

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局(43) 国際公開日
2007年3月1日 (01.03.2007)

PCT

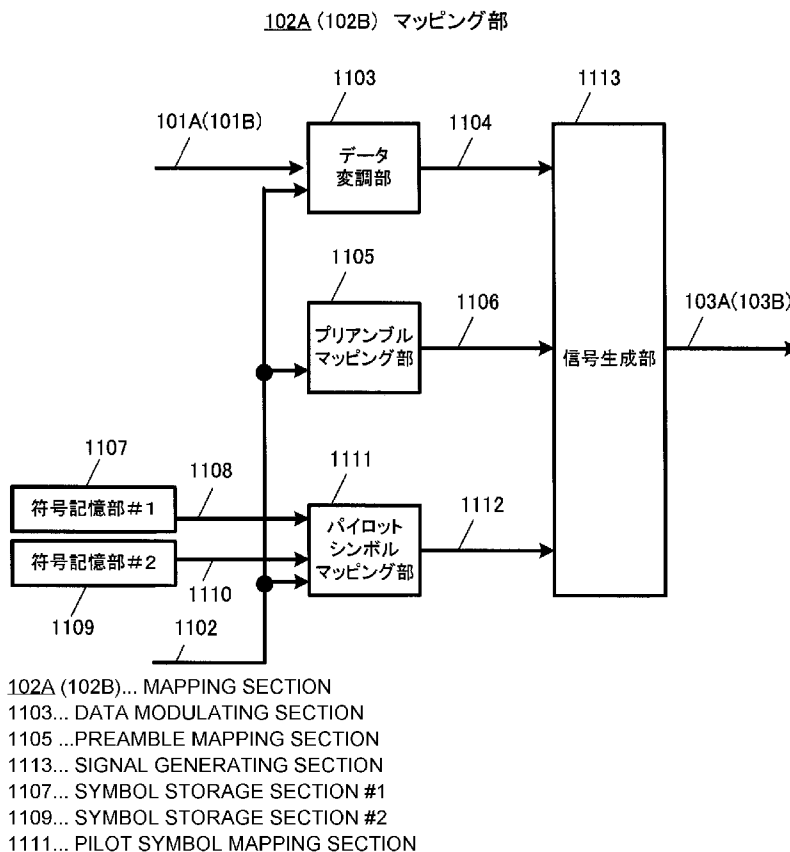
(10) 国際公開番号
WO 2007/023923 A1

- (51) 国際特許分類:
H04J 15/00 (2006.01) H04B 7/06 (2006.01)
H04B 7/005 (2006.01) H04J 11/00 (2006.01)
H04B 7/04 (2006.01) H04Q 7/36 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2006/316653
- (22) 国際出願日: 2006年8月24日 (24.08.2006)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願2005-243494 2005年8月24日 (24.08.2005) JP
特願2006-228337 2006年8月24日 (24.08.2006) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 松下電器産業株式会社 (MATSUSHITA ELECTRIC INDUSTRIAL CO., LTD.) [JP/JP]; 〒5718501 大阪府門真市大字門真 1006番地 Osaka (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 村上 豊 (MURAKAMI, Yutaka). 小林 聖峰 (KOBAYASHI, Kiyotaka). 折橋 雅之 (ORIHASHI, Masayuki).
- (74) 代理人: 鷲田 公一 (WASHIDA, Kimihito); 〒2060034 東京都多摩市鶴牧 1丁目24-1 新都市センタービル5階 Tokyo (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HN,

[続葉有]

(54) Title: MIMO-OFDM TRANSMISSION DEVICE AND MIMO-OFDM TRANSMISSION METHOD

(54) 発明の名称: MIMO-OFDM送信装置及びMIMO-OFDM送信方法



(57) Abstract: Provided is a MIMO-OFDM transmission device which makes possible highly accurate frequency offset estimation, highly accurate transmission channel variation estimation and highly accurate synchronization/signal detection. A pilot symbol mapping (1111) is arranged for forming a pilot carrier by allocating series, which orthogonally intersect each other, in a time axis to corresponding subcarriers between OFDM signals transmitted from each antenna at the same time. Thus, even when a pilot symbol is multiplexed between a plurality of channels (antennas), highly accurate frequency offset/phase noise estimation can be performed.

(57) 要約: 高精度の周波数オフセット推定、高精度の伝送路変動推定、高精度の同期・信号検出を可能とするMIMO-OFDM送信装置を提供する。各アンテナから同一時間に送信されるOFDM信号間の対応するサブキャリアに、互いに直交関係にある系列を時間軸方向に亘って割り当てて、パイロットキャリアを形成するパイロットシンボルマッピング(1111)を設けた。これにより、パイロ

ットシンボルが複数のチャネル(アンテナ)間で多重されていても、高精度な周波数オフセット・位相雑音の推定を行うことが可能となる。

WO 2007/023923 A1



HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告書

- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG,

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

明 細 書

MIMO-OFDM送信装置及びMIMO-OFDM送信方法

技術分野

- [0001] 本発明は、MIMO-OFDM送信装置及びMIMO-OFDM送信方法に関する。特に、MIMO-OFDM通信における、周波数オフセット推定、伝送路変動(チャネル変動)推定、同期・信号検出のための好適なシンボルの構成を実現する技術に関する。

背景技術

- [0002] 図1は、現在実現されている、OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)を用いた無線通信システムの一例である無線LAN(Local Area Network)の送受信装置の構成、及び、フレーム構成を示している。
- [0003] 図1(a)は送信装置の構成の一例を示しており、フレーム構成信号生成部10は、変調方式等の制御情報9を入力とし、フレーム構成を決定し、フレーム構成信号11を出力する。シリアルパラレル変換部(S/P)2は、フレーム構成信号11、デジタル変調されたベースバンド信号1を入力とし、シリアルパラレル変換を施し、フレーム構成に従ったパラレル信号3を出力する。逆フーリエ変換部(fft)4は、パラレル信号3を入力とし、逆フーリエ変換を施し、逆フーリエ変換後の信号5を出力する。無線部6は、逆フーリエ変換後の信号5を入力とし、周波数変換等を施し、送信信号7を出力する。送信信号7はアンテナ8から電波として送信される。
- [0004] 図1(b)は受信装置の構成例を示しており、無線部14は、アンテナ12で受信された受信信号13を入力とし、周波数変換等の処理を施し、ベースバンド信号15を出力する。同期部16は、ベースバンド信号15を入力とし、送信機と時間同期を確立し、タイミング信号17を出力する。フーリエ変換部(fft)18は、ベースバンド信号15、タイミング信号17を入力とし、タイミング信号17に基づいて、ベースバンド信号15にフーリエ変換を施し、フーリエ変換後の信号19を出力する。
- [0005] 伝送路変動推定部20は、フーリエ変換後の信号19、タイミング信号17を入力とし、フーリエ変換後の信号におけるプリアンブルを検出し、伝送路変動を推定し、伝送路

変動推定信号21を出力する。周波数オフセット推定部22は、フーリエ変換後の信号19、タイミング信号17を入力とし、フーリエ変換後の信号におけるプリアンブル、パイロットシンボルを検出し、これらのシンボルに基づいて周波数オフセットを推定し、周波数オフセット推定信号23を出力する。

