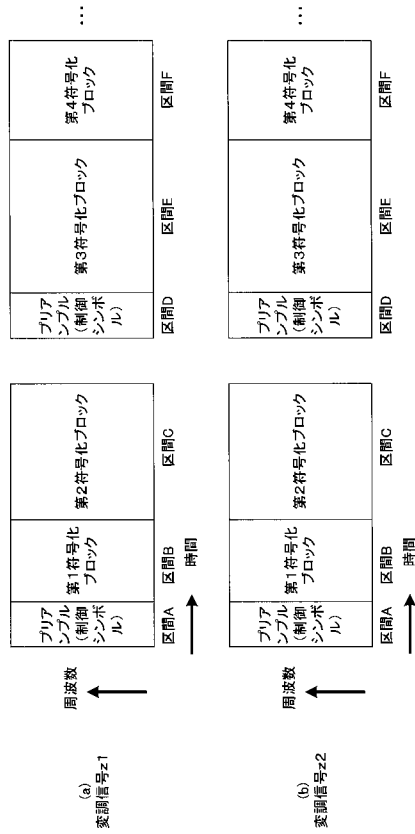
【図 97】



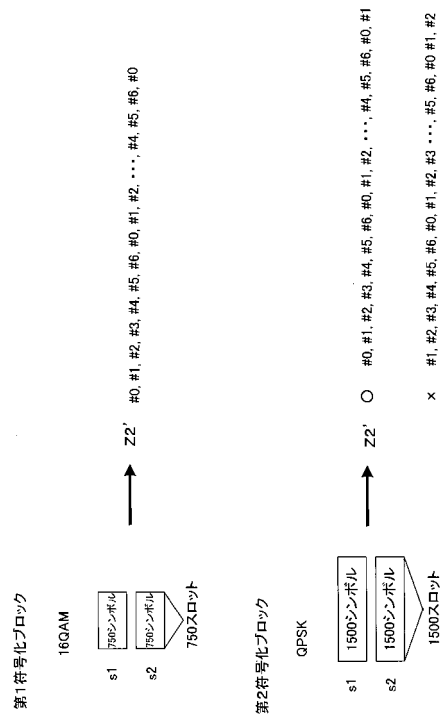
【図 98】



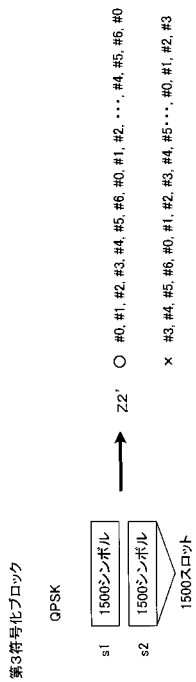
【 図 9 9 】



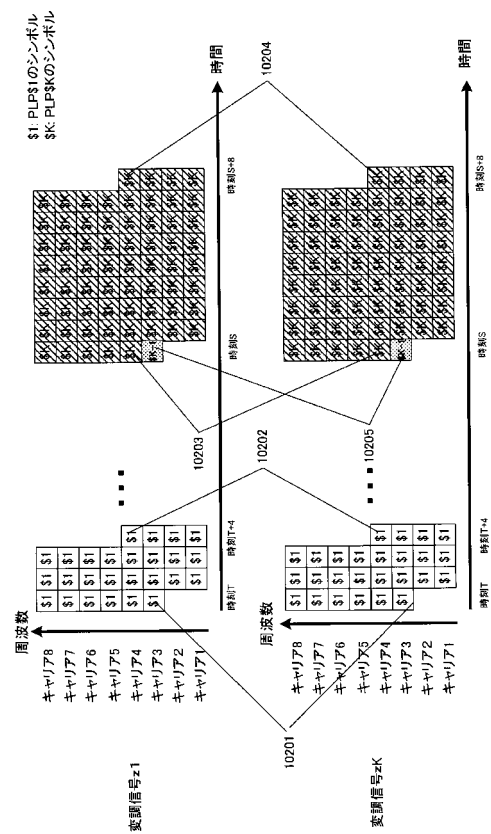
【図 1 0 0】



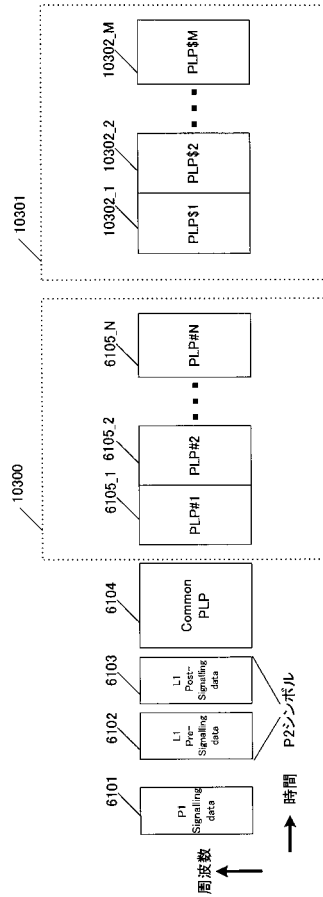
【 図 1 0 1 】



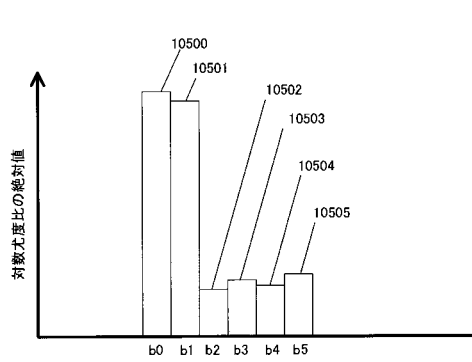
【図 1 0 2】



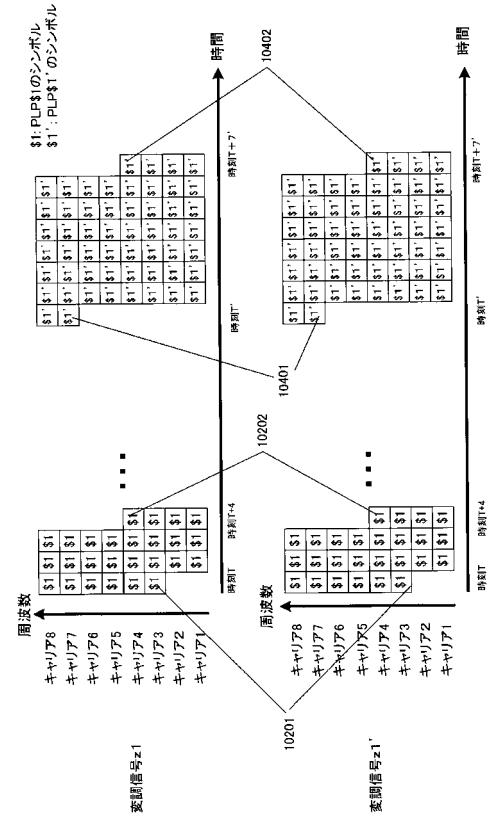
【図 103】



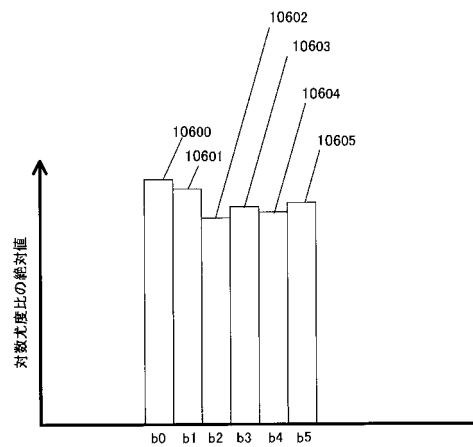
【図 105】



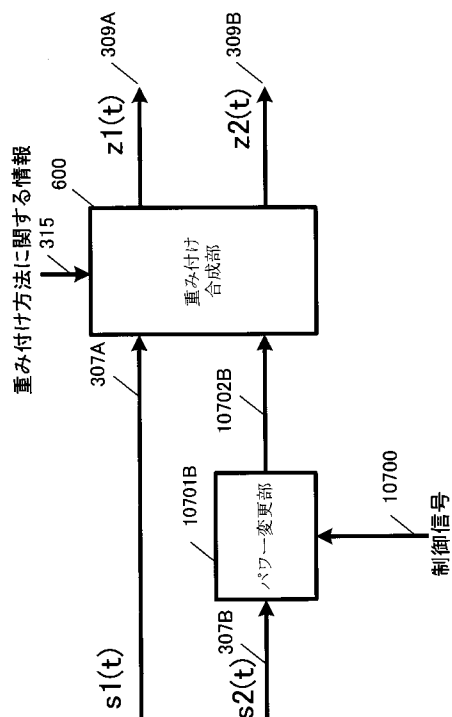
【図 104】



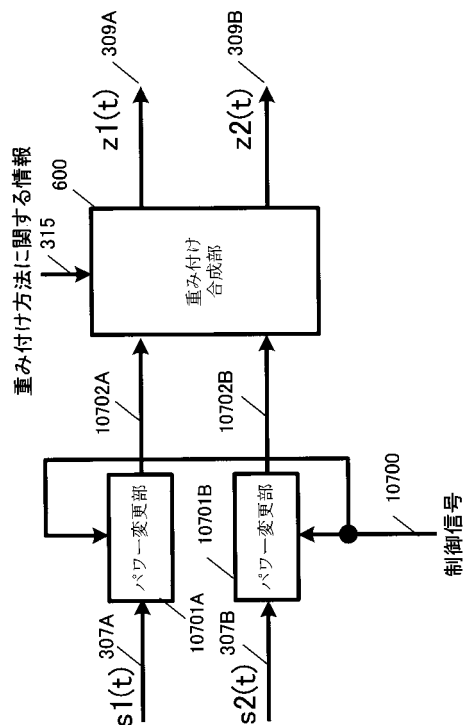
【図 106】



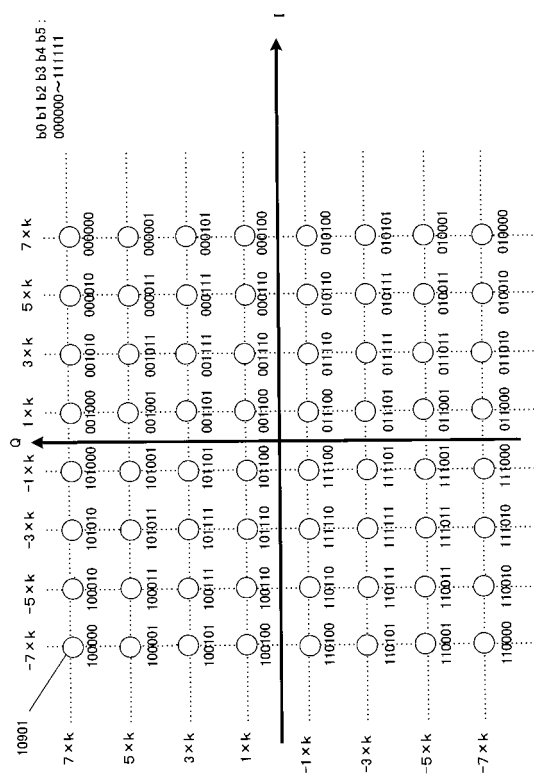
【 図 1 0 7 】



【図 108】



【图 109】

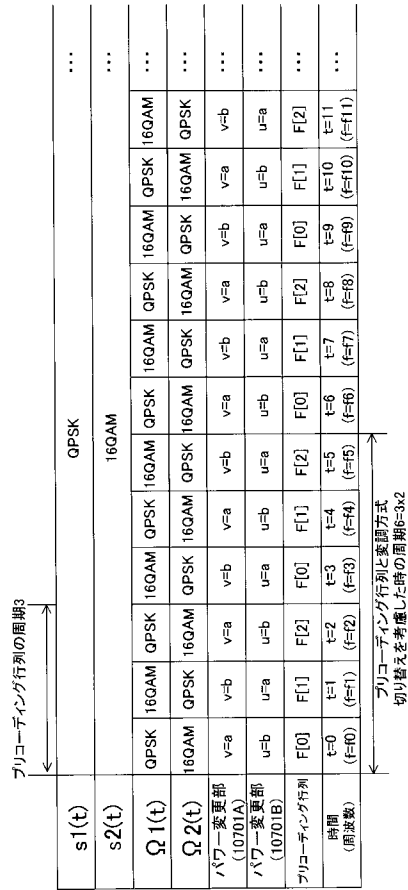


【 兪 1 1 0 】

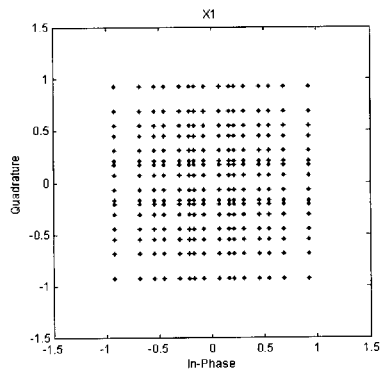
プリコーディング行列の周期3														
s1(t)	QPSK	QPSK	QPSK	16QAM	16QAM	16QAM	16QAM	QPSK	QPSK	QPSK	16QAM	16QAM	16QAM	...
	16QAM	16QAM	16QAM	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK	16QAM	16QAM	16QAM	QPSK	QPSK	QPSK	...
s2(t) バワー変調部 (10701A)	v=a	v=a	v=a	v=b	v=b	v=b	v=b	v=a	v=a	v=a	v=b	v=b	v=b	...
	u=b	u=b	u=b	u=a	u=a	u=a	u=a	u=b	u=b	u=b	u=a	u=a	u=a	...
(10701B) プリコーディング行列	F[0]	F[1]	F[2]	F[0]	F[1]	F[2]	F[2]	F[0]	F[1]	F[2]	F[0]	F[1]	F[2]	...
	t=0 (=F0)	t=1 (=F1)	t=2 (=F2)	t=3 (=F3)	t=4 (=F4)	t=5 (=F5)	t=6 (=F6)	t=7 (=F7)	t=8 (=F8)	t=9 (=F9)	t=10 (=F10)	t=11 (=F11)	t=12 (=F12)	...