[0006] 復調部24は、フーリエ変換後の信号19、タイミング信号17、伝送路変動推定信号21、周波数オフセット推定信号23を入力とし、フーリエ変換後の信号19における伝送路変動、周波数オフセットを補償し、復調し、受信デジタル信号25を出力する。

[0007] 図1(c)は、IEEE802.11aのフレーム構成のイメージを示している(正確なフレーム構成ではない)。縦軸は周波数、横軸は時間を示しており、先頭に伝送路変動、周波数オフセットを推定する(場合によっては、信号検出を行う)ために、プリアンブルが挿入されている。また、キャリア2、キャリア5という特定のキャリアにはパイロットシンボルが挿入されており、受信機で、周波数オフセット、位相雑音を推定されるために使用される。プリアンブル及びパイロットシンボルは、同相I—直交Q平面における信号点配置が既知のものである。また、データは、データシンボルにより伝送される。

[0008] なお、無線LANの方式については、非特許文献1に記載されている。

非特許文献1: High speed physical layer (PHY) in 5GHz band”IEEE802.11a, 1999年
発明の開示

発明が解決しようとする課題

[0009] 非特許文献1では、OFDMを用いた場合における、周波数オフセット推定、伝送路変動(チャネル変動)推定、同期・信号検出のためのシンボルの構成が示されている。

[0010] ところで、無線LANでは、非特許文献1で示されている方式と、空間多重すなわち Spatial MultiplexingやSDM: Spatial Division Multiplexingを用いたMIMOシステムと、を組み合わせれば、さらなる伝送速度の向上が望めるので、ユーザに幅広いサービスを提供できることになる。

[0011] このMIMO—OFDMシステムにおいて高い受信品質を得るには、高精度の周波数オフセット推定、高精度の伝送路変動推定、高精度の同期・信号検出が必要となる。

[0012] しかしながら、現状では、このような高精度の周波数オフセット推定、高精度の伝送路変動推定、高精度の同期・信号検出を実現するための伝送路推定用シンボル、周波数オフセット推定用シンボルの送信の仕方については、十分な配慮がなされていなかった。

[0013] 本発明の目的は、高精度の周波数オフセット推定、高精度の伝送路変動推定、高精度の同期・信号検出を可能とするMIMO-OFDM送信装置及びMIMO-OFDM送信方法を提供することである。

課題を解決するための手段

[0014] 本発明のMIMO-OFDM送信装置は、データ送信期間に複数のアンテナからOFDM変調したデータシンボルを送信すると共に、前記データ送信期間に前記複数のアンテナの特定キャリアからパイロットシンボルを送信するMIMO-OFDM送信装置であって、各アンテナから送信するOFDM信号を形成するOFDM信号形成手段と、各アンテナから同一時間に送信されるOFDM信号間の同一キャリアに、互いに直交関係にある系列を時間軸方向に亘って割り当てて、パイロットキャリアを形成するパイロットシンボルマッピング手段とを具備する構成を採る。

[0015] この構成によれば、各アンテナから同一時間に送信されるOFDM信号間の対応するサブキャリアに、互いに直交関係にある系列を時間軸方向に亘って割り当てて、パイロットキャリアを形成したので、パイロットシンボルが複数のチャネル(アンテナ)間で多重されていても、高精度な周波数オフセット・位相雑音の推定を行うことが可能となる。また、チャネル推定値(伝送路変動推定値)を使わずに、各チャネルのパイロットシンボルを抽出できるので、周波数オフセット・位相雑音を補償する部分の構成を簡略化できる。

[0016] また、本発明のMIMO-OFDM送信装置は、2つのアンテナからOFDM信号を送信する場合、前記パイロットシンボルマッピング手段は、前記同一キャリアにおける第1と第2のアンテナ間では、互いに直交関係にある系列のパイロット信号が使用され、かつ前記第1及び第2のアンテナそれぞれにおいて、異なるキャリアでは、異なる系列のパイロット信号が使用され、かつ同一系列のパイロット信号が、前記第1及び第2のアンテナで使用されるように、前記パイロットキャリアを形成する、構成を採る。

- [0017] この構成によれば、2本の送信アンテナを用いてMIMO-OFDM送信を行う場合に、周波数オフセット・位相雑音の推定精度劣化させることなく、送信ピーク電力の増大を抑制できかつ簡易な構成の送信装置を実現できるようになる。
- [0018] さらに、本発明のMIMO-OFDM送信装置は、3つのアンテナからOFDM信号を送信する場合、前記パイロットシンボルマッピング手段は、前記同一キャリアにおける第1と第2と第3のアンテナ間では、互いに直交関係にある系列のパイロット信号が使用され、かつ前記パイロット信号を配置した異なるキャリアでは、異なる系列のパイロット信号を用いたアンテナが存在し、かつ同一系列のパイロット信号を用いた2つ以上のアンテナが存在する、ように前記パイロットキャリアを形成する、構成を採る。
- [0019] この構成によれば、3本の送信アンテナを用いてMIMO-OFDM送信を行う場合に、周波数オフセット・位相雑音の推定精度劣化させることなく、送信ピーク電力の増大を抑制できかつ簡易な構成の送信装置を実現できるようになる。

発明の効果

- [0020] 本発明によれば、高精度の周波数オフセット推定、高精度の伝送路変動推定、高精度の同期・信号検出を可能とするMIMO-OFDM送信装置及びMIMO-OFDM送信方法を実現できる。

図面の簡単な説明

- [0021] [図1]従来の無線通信システムの説明に供する図であり、(a)は送信装置の構成例、(b)は受信装置の構成例、(c)は送信フレーム構成例を示す図
- [図2]本発明の実施の形態1に係るMIMO-OFDM送信装置の構成を示すブロック図
- [図3A]本発明の実施の形態1に係るMIMO-OFDM受信装置の構成を示すブロック図
- [図3B]実施の形態1における送受信アンテナの関係を示す図
- [図4]実施の形態1における各アンテナから送信する信号のフレーム構成を示す図であり、(a)はチャンネルAのフレーム構成、(b)はチャンネルBのフレーム構成を示す図
- [図5]データシンボルの信号点配置を示す図であり、図5AはBPSKの信号点配置、図5BはQPSKの信号点配置、図5Cは16QAMの信号点配置、図5Dは64QAM

の信号点配置、図5Eは各変調方式の信号に乗じられる正規化係数を示す図

[図6]実施の形態1におけるパイロットシンボルの信号点配置の説明に供する図

[図7]周波数オフセット・位相雑音補償部の構成を示すブロック図

[図8]実施の形態1におけるプリアンブルの信号点配置の説明に供する図

[図9]伝送路変動推定部の構成を示すブロック図

[図10]実施の形態1におけるプリアンブルの信号点配置の説明に供する図

[図11]プリアンブル及びデータシンボルの受信強度の経時的変化を示す図

[図12]実施の形態1におけるプリアンブルの信号点配置の説明に供する図

[図13]本発明の実施の形態に係るマッピング部の構成を示すブロック図

[図14]実施の形態2のMIMO-OFDM送信装置の構成を示すブロック図

[図15]実施の形態2のMIMO-OFDM受信装置の構成を示すブロック図

[図16]実施の形態2における送受信アンテナの関係を示す図

[図17]実施の形態2における各アンテナから送信する信号のフレーム構成を示す図であり、(a)はチャンネルAのフレーム構成、(b)はチャンネルBのフレーム構成、(c)はチャンネルCのフレーム構成を示す図