プリコーディング行列に変調方式
切り替えを考慮した時の周期6=3×2

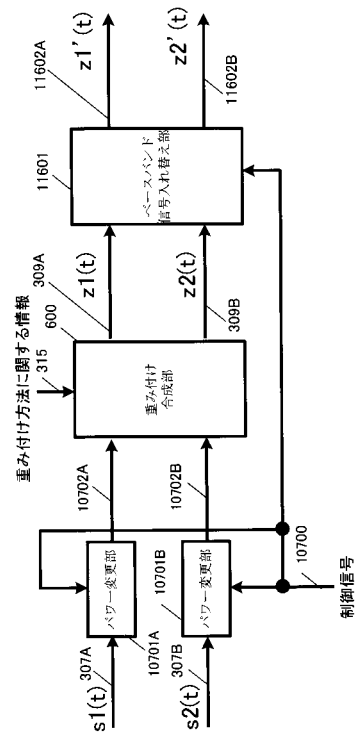
【図 1 1 5】



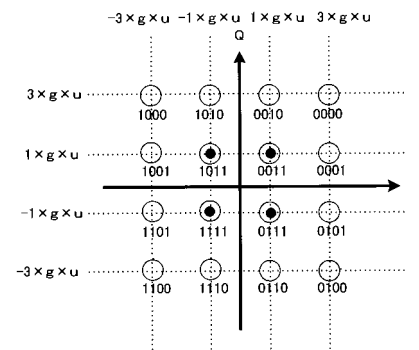
【図 1 1 7】



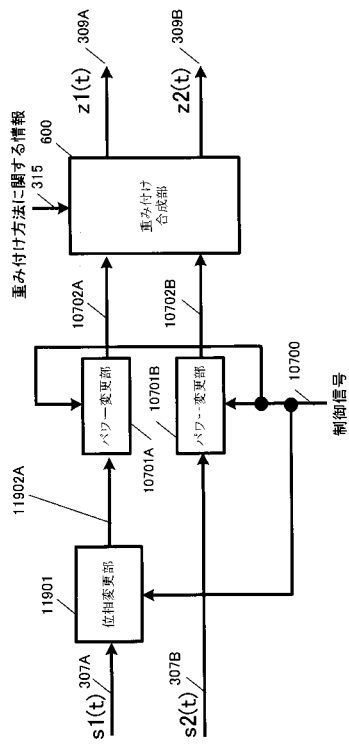
【図 1 1 6】



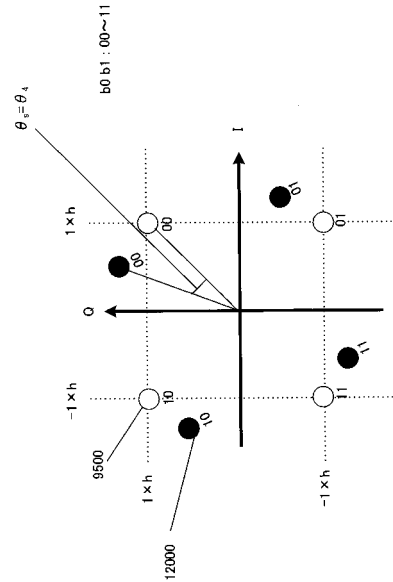
【図 1 1 8】



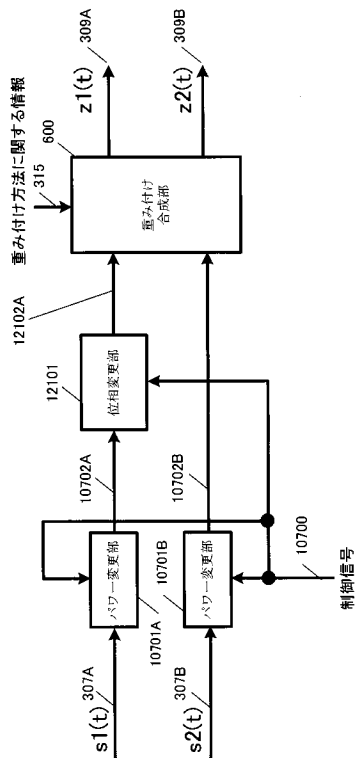
【図 1 1 9】



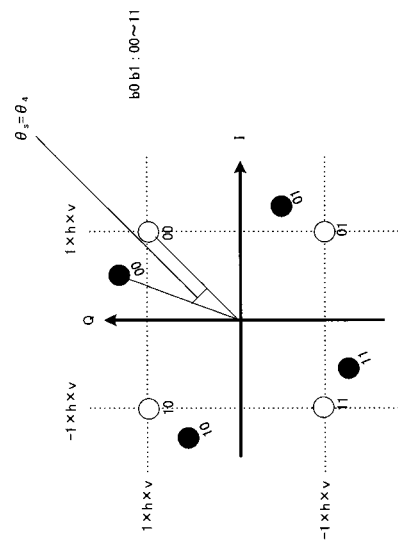
【図 1 2 0】



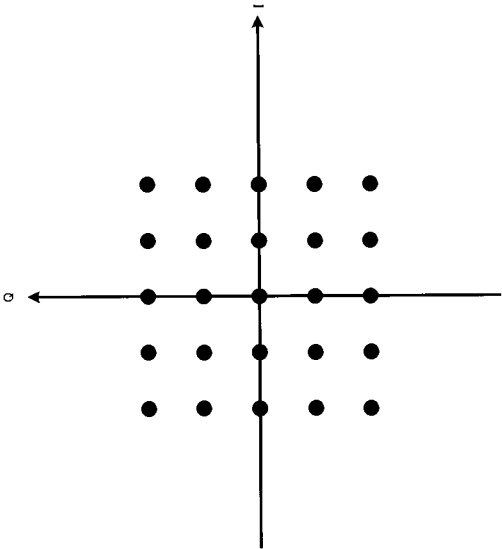
【図 1 2 1】



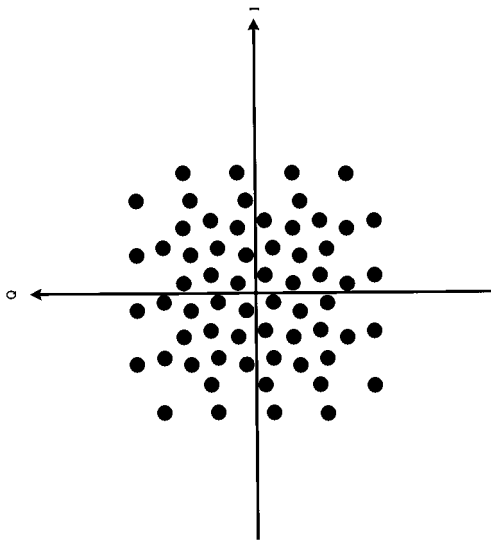
【図 1 2 2】



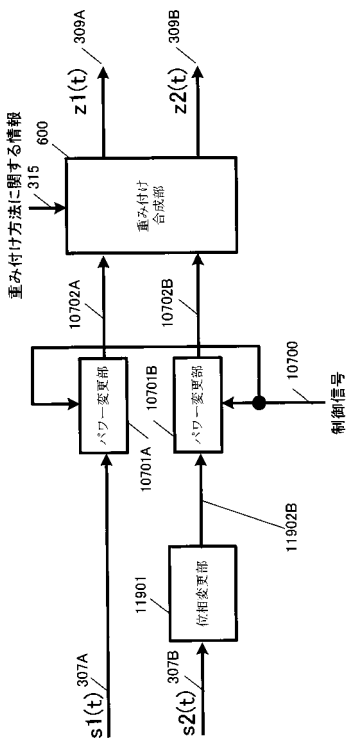
【図 1 2 3】



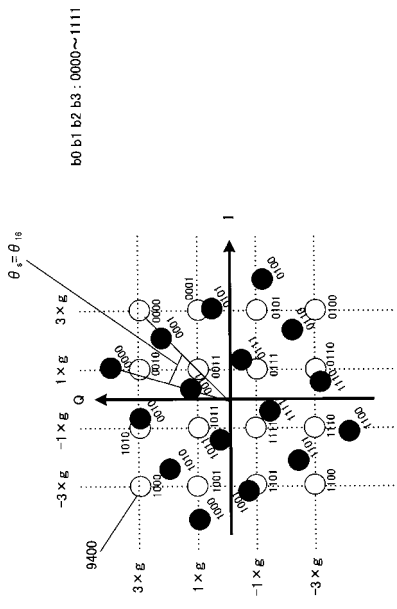
【図 1 2 4】



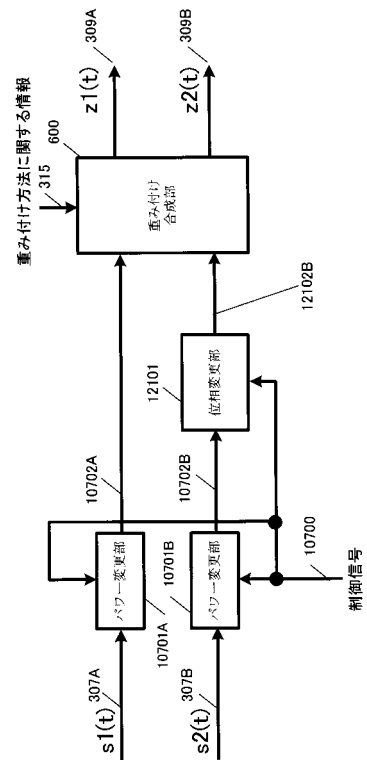
【図 1 2 5】



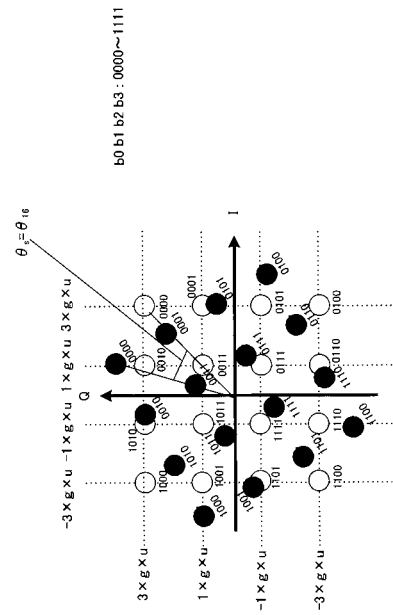
【図 1 2 6】



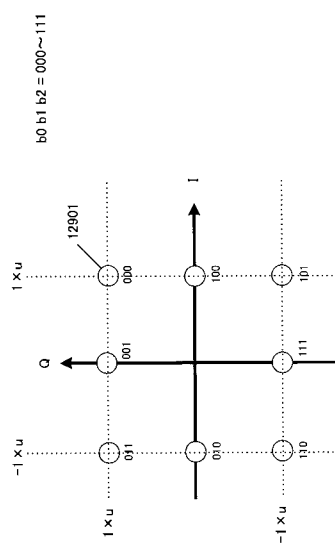
【図 1 2 7】



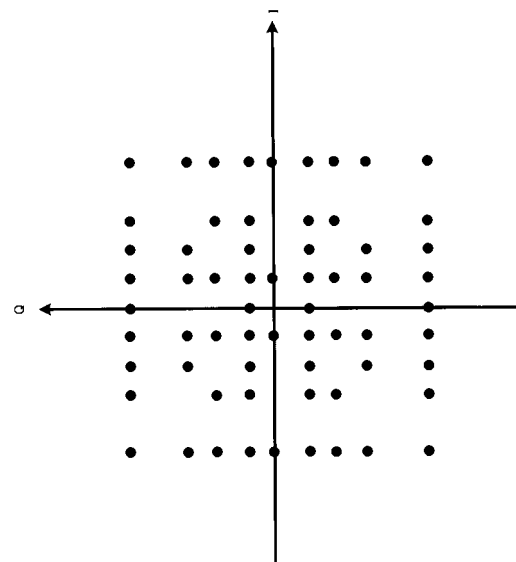
【図 1 2 8】



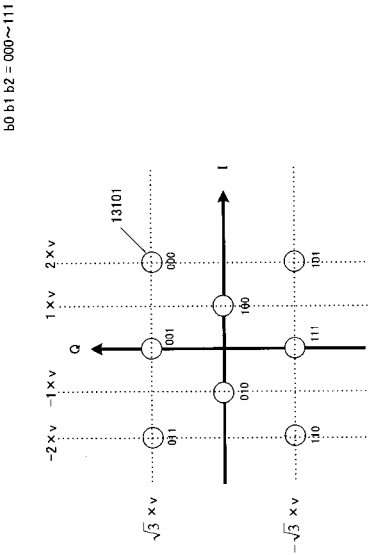
【図 1 2 9】



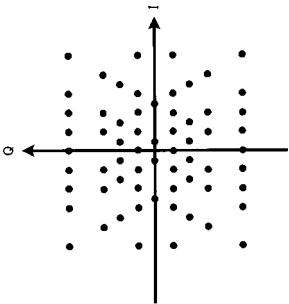
【図 1 3 0】



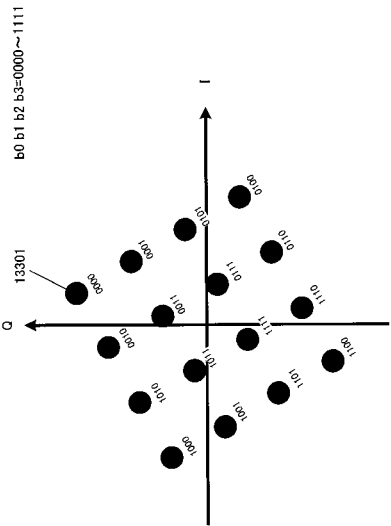
【図 1 3 1】



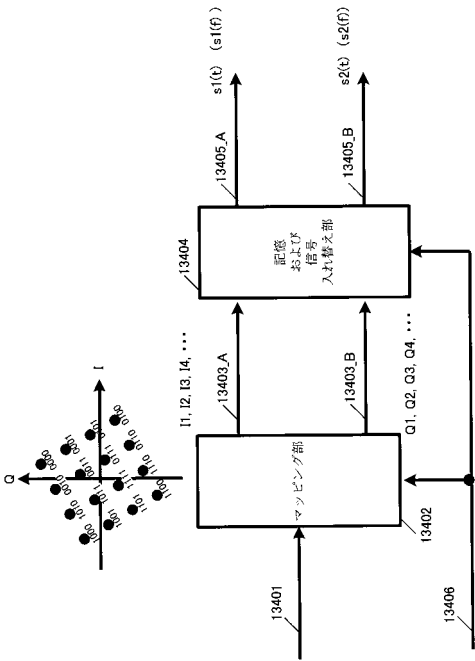
【図 1 3 2】



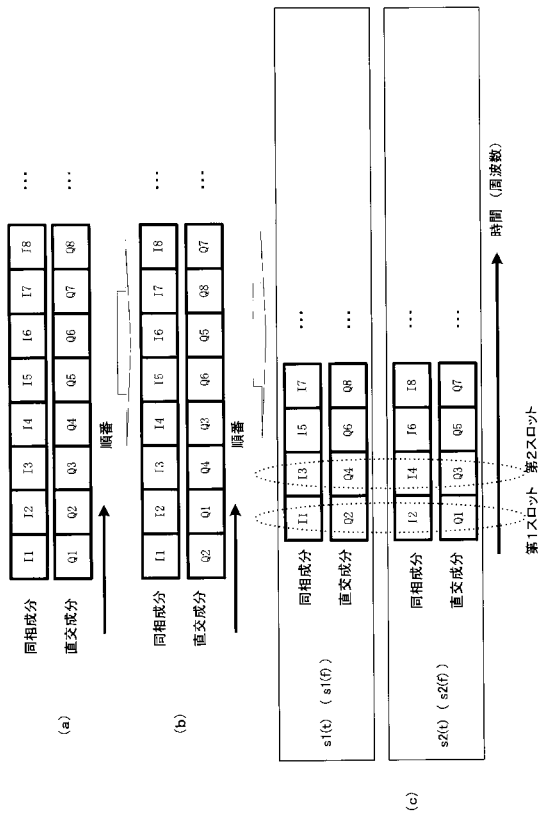
【図 1 3 3】