[図18]実施の形態2におけるプリアンブルの信号点配置の説明に供する図

[図19]実施の形態2におけるプリアンブルの信号点配置の説明に供する図

[図20]実施の形態3の構成を示すブロック図であり、(a)は端末の構成を示し、(b)はアクセスポイントの構成を示すブロック図

[図21]実施の形態3における通信方式と正規化係数の関係を示す図

[図22]実施の形態3におけるプリアンブルの信号点配置の説明に供する図

[図23]実施の形態3におけるプリアンブルの信号点配置の説明に供する図

[図24]実施の形態4におけるフレーム構成を示す図であり、(a)はチャンネルAのフレーム構成、(b)はチャンネルBのフレーム構成、(c)はチャンネルCのフレーム構成を示す図

[図25]実施の形態4におけるプリアンブルの構成の一例を示す図

[図26]通信方式と正規化係数の関係の別の表現を示す図

[図27]実施の形態5におけるフレーム構成を示す図であり、(a)はチャンネルAのフレ

ーム構成、(b)はチャネルBのフレーム構成、(c)はチャネルCのフレーム構成を示す図

[図28]実施の形態5におけるパイロットシンボルの信号点配置の説明に供する図

[図29]実施の形態5のMIMO-OFDM送信装置の構成を示すブロック図

[図30]実施の形態5のマッピング部の構成を示すブロック図

[図31]実施の形態5のマッピング部の他の構成例を示すブロック図

[図32]実施の形態5の周波数オフセット・位相雑音補償部の構成を示すブロック図

[図33]実施の形態5の周波数オフセット・位相雑音補償部の他の構成を示すブロック図

[図34]実施の形態5における他のフレーム構成例を示す図であり、(a)はチャネルAのフレーム構成、(b)はチャネルBのフレーム構成、(c)はチャネルCのフレーム構成を示す図

[図35]実施の形態5における他のフレーム構成例を示す図であり、(a)はチャネルAのフレーム構成、(b)はチャネルBのフレーム構成、(c)はチャネルCのフレーム構成を示す図

[図36]実施の形態5における他のフレーム構成例を示す図であり、(a)はチャネルAのフレーム構成、(b)はチャネルBのフレーム構成、(c)はチャネルCのフレーム構成を示す図

[図37]実施の形態6の周波数オフセット・位相雑音推定部の構成を示すブロック図

[図38]実施の形態6のマッピング部の構成を示すブロック図

[図39]実施の形態7におけるフレーム構成を示す図であり、(a)はチャネルAのフレーム構成、(b)はチャネルBのフレーム構成を示す図

[図40]実施の形態7におけるパイロットシンボルの信号点配置の説明に供する図

[図41]実施の形態7のMIMO-OFDM送信装置の構成を示すブロック図

[図42]実施の形態7のマッピング部の構成を示すブロック図

[図43]実施の形態7の周波数オフセット・位相雑音推定部の構成を示すブロック図

[図44]実施の形態8のMIMO-OFDM送信装置の構成を示すブロック図

[図45]実施の形態8におけるフレーム構成を示す図であり、(a)はチャネルAのフレ

ーム構成、(b)はチャネルBのフレーム構成、(c)はチャネルCのフレーム構成、(d)はチャネルDのフレーム構成を示す図

[図46]4送信空間多重MIMO方式で送信するときのリファレンスシンボルの変調方式と正規化係数の関係を示す図

[図47]4送信空間多重MIMO方式で送信するときのリファレンスシンボルのマッピング例を示す図

[図48]4送信空間多重MIMO方式で送信するときのリファレンスシンボルのマッピング例を示す図

[図49]実施の形態8における別のフレーム構成例を示す図であり、(a)はチャネルAのフレーム構成、(b)はチャネルBのフレーム構成、(c)はチャネルCのフレーム構成、(d)はチャネルDのフレーム構成を示す図

発明を実施するための最良の形態

[0022] 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。

[0023] (実施の形態1)

本実施の形態では、空間多重(Spatial Multiplexing)を用いたMIMOシステムの構成及びそのシステムにおける送信装置、受信装置の構成について説明すると共に、周波数オフセット、伝送路変動、同期の推定精度、信号の検出確率の向上を可能とするパイロットシンボル、プリアンブル、リファレンスシンボルの構成について説明する。

[0024] 図2に、本実施の形態に係るMIMO-OFDM送信装置100の構成を示す。ただし、図2は、一例として、送信アンテナ数 $m=2$ の場合を示している。

[0025] フレーム構成信号生成部112は、変調方式等の制御情報111を入力とし、フレーム構成の情報を含むフレーム構成信号113を生成し、これを出力する。

[0026] マッピング部102Aは、チャネルAの送信デジタル信号101A、フレーム構成信号113を入力とし、フレーム構成に基づいたベースバンド信号103Aを生成し、これを出力する。

[0027] シリアルパラレル変換部104Aは、ベースバンド信号103A、フレーム構成信号113を入力とし、フレーム構成信号113に基づき、シリアルパラレル変換を施し、パラレ

ル信号105Aを出力する。

[0028] 逆フーリエ変換部106Aは、パラレル信号105Aを入力とし、逆フーリエ変換を施し、逆フーリエ変換後の信号107Aを出力する。

[0029] 無線部108Aは、逆フーリエ変換後の信号107Aを入力とし、周波数変換等の処理を施し、送信信号109Aを出力する。送信信号109Aは、アンテナ110Aから電波として出力される。

[0030] MIMO-OFDM送信装置100は、チャンネルBについてもチャンネルAと同様の処理を施すことによりチャンネルBの送信信号109Bを生成する。なお、参照符号の最後に「B」を付して示した要素がチャンネルBに関する部分であり、対象とする信号がチャンネルAではなくチャンネルBであるだけであって、基本的には、上述した参照符号の最後に「A」を付して示したチャンネルAに関する部分と同様の処理を行う。

[0031] 図3Aは、本実施の形態における受信装置の構成の一例を示している。ただし、図3Aは、一例として、受信アンテナ数 $n=2$ の場合を示している。

[0032] 受信装置200において、無線部203Xは、受信アンテナ201Xで受信した受信信号202Xを入力とし、周波数変換等の処理を施し、ベースバンド信号204Xを出力する。

[0033] フーリエ変換部205Xは、ベースバンド信号204Xを入力とし、フーリエ変換を施し、フーリエ変換後の信号206Xを出力する。

[0034] 受信アンテナ201Y側でも同様の動作が施され、同期部211はベースバンド信号204X、204Yを入力とし、例えば、リファレンスシンボルを検出することで、送信機との時間同期を確立し、タイミング信号212を出力する。リファレンスシンボルの構成等については、図4等を用いて以降で詳しく説明する。

[0035] 周波数オフセット・位相雑音推定部213は、フーリエ変換後の信号206X、206Yを入力とし、パイロットシンボルを抽出し、パイロットシンボルから、周波数オフセット・位相雑音を推定し、位相歪み推定信号214(周波数オフセットを含んだ位相歪み)を出力する。パイロットシンボルの構成等については、図4等を用いて以降で詳しく説明する。

[0036] チャンネルAの伝送路変動推定部207Aは、フーリエ変換後の信号206Xを入力とし

、チャンネルAのリファレンスシンボルを抽出し、例えばリファレンスシンボルに基づいてチャンネルAの伝送路変動を推定し、チャンネルAの伝送路推定信号208Aを出力する。

- [0037] チャンネルBの伝送路変動推定部207Bは、フーリエ変換後の信号206Xを入力とし、チャンネルBのリファレンスシンボルを抽出し、例えばリファレンスシンボルに基づいてチャンネルBの伝送路変動を推定し、チャンネルBの伝送路推定信号208Bを出力する。
- [0038] チャンネルAの伝送路変動推定部209A、チャンネルBの伝送路変動推定部209Bは、対象とする信号がアンテナ201Xで受信された信号ではなくアンテナ201Yで受信された信号であるだけであって、基本的には、上述したチャンネルAの伝送路変動推定部207A、チャンネルBの伝送路変動推定部207Bと同様の処理を行う。
- [0039] 周波数オフセット・位相雑音補償部215は、チャンネルAの伝送路推定信号208A、210A、チャンネルBの伝送路推定信号208B、210B、フーリエ変換後の信号206X、206Y、位相歪み推定信号214を入力とし、各信号の位相歪みを除去し、位相補償後のチャンネルAの伝送路推定信号220A、222A、位相補償後のチャンネルBの伝送路推定信号220B、222B、位相補償後のフーリエ変換後の信号221X、221Yを出力する。
- [0040] 信号処理部223は、例えば逆行列演算を行い、チャンネルAのベースバンド信号224A、チャンネルBのベースバンド信号224Bを出力する。具体的には、図3Bに示すように、例えば、あるサブキャリアにおいて、アンテナAN1からの送信信号を $T_{xa}(t)$ 、アンテナAN2からの送信信号を $T_{xb}(t)$ 、アンテナAN3の受信信号を $R_1(t)$ 、アンテナAN4の受信信号を $R_2(t)$ とし、伝送路変動をそれぞれ $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ とすると、以下の関係式が成立する。

[0041] [数1]

$$\begin{pmatrix} R_1(t) \\ R_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_{xa}(t) \\ T_{xb}(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \end{pmatrix} \cdots (1)$$

ただし、 t は時間、 $n_1(t)$ 、 $n_2(t)$ は雑音とする。信号処理部223は、式(1)を用いて、例えば逆行列の演算を行うことにより、チャンネルAの信号、チャンネルBの信号を得るようになっている。信号処理部223は、この演算をすべてのサブキャリアに対し実行す

る。因みに、 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ の推定は、伝送路変動推定部207A、209A、207B、209Bで行われる。

[0042] 周波数オフセット推定・補償部225Aは、チャンネルAのベースバンド信号224Aを入力とし、パイロットシンボルを抽出し、パイロットシンボルに基づいてベースバンド信号224Aの周波数オフセットを推定及び補償し、周波数オフセット補償後のベースバンド信号226Aを出力する。

[0043] チャンネルA復調部227Aは、周波数オフセット補償後のベースバンド信号226Aを入力とし、データシンボルを復調し、受信データ228Aを出力する。

[0044] MIMO-OFDM受信装置200は、チャンネルBのベースバンド信号224Bについても同様の処理を施し、受信データ228Bを得る。

[0045] 図4は、本実施の形態における時間一周波数のチャンネルA(図4(a))及びチャンネルB(図4(b))のフレーム構成を示している。図4(a)及び図4(b)における、同一時間、同一キャリアの信号は空間で多重されることになる。

[0046] 時間1から時間8では、式(1)の $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ に相当する伝送路変動を推定するためのシンボル、例えばプリアンブルと呼ばれるシンボルが送信される。このプリアンブルは、ガードシンボル301とリファレンスシンボル302とで構成されている。ガードシンボル301は同相I-直交Q平面において(0, 0)とする。リファレンスシンボル302は、例えば、同相I-直交Q平面において(0, 0)以外の既知の座標のシンボルである。そして、チャンネルAとチャンネルBでは、お互いに干渉が発生しないような構成となっている。つまり、例えば、キャリア1、時間1のように、チャンネルAにガードシンボル301が配置されている場合、チャンネルBにリファレンスシンボル302を配置し、キャリア2、時間1のように、チャンネルAにリファレンスシンボル302が配置されている場合、チャンネルBにガードシンボル301を配置するというように、チャンネルAとチャンネルBとは異なるシンボルを配置する。このように配置することで、例えば、時間1のチャンネルAについて着目した場合、キャリア2及びキャリア4のリファレンスシンボル302により、キャリア3の伝送路変動を推定することができる。キャリア2及びキャリア4はリファレンスシンボル302なので、伝送路変動を推定することができる。したがって、時間1において、チャンネルAのすべてのキャリアの伝送路変動を精度よく推定す

ることができる。同様に、チャンネルBについてもすべてのキャリアの伝送路変動を精度よく推定することができる。時間2から時間8についても同様に、チャンネルA、チャンネルBのすべてのキャリアの伝送路変動を推定することができる。よって、図4のフレーム構成は、時間1から時間8のすべての時間において、すべてのキャリアの伝送路変動を推定できるため、非常に精度のよい、伝送路変動の推定を実現できるプリアンプルの構成であると言える。

[0047] 図4において、情報シンボル(データシンボル)303は、データを伝送するシンボルである。ここでは、変調方式は、BPSK、QPSK、16QAM、64QAMとする。このときの同相I—直交Q平面における信号点配置等については図5を用いて詳しく説明する。

[0048] 制御用シンボル304は、変調方式、誤り訂正符号方式、符号化率等の制御情報を伝送するためのシンボルである。

[0049] パイロットシンボル305は、周波数オフセット、位相雑音による位相変動を推定するためのシンボルである。パイロットシンボル305としては、例えば、同相I—直交Q平面において既知の座標であるシンボルを用いる。パイロットシンボル305は、チャンネルA、チャンネルB共に、キャリア4、キャリア9に配置されている。これにより、特に、無線LANでは、IEEE802.11a、IEEE802.11gと空間多重のMIMOシステムとで、同一周波数、同一周波数帯域のシステムを構築する場合、フレーム構成を共有できるため、受信装置の簡素化を図ることができるようになる。

[0050] 図5は、図4の情報シンボル303の変調方式であるBPSK、QPSK、16QAM、64QAMの同相I—直交Q平面における信号点配置、及びそれらの正規化係数を示している。

[0051] 図5Aは同相I—直交Q平面におけるBPSKの信号点配置であり、その座標は図5Aのとおりである。図5Bは同相I—直交Q平面におけるQPSKの信号点配置であり、その座標は図5Bのとおりである。図5Cは同相I—直交Q平面における16QAMの信号点配置であり、その座標は図5Cのとおりである。図5Dは同相I—直交Q平面における64QAMの信号点配置であり、その座標は図5Dのとおりである。図5Eは、図5Aから図5Dの信号点配置に対し、変調方式間で平均送信電力を一定に保つように補

正するための、変調方式と乗算係数(すなわち正規化係数)の関係を示している。例えば、図5BのQPSKの変調方式で送信する場合、図5Bの座標に対し、図5Eからわかるように、 $1/\sqrt{2}$ の値を乗算する必要がある。ここで、 $\sqrt{x}$:square root of x である。