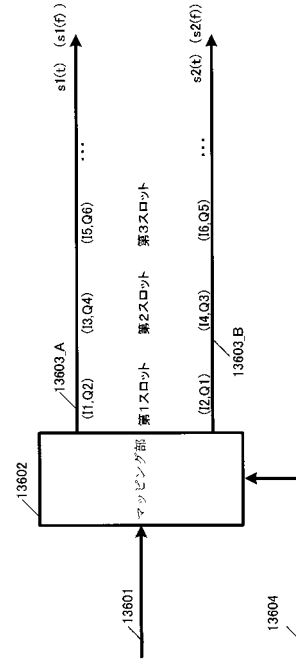
【図 1 3 4】



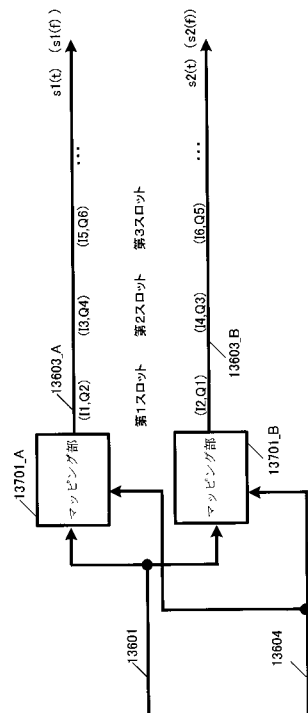
【图 1 3 5】



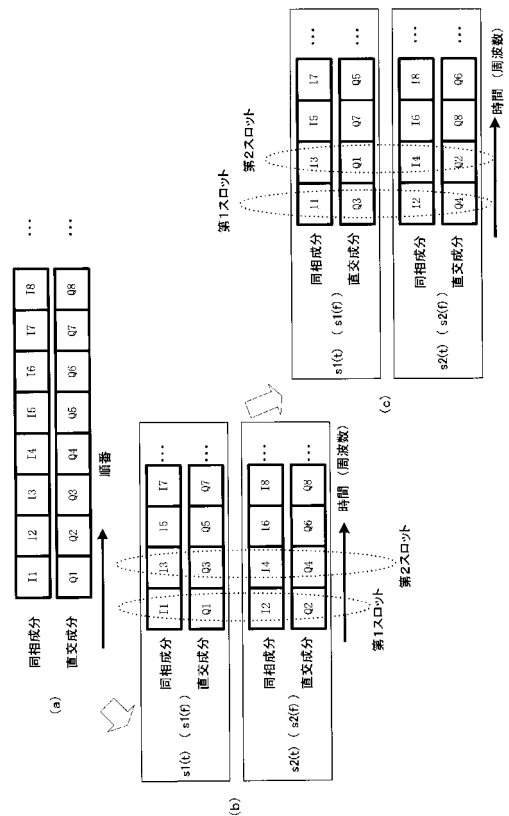
【 図 1 3 6 】



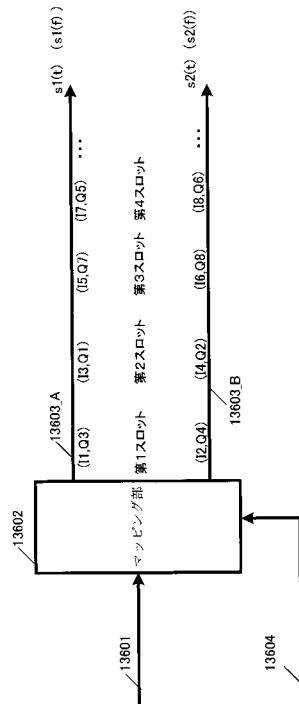
【 図 1 3 7 】



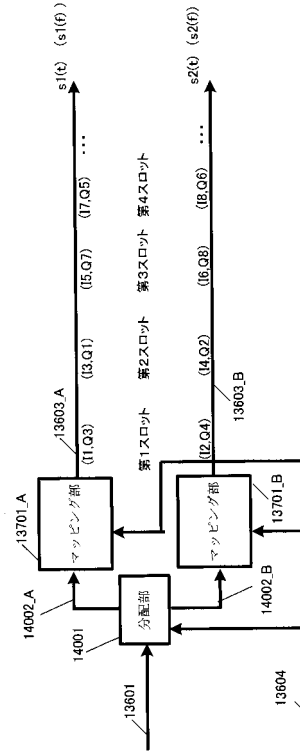
【図 1 3 8】



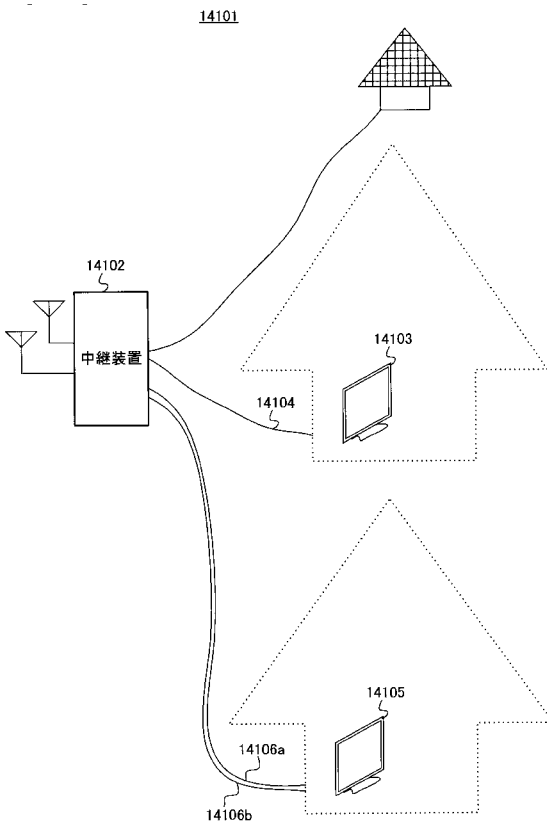
【図 139】



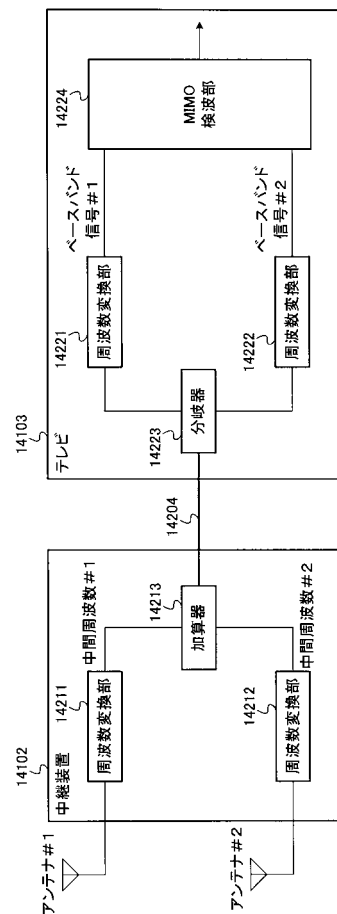
【図 140】



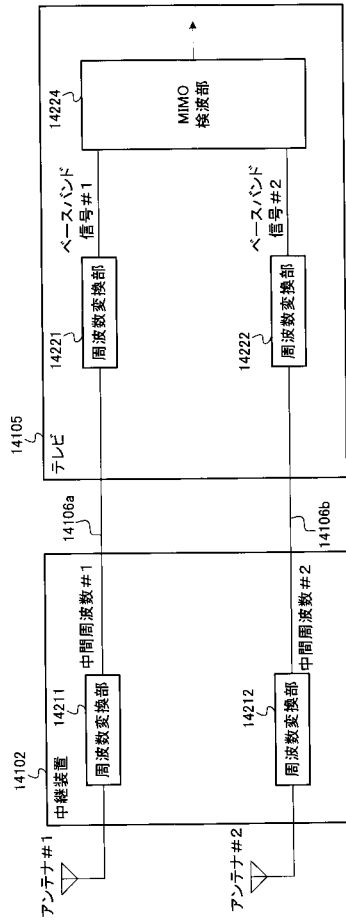
【図 141】



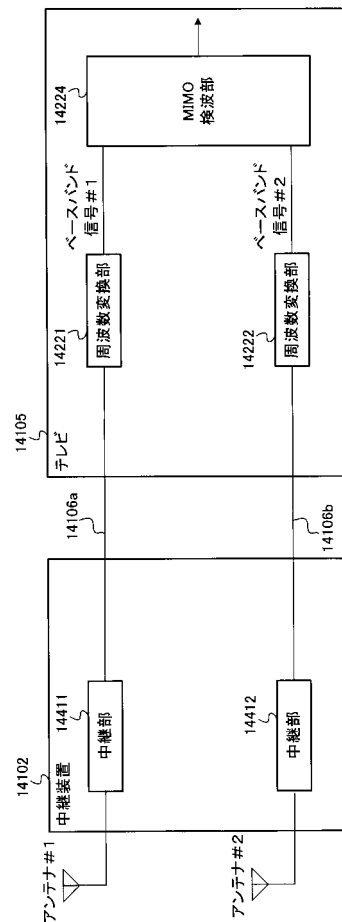
【図 142】



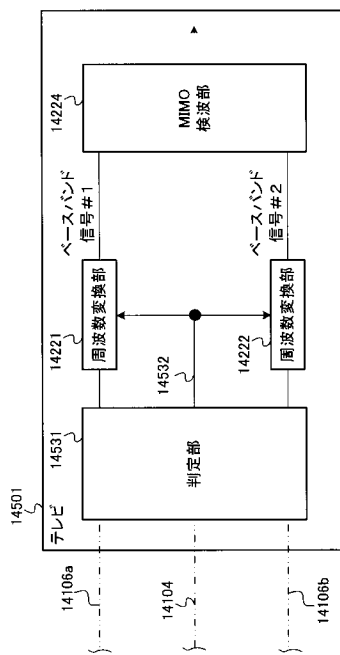
【図 1 4 3】



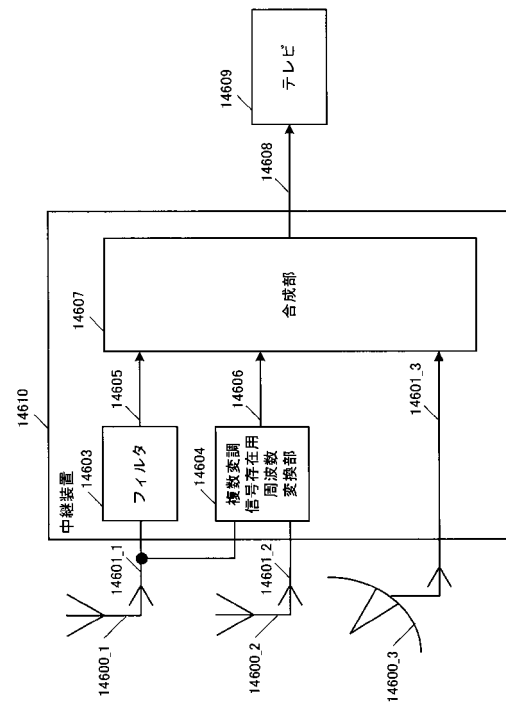
【図 1 4 4】



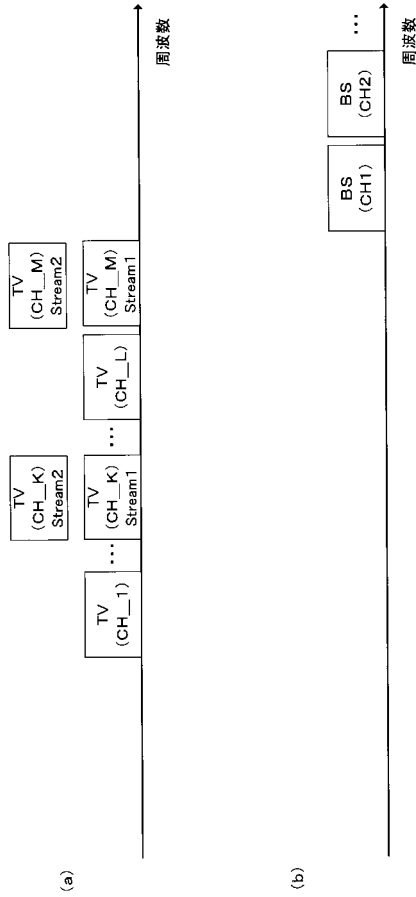
【図 1 4 5】



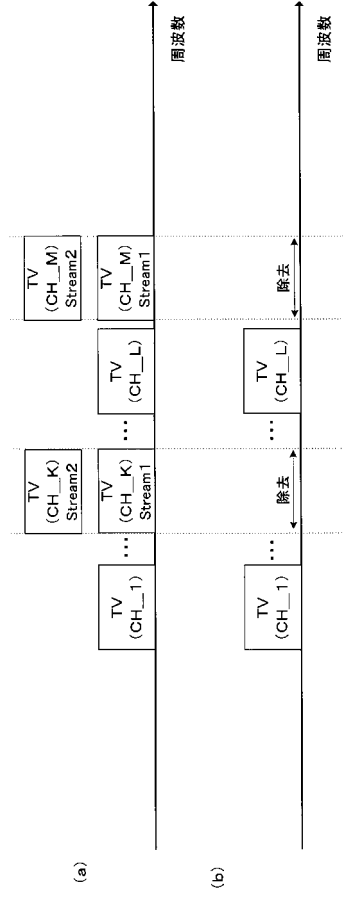
【図 1 4 6】



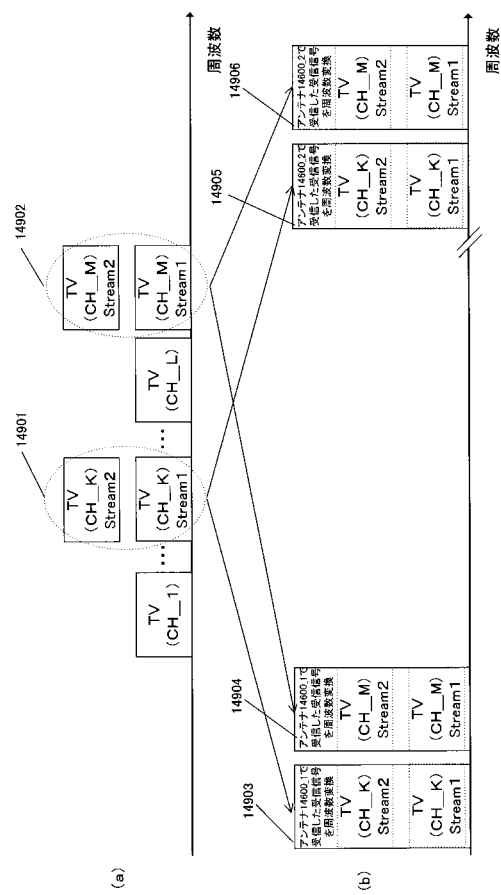
【图 1 4 7】



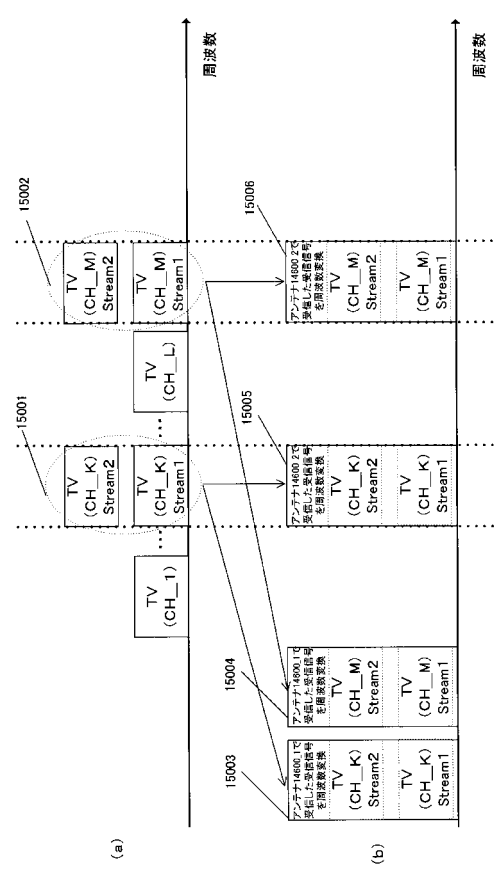
【图 1 4 8】



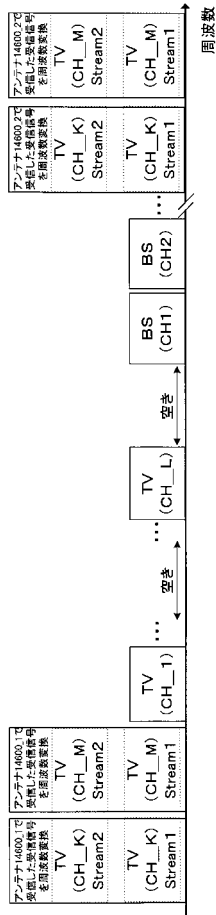
【 図 1 4 9 】



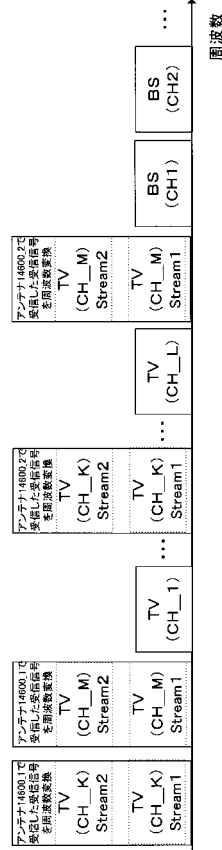
【 図 1 5 0 】



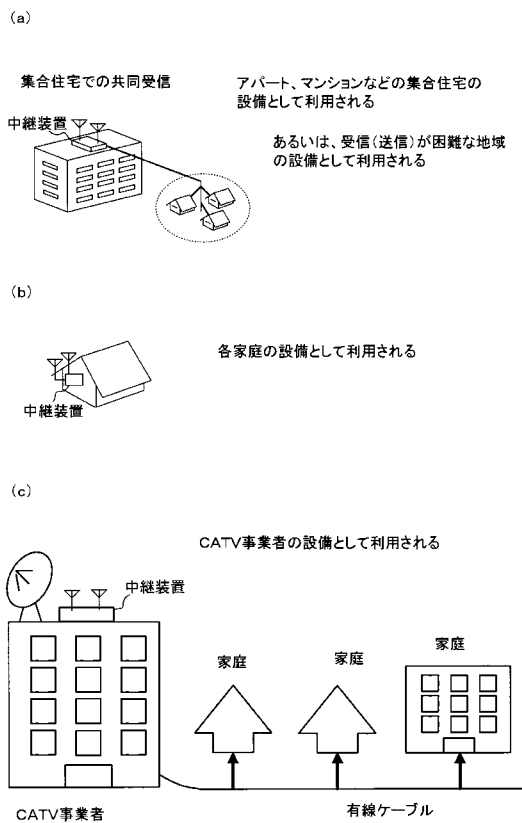
【図 1 5 1】



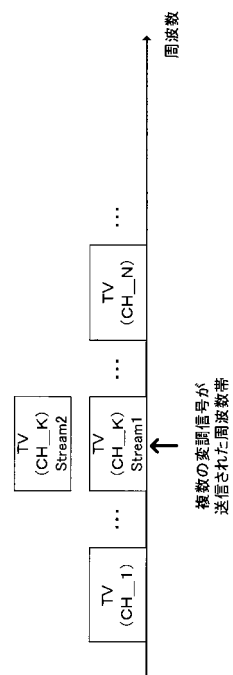
【図 1 5 2】



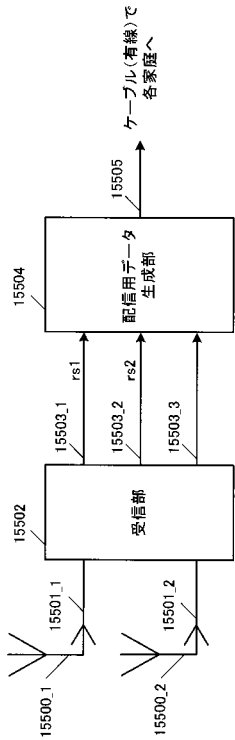