[0052] 図6は、本実施の形態における図4のパイロットシンボル305の同相I-直交Q平面における配置を示している。図6(a)は、図4(a)で示したチャンネルAのキャリア4の時間11から時間18のパイロットシンボル305の信号点配置の一例を示している。図6(b)は、図4(b)で示したチャンネルBのキャリア4の時間11から時間18のパイロットシンボル305の信号点配置の一例を示している。図6(c)は、図4(a)で示したチャンネルAのキャリア9の時間11から時間18のパイロットシンボル305の信号点配置の一例を示している。図6(d)は、図4(b)で示したチャンネルBのキャリア9の時間11から時間18のパイロットシンボル305の信号点配置の一例を示している。ここでは、これらの配置は、BPSK変調を用いているが、限ったものではない。

[0053] 図6におけるパイロットシンボル305の信号点配置の特徴は、同一キャリアキャリアのチャンネルAとチャンネルBの信号点配置が直交している(相互相関がゼロである)ことである。

[0054] 例えば、チャンネルA、キャリア4の時間11から時間14の信号点配置とチャンネルB、キャリア4の時間11から時間14の信号点配置が直交している。また、時間15から時間18についても同様である。そして、チャンネルA、キャリア9の時間11から時間14の信号点配置とチャンネルB、キャリア9の時間11から時間14の信号点配置も直交している。また、時間15から時間18についても同様である。このとき、信号の直交のために、Walsh-Hadamard変換、直交符号等を利用すると好適である。なお、図6では、BPSKの場合について示しているが、直交しているのであれば、QPSK変調でもよし、変調方式の規則に従わなくてもよい。

[0055] また、本実施の形態の場合、受信機の簡略化のために、チャンネルAのキャリア4とチャンネルBのキャリア9、チャンネルAのキャリア9とチャンネルBのキャリア4で同一の信号点配置(同一パターン)とする(ここで、それぞれのパターンに対し、図6のように、パターン#1、パターン#2と名付ける)。その理由については、図7で詳しく説明する。ただ

し、同一パターンとは、全く同じ信号点配置にするということではない。例えば、同相I-直交Q平面において、位相関係のみ異なっている場合についても同一パターンとみなすことができる。

[0056] また、チャネルA(または、チャネルB)、キャリア4、9において、パイロットシンボル305の信号点配置を異なるようにしているが、これは、同一にすると、送信ピーク電力の増大につながる可能性があるためである。ただし、上記で定義しているパターンについては同一であってもよい。つまり、信号点配置が異なっていることが重要である。

[0057] ここで、まず、直交していることの利点について、図3A、図7を用いて詳しく説明する。

[0058] 図7は、図3Aの周波数オフセット・位相雑音推定部213の構成の一例である。パイロットキャリア抽出部602は、フーリエ変換後の信号206X(または206Y)を入力とし、パイロットシンボル305であるサブキャリアを抽出する。具体的には、キャリア4とキャリア9の信号を抽出する。したがって、パイロットキャリア抽出部602は、キャリア4のベースバンド信号603とキャリア9のベースバンド信号604を出力する。

[0059] 符号記憶部605は、例えば、図6のパターン#1を記憶しており、タイミング信号212にしたがって、パターン#1の信号606を出力する。

[0060] 符号記憶部607は、例えば、図6のパターン#2を記憶しており、タイミング信号212にしたがって、パターン#2の信号608を出力する。

[0061] 選択部609は、タイミング信号212、パターン#1の信号606、パターン#2の信号608を入力とし、選択信号610(X)としてパターン#2の信号を出力し、選択信号611(Y)としてパターン#1の信号を出力する。

[0062] 符号乗算部612Aは、キャリア4のベースバンド信号603、選択信号611(Y)を入力とし、キャリア4のベースバンド信号603と選択信号611(Y)を乗算し、キャリア4のチャネルAのベースバンド信号613Aを生成し、これを出力する。その理由は以下のとおりである。

[0063] キャリア4のベースバンド信号603は、チャネルAのベースバンド信号とチャネルBのベースバンド信号が多重されている信号である。これに対し、選択信号611(Y)つまりパターン#1の信号を乗算すると、相互相関がゼロのチャネルBのベースバンド

信号の成分が除去されることになり、チャネルAのベースバンド信号の成分のみ抽出することができるからである。

[0064] 同様に、符号乗算部614Aは、キャリア9のベースバンド信号604、選択信号610(X)を入力とし、キャリア9のベースバンド信号604と選択信号610(X)を乗算し、キャリア9のチャネルAのベースバンド信号615Aを生成し、これを出力する。

[0065] 符号乗算部612Bは、キャリア4のベースバンド信号603、選択信号610(X)を入力とし、キャリア4のベースバンド信号603と選択信号610(X)を乗算し、キャリア4のチャネルBのベースバンド信号613Bを生成し、これを出力する。

[0066] 符号乗算部614Bは、キャリア9のベースバンド信号604、選択信号611(Y)を入力とし、キャリア9のベースバンド信号604と選択信号611(Y)を乗算し、キャリア9のチャネルBのベースバンド信号615Bを生成し、これを出力する。

[0067] 以上のように、同一キャリアのチャネルAとチャネルBの信号点配置を直交させることで、パイロットシンボル305がチャネルAとチャネルBで多重されていても、高精度な周波数オフセット・位相雑音の推定を行うことが可能となる。もう一つの重要な利点として、チャネル推定値(伝送路変動推定値)を必要としないため、周波数オフセット・位相雑音を補償する部分の構成を簡略化できるという点がある。もし、チャネルAとチャネルBのパイロットシンボル305の信号点配置が直交していない場合、MIMO分離の信号処理、例えば、ZF (Zero Forcing)、MMSE (Minimum Mean Square Error)、MLD (Maximum Likelihood Detection)を行い、その後、周波数オフセット・位相雑音を推定する構成となる。これに対して、本実施の形態の構成によれば、図3Aのように、信号を分離する(信号処理部223)前段で周波数オフセット・位相雑音を補償することができる。加えて、信号処理部223で、チャネルAの信号とチャネルBの信号に分離した後でも、パイロットシンボル305を用いて周波数オフセット・位相雑音を除去できるため、さらなる高精度な周波数オフセット・位相雑音の補償を行うことができる。

[0068] ところで、同一キャリアのチャネルAとチャネルBの信号点配置が直交していない場合、図3Aの周波数オフセット・位相雑音推定部213における周波数オフセット・位相雑音の推定精度が低下する(お互いがお互いに対し、干渉成分となる)ため、図3Aの周波数オフセット・位相雑音補償部215を付加することが困難となり、高精度な周

波数オフセット・位相雑音補償ができなくなることになってしまう。

[0069] また、本実施の形態によれば、チャンネルAのキャリア4とチャンネルBのキャリア9、チャンネルAのキャリア9とチャンネルBのキャリア4を同一の信号点配置(同一パターン)としたことにより、図7の符号記憶部605、607の共通化を図ることができ、受信装置の簡略化へとつながる。

[0070] ただし、同一キャリアのチャンネルAとチャンネルBの信号点配置を直交させることは、本実施の形態において必須となるが、同一パターンとすることは、必ず必要であるというものではない。

[0071] 本実施の形態では、時間11から時間14のように、4シンボル単位で直交しているパイロットシンボル305を例に説明したが、4シンボル単位に限ったものではない。ただし、時間方向におけるフェージングの変動による直交性への影響を考慮した場合、2～8シンボル程度で直交パターンを形成すると、周波数オフセット・位相雑音の推定精度を確保することができると考えられる。直交パターンの周期が長すぎると、直交性が確保できなくなる可能性が高くなり、周波数オフセット・位相雑音の推定精度劣化することになる。また、送信アンテナ数2、2つの変調信号を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、送信アンテナ数が3以上、3つ以上の変調信号を送信する場合についても、同一キャリアに存在するパイロットシンボル305同士を数シンボル単位で直交させることで、上記と同様の効果を得ることができる。

[0072] 次に、受信装置の簡略化、及び、受信装置で発生する量子化誤差による伝送路推定精度の劣化を抑えることが可能となる、図4のプリアンプルにおけるリファレンスシンボル302の構成について詳しく説明する。

[0073] 図8は、本実施の形態におけるプリアンプルの同相I—直交Q平面における信号点配置、特に、キャリア2、4、6、8、10、12にリファレンスシンボル302が配置されている時間1、3、5、7の信号点配置を示している。

[0074] ここで、キャリア2の時間1、3、5、7で形成する信号、キャリア4の時間1、3、5、7で形成する信号、キャリア6の時間1、3、5、7で形成する信号、キャリア8の時間1、3、5、7で形成する信号、キャリア10の時間1、3、5、7で形成する信号、キャリア12の時間1、3、5、7で形成する信号は、同相I—直交Q平面において、位相関係は異なる

が同一パターンとなっている。これにより、受信装置の簡略化を図ることができる。

[0075] キャリア1、3、5、7、9、11でも同様に、位相関係は異なるが同一パターンとすることで、受信装置の簡略化につながる。ここで、偶数キャリアのパターンと奇数キャリアのパターンを同一にすれば、一段と受信装置を簡略化できる。しかし、異なっていた場合も、受信装置の簡略化の点である程度の利点がある。何故なら、必要とするパターン信号が一つ増えるだけだからである。同様に、チャンネルAとチャンネルBにおいて同一のパターンを採用すると、更なる受信装置の簡略化につながるが、異なるパターンを採用してもある程度の利点がある。

[0076] 以下では、受信装置の構成の簡略化につながる点について説明する。ただし、以降では、偶数キャリアのパターンと奇数キャリアのパターンが同一の場合を例に説明する。

[0077] 図9は、図3Aの受信装置の伝送路変動推定部207、209の詳細の構成を示している。ここでは、チャンネルAの伝送路変動の推定を例に説明する。

[0078] キャリア1の信号抽出部802__1は、フーリエ変換後の信号206X(206Y)を入力とし、図4(a)に示すチャンネルAのプリアンプルにおけるキャリア1のリファレンスシンボル302(時間2、4、6、8)に相当する信号を抽出し、キャリア1のリファレンス信号803__1を出力する。

[0079] キャリア2の信号抽出部802__2は、フーリエ変換後の信号206X(206Y)を入力とし、図4(a)に示すチャンネルAのプリアンプルにおけるキャリア2のリファレンスシンボル302(時間1、3、5、7)に相当する信号を抽出し、キャリア2のリファレンス信号803__2を出力する。

[0080] キャリア3からキャリア12の信号抽出部でも同様の動作が行われる。

[0081] パターン信号発生部804は、同相I—直交Q平面における(1, 0)、(-1, 0)、(-1, 0)、(1, 0)のパターン信号805を出力する(図8のパターンを参照)。

[0082] 乗算部806__1は、キャリア1のリファレンス信号803__1、パターン信号805を入力とし、キャリア1のリファレンス信号803__1とパターン信号805を乗算すると共に平均化などの信号処理を施し、キャリア1の伝送路変動推定信号807__1を出力する。

[0083] 乗算部806__1から乗算部806__12も同様に動作し、キャリア2の伝送路変動推定

信号807__2からキャリア12の伝送路変動推定信号807__12を出力する。

[0084] パラレルシリアル変換部810は、キャリア1からキャリア12の伝送路変動推定信号807__1から伝送路変動推定信号807__12を入力とし、パラレルシリアル変換を施し、伝送路変動推定信号208A(208B、210A、210B)を出力する。

[0085] このように、パターン信号発生部804を、キャリア1からキャリア12で共通化できるので、パターン信号発生部804のパターン信号の記憶容量を削減できると共に信号処理を共通化でき、この分だけ受信装置を簡単化できる。

[0086] ところで、図8で示したのは、リファレンスシンボル302をBPSK変調した場合の同相Iー直交Q平面における信号点配置であり、かつ、データシンボル303をBPSK変調した場合の信号点配置と同様であり、かつ、乗算するための正規化係数もデータシンボル303をBPSK変調した場合と同様としている。しかし、このようにすると、受信装置において、デジタル信号処理を行うためにアナログ・デジタル変換器を搭載した場合、量子化誤差の影響が大きくなる。この課題を軽減するための同相Iー直交Q平面における信号点配置の一例を説明する。

[0087] 図10に、この課題を軽減するための同相Iー直交Q平面における信号点配置の一例を示す。一例として、BPSK変調を利用している。このとき、正規化係数を1.0とし、リファレンスシンボル302の信号点配置は $(1.414 \div \sqrt{2}, 0)$ または $(-1.414 \div \sqrt{2}, 0)$ としている。つまり、データシンボル303をBPSK変調した場合の信号点配置に、係数1.414を乗算した信号点配置としている。

[0088] このようにした場合の時間における受信信号の強度の変化について、図11を用いて説明する。

[0089] 図11において、図11(a)は、図8のようにプリアンブルの信号点配置を行った場合の受信信号の時間変動の波形を示しており、図11(b)は、図10のようにプリアンブルの信号点配置を行った場合の受信信号の時間変動の波形を示している。図8のように信号点を配置した場合、プリアンブルの平均受信電力は、データシンボル303の平均受信電力より、小さくなる。この現象は、プリアンブルのリファレンスシンボル302において、データシンボル303と同一の信号点配置を行うと、ガードシンボル301が存在していることにより生じるものである。この結果、特に、受信信号をアナログ・ディ

デジタル変換器によりデジタル信号に変換した際、プリアンプルの受信信号は、量子化誤差の影響により、品質が劣化することになる。

[0090] 一方、図10のようにプリアンプルの信号点配置を行った場合、図11(b)のように、プリアンプルの平均受信電力は、データシンボル303の平均受信電力と同等のレベルとなる。したがって、受信信号をアナログ・デジタル変換器によりデジタル信号に変換しても、プリアンプルの受信信号は、量子化誤差による影響が軽減され、品質が確保される。

[0091] 以上と同様の考えに基づき、リファレンスシンボル302の信号点配置をQPSKにした場合の信号点配置の方法を、図12に示す。

[0092] 図12は、正規化係数を1とし、リファレンスシンボル302に対しQPSK変調を施したときの同相I－直交Q平面における信号点配置の一例を示している。これにより、図11(b)のように、プリアンプルの平均受信電力は、データシンボル303の平均受信電力と同等のレベルとなり、アナログ・デジタル変換器によりデジタル信号に変換しても、プリアンプルの受信信号は、量子化誤差による影響が軽減され、品質が確保される。