【図 1 5 3】



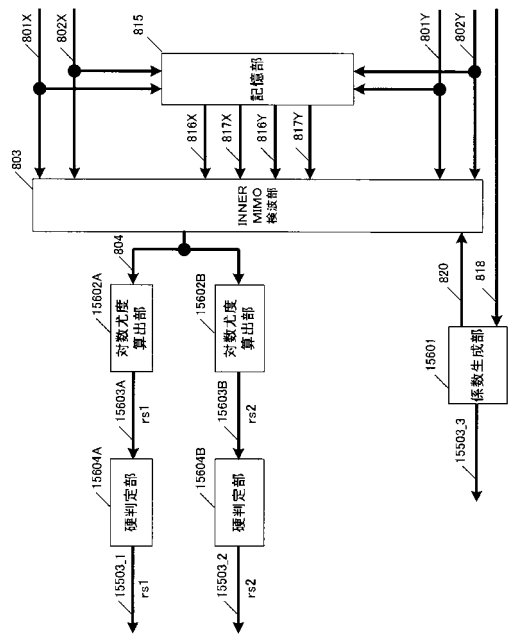
【図 1 5 4】



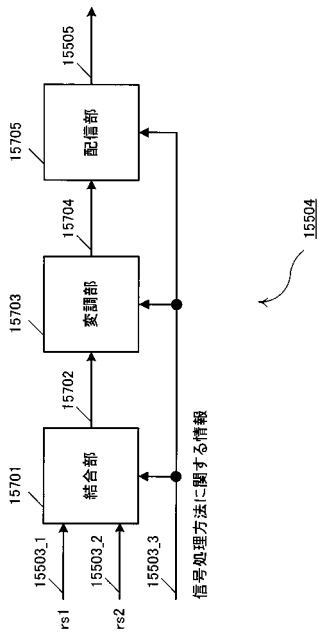
【図 1 5 5】



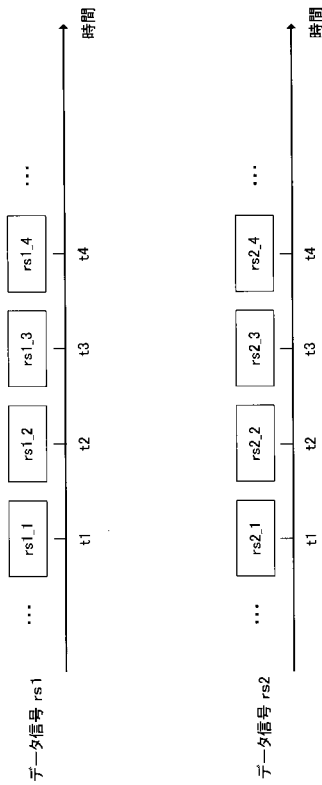
【図 1 5 6】



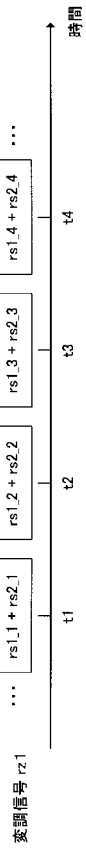
【図 1 5 7】



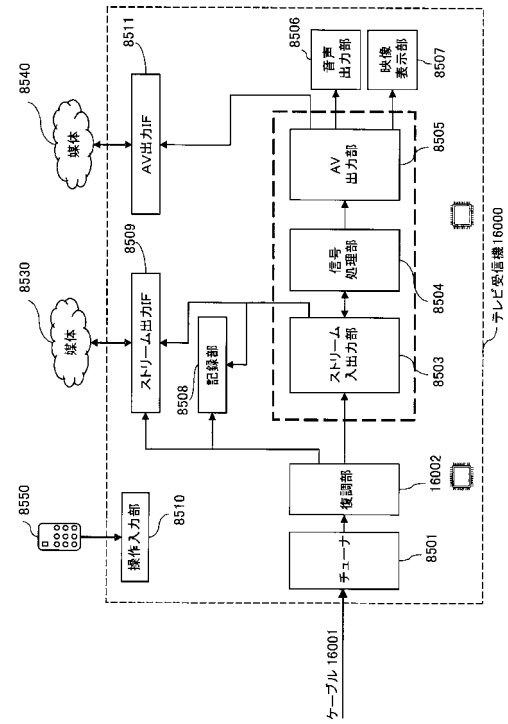
【図 1 5 8】



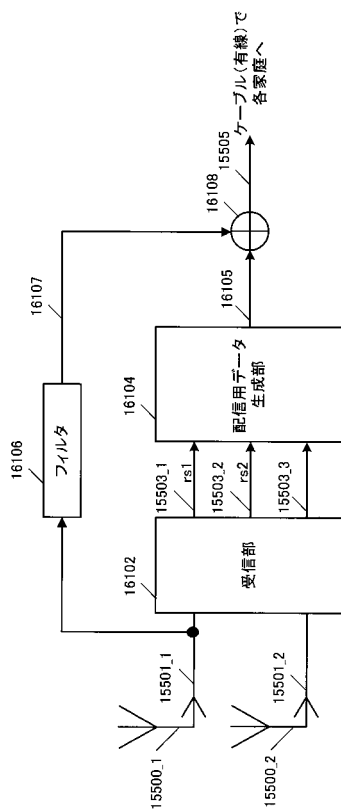
【図 159】



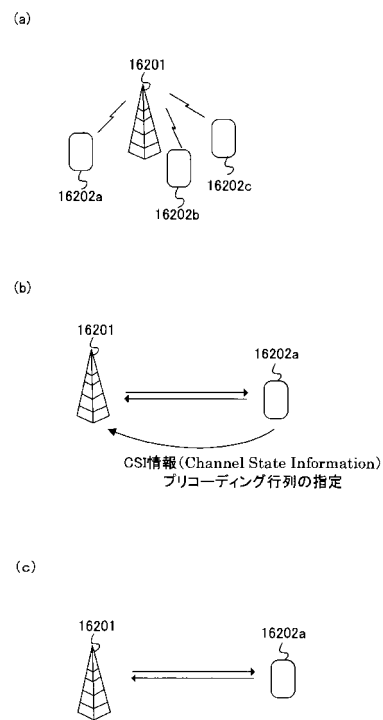
【図 160】



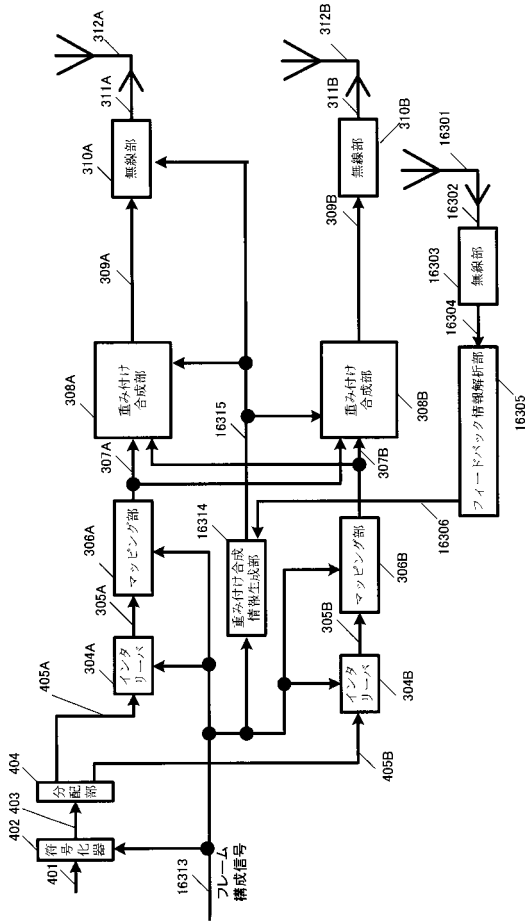
【図 161】



【図 162】



【 図 1 6 3 】

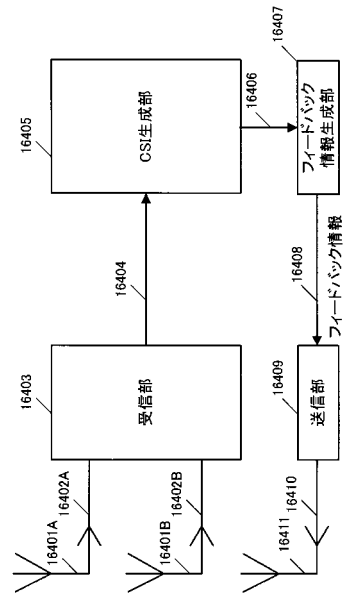


【 図 1 6 5 】

CQI (Channel Quality Information)	RI (Rank Indicator)	PMI (Precoding Matrix Indicator)

CSI (Channel State Information) :

【图 1 6 4】



フロントページの続き

- (31)優先権主張番号 特願2011-140747(P2011-140747)
(32)優先日 平成23年6月24日(2011.6.24)
(33)優先権主張国 日本国(JP)
(31)優先権主張番号 特願2011-192123(P2011-192123)
(32)優先日 平成23年9月2日(2011.9.2)
(33)優先権主張国 日本国(JP)

(特許庁注：以下のものは登録商標)

1. B l u - r a y
2. B L U - R A Y D I S C
3. H D M I

- (72)発明者 大内 幹博
大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 パナソニック株式会社内
Fターム(参考) 5K067 AA03 AA24 EE02 EE10 KK03
5K159 EE02 FF02