[0093] 以上から、データシンボル303の#Xという変調方式をリファレンスシンボル302に用いる場合、データシンボル303の正規化係数乗算後の同相I－直交Q平面における信号点配置の $1.414 \div \sqrt{2}$ 倍となる信号点配置を、正規化係数乗算後の同相I－直交Q平面におけるリファレンスシンボル302の信号点配置とすることが、重要となる。 $1.414 \div \sqrt{2}$ 倍という係数は、周波数軸に対し、1シンボルおきにリファレンスシンボル302を配置することから決定される値である。

[0094] 例えば、#XがQPSKの場合、正規化係数乗算後の同相I－直交Q平面における信号点配置は $(\pm 1/\sqrt{2}, \pm 1/\sqrt{2})$ となり、リファレンスシンボル302の正規化係数乗算後の同相I－直交Q平面における信号点配置は上記規則に従うと、 $(\pm 1, \pm 1)$ となる(図12参照)。

[0095] 図13は、本実施の形態の図2の送信装置のマッピング部102A(102B)の構成の一例を示している。データ変調部1103は、送信デジタル信号101A(101B)、フレーム構成信号1102を入力とし、フレーム構成信号1102に含まれる、変調方式の情

報、タイミングに基づいて、送信デジタル信号101A(101B)に変調を施し、データシンボル303の変調信号1104を出力する。

[0096] プリアンブルマッピング部1105は、フレーム構成信号1102を入力とし、フレーム構成に基づいてプリアンブルの変調信号1106を出力する。

[0097] 符号記憶部#1(1107)は、パターン#1の信号1108を出力する。同様に、符号記憶部#2(1109)は、パターン#2の信号1110を出力する。

[0098] パイロットシンボルマッピング部1111は、パターン#1の信号1108、パターン#2の信号1110、フレーム構成信号1102を入力とし、パイロットシンボル305の変調信号1112を生成し、これを出力する。

[0099] 信号生成部1113は、データシンボル303の変調信号1104、プリアンブルの変調信号1106、パイロットシンボル305の変調信号1112を入力とし、フレーム構成に従ったベースバンド信号103A(103B)を生成し、これを出力する。

[0100] 上述の説明においては、図4、図6のようなパイロットシンボル305の構成を採用すれば、受信装置の簡略化が可能となることを説明したが、同様に図4、図6のようなパイロットシンボル構成を採用すれば、送信装置においても、図13のように、符号記憶部1107、1109の共通化が図れるため、送信装置の簡略化にもつながる。

[0101] 以上、本実施の形態のプリアンブル、パイロット信号(パイロットシンボル)の生成方法、及び、それを生成する送信装置、並びに、本実施の形態の変調信号を受信する受信装置の、詳細な構成と動作について説明した。本実施の形態によれば、周波数オフセット、伝送路変動及び同期の推定精度を向上させることができるので信号の検出確率を向上させることができると共に、送信装置、受信装置の簡易化を図ることができる。

[0102] 上述した実施の形態の重要な特徴は、換言すると、データ送信期間に複数のアンテナからOFDM変調したデータシンボル303を送信すると共に、前記データ送信期間とは異なる期間に前記複数のアンテナからOFDM変調した伝送路推定用シンボルを送信するMIMO-OFDM送信装置であって、データシンボル303を形成するデータマッピング手段(データ変調部1103)と、サブキャリア数を m とした場合、 n 個のサブキャリアの信号点振幅を0とし、 $\alpha = m / (m - n)$ としたとき、残り $m - n$ 個のサ

ブキャリアの信号点振幅が、データシンボル303の変調方式の中の同一の変調方式の信号点振幅に対して $\sqrt{\alpha}$ 倍となる伝送路推定用シンボルを形成する伝送路推定用シンボルマッピング手段(プリアンブルマッピング部1105)と、前記データシンボル303及び前記伝送路推定用シンボルをOFDM変調するOFDM変調手段とを設けるようにしたことである。これにより、受信側での伝送路推定用シンボルの量子化誤差を低減できるようになるので、高精度の伝送路変動推定を可能とすることができる。

[0103] 本実施の形態では、OFDM方式を用いた例で説明したがこれに限ったものではなく、シングルキャリア方式、他のマルチキャリア方式、スペクトル拡散通信方式を用いたときでも同様に実施することができる。また、実施の形態では、送受信それぞれ2本のアンテナを有するときを例に説明したが、これに限ったものではなく、受信アンテナ数が3以上となっても、本実施の形態には影響を与えず、同様に実施することができる。また、フレーム構成は、本実施の形態に限ったものではなく、特に、周波数オフセット、位相雑音等の歪みを推定するためのパイロットシンボル305は、特定のサブキャリアに配置し、複数アンテナから送信される構成であればよく、パイロットシンボル305を送信するサブキャリアの数は、本実施の形態の2本に限ったものではない。そして、その他のアンテナ数のとき、他の送信方法のときの実施の形態については以降で詳しく説明する。加えて、パイロットシンボル305、リファレンスシンボル302、ガードシンボル301、プリアンブルとここでは名付けて説明したが、他の呼び方をしても本実施の形態には何ら影響を与えるものではない。これは他の実施の形態でも同様である。

[0104] (実施の形態2)

本実施の形態では、実施の形態1において、送受信アンテナ数を3としたときについて詳しく説明する。

[0105] 図14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いる。図14において、図2と同様に動作するものについては、図2と同一符号を付した。図14のMIMO-OFDM送信装置1200が図2と異なる点は、チャネルCの送信部が付加された点である。

[0106] 図15は、本実施の形態における受信装置の構成の一例を示している。図15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。図15では、送信装置から、3つのチャネルの変調信号が送信されているため、図3Aの構成と比較して、チャネルCの伝送路変動推定部207C、209Cが追加されるとともに、アンテナ数が1本追加されているため、その分に必要な構成が追加されている構成となっている。

[0107] 図16は、本実施の形態における送受信アンテナの関係を示している。例えば、あるサブキャリアにおいて、アンテナ1401からの送信信号を $T_{xa}(t)$ 、アンテナ1402からの送信信号を $T_{xb}(t)$ 、アンテナ1403からの送信信号を $T_{xc}(t)$ 、アンテナ1404の受信信号を $R1(t)$ 、アンテナ1405の受信信号を $R2(t)$ 、アンテナ1406の受信信号を $R3(t)$ とし、伝送路変動をそれぞれ $h11(t)$ 、 $h12(t)$ 、 $h13(t)$ 、 $h21(t)$ 、 $h22(t)$ 、 $h23(t)$ 、 $h31(t)$ 、 $h32(t)$ 、 $h33(t)$ とすると、以下の関係式が成立する。

[0108] [数2]

$$\begin{pmatrix} R1(t) \\ R2(t) \\ R3(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h11(t) & h12(t) & h13(t) \\ h21(t) & h22(t) & h23(t) \\ h31(t) & h32(t) & h33(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_{xa}(t) \\ T_{xb}(t) \\ T_{xc}(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n1(t) \\ n2(t) \\ n3(t) \end{pmatrix} \cdots (2)$$

ただし、 t は時間、 $n1(t)$ 、 $n2(t)$ 、 $n3(t)$ は雑音とする。図15の信号処理部223は、式(2)を用いて、例えば逆行列の演算を行うことにより、チャネルAの信号、チャネルBの信号、チャネルCの信号を得るようになっている。信号処理部223は、この演算をすべてのサブキャリアに対し実行する。因みに、 $h11(t)$ 、 $h12(t)$ 、 $h13(t)$ 、 $h21(t)$ 、 $h22(t)$ 、 $h23(t)$ 、 $h31(t)$ 、 $h32(t)$ 、 $h33(t)$ の推定は、伝送路変動推定部207A、209A、1301A、207B、209B、1301B、207C、209C、1301Cで行われる。

[0109] 図17は、本実施の形態におけるフレーム構成の一例を示しており、図4と対応するものについては同一符号を付した。図17(a)は時間一周波数のチャネルAのフレーム構成、図17(b)は時間一周波数のチャネルBのフレーム構成、図17(c)は時間一周波数のチャネルCのフレーム構成の一例を示している。図17(a)、図17(b)及び図17(c)における、チャネルA、B、Cの同一時間、同一キャリアの信号は、空間で多重されることになる。

[0110] 時間1から時間8では、式(2)の $h11(t)$ 、 $h12(t)$ 、 $h13(t)$ 、 $h21(t)$ 、 $h22(t)$ 、 $h23(t)$ 、 $h31(t)$ 、 $h32(t)$ 、 $h33(t)$ に相当する伝送路変動を推定するためのシンボル

が送信され、このシンボルはガードシンボル301とリファレンスシンボル302とで構成されている。ガードシンボル301は同相I—直交Q平面において(0, 0)とする。リファレンスシンボル302は、例えば、同相I—直交Q平面において(0, 0)以外の既知の座標のシンボルである。そして、チャンネルAとチャンネルBとチャンネルCでは、お互いに干渉が発生しないような構成となっている。つまり、例えば、キャリア1、時間1のように、チャンネルAにリファレンスシンボル302が配置されている場合、チャンネルBとチャンネルCにガードシンボル301を配置し、キャリア2、時間1のように、チャンネルBにリファレンスシンボル302が配置されている場合、チャンネルAとチャンネルCにガードシンボル301を配置し、キャリア3、時間1のように、チャンネルCにリファレンスシンボル302が配置されている場合、チャンネルAとチャンネルBにガードシンボル301を配置する。このように、あるキャリア、時間、において、1チャンネルにのみリファレンスシンボル302を配置し、残りのチャンネルには、ガードシンボル301を配置する。このように配置することで、例えば、時間1のチャンネルAについて着目した場合、キャリア1及びキャリア4のリファレンスシンボル302により、キャリア2、3の伝送路変動を推定することができる。因みに、キャリア1及びキャリア4はリファレンスシンボル302なので、伝送路変動を推定することができる。したがって、時間1において、チャンネルAのすべてのキャリアの伝送路変動を精度よく推定することができる。同様に、チャンネルB、チャンネルCについてもすべてのキャリアの伝送路変動を精度よく推定することができる。時間2から時間8についても同様に、チャンネルA、チャンネルB、チャンネルCのすべてのキャリアの伝送路変動を推定することができる。よって、図17のフレーム構成は、時間1から時間8のすべての時間において、すべてのキャリアの伝送路変動を推定できるため、非常に精度のよい、伝送路変動の推定を実現できるプリアンプルの構成であると言える。

- [0111] 次に、受信装置において、デジタル信号処理を行うためにアナログ・デジタル変換器を搭載した場合、量子化誤差の影響を軽減するための同相I—直交Q平面におけるプリアンプル(特に、リファレンスシンボル302)の信号点配置について説明する。前提条件として、図17におけるデータシンボル303の信号点配置を採用し、図5に従った正規化係数採用するものとする。

- [0112] 図18に、同相I—直交Q平面におけるプリアンプルの信号点配置の一例(チャンネルAの時間1、2、3の配置例)を示している。ここでは、リファレンスシンボル302の変調方式はBPSKとする。このとき、正規化係数1、図5Aの信号点配置を採用した場合を考えると、図11の(a)に示すように、データシンボル303と比較しプリアンプルの受信強度は低下してしまうため、受信装置に搭載されるアナログ・デジタル変換器により、プリアンプルに対してのみ、量子化誤差の影響が大きくなり、受信品質の低下を招くことになる。それに対し、図18では、リファレンスシンボル302の同相I—直交Q平面の信号点配置を $(1.732 \div \sqrt{3}, 0)$ または $(-1.732 \div \sqrt{3}, 0)$ としている。つまり、データシンボルがBPSK変調の信号点配置に、係数 1.732 を乗算した信号点配置としている。
- [0113] このときのプリアンプルとデータシンボル303の時間軸における受信信号強度のイメージは、図11(b)のとおりとなる。これにより、受信装置に搭載されるアナログ・デジタル変換器によるプリアンプルに対する量子化誤差の影響が軽減できるため、受信品質が向上する。
- [0114] 以上と同様の考えに基づき、リファレンスシンボル302の信号点配置をQPSKにした場合の信号点配置の方法を、図19に示す。
- [0115] 図19は、正規化係数を1とし、リファレンスシンボル302に対しQPSK変調を施したときの同相I—直交Q平面における信号点配置の一例を示している。これにより、図11(b)のように、プリアンプルの平均受信電力は、データシンボル303の平均電力と同等のレベルとなり、アナログ・デジタル変換器によりデジタル信号に変換しても、プリアンプルの受信信号は、量子化誤差による影響が軽減され、受信品質が確保される。ここで、図19中の 1.225 は、 $1.255 \div \sqrt{3} / \sqrt{2}$ から求めたものである。
- [0116] 以上から、データシンボル303の#Xという変調方式をリファレンスシンボル302に用いる場合、データシンボル303の正規化係数乗算後の同相I—直交Q平面における信号点配置の $1.732 \div \sqrt{3}$ 倍となる信号点配置を、正規化係数乗算後の同相I—直交Q平面におけるリファレンスシンボル302の信号点配置とすることが、重要となる。 $1.732 \div \sqrt{3}$ 倍という係数は、周波数軸に対し、2シンボルおきにリファ

レンスシンボル302を配置することから決定される値である。

- [0117] 例えば、#XがQPSKの場合、正規化係数乗算後の同相I－直交Q平面における信号点配置は $(\pm 1/\sqrt{2}, \pm 1/\sqrt{2})$ となり、リファレンスシンボル302の正規化係数乗算後の同相I－直交Q平面における信号点配置は上記規則に従うと、 $(\pm \sqrt{3}/\sqrt{2}, \pm \sqrt{3}/\sqrt{2})$ となる(図19参照)。
- [0118] 以上、本実施の形態のプリアンプル、パイロット信号の生成方法、及び、それを生成する送信装置、並びに、本実施の形態の変調信号を受信する受信装置の、詳細な構成と動作について、特に、送受信のアンテナ数がそれぞれ3の場合を説明した。本実施の形態によれば、周波数オフセット、伝送路変動及び同期の推定精度を向上させることができるので信号の検出確率を向上させることができると共に、送信装置、受信装置の簡易化を図ることができる。
- [0119] 本実施の形態では、OFDM方式を用いた例で説明したがこれに限ったものではなく、シングルキャリア方式、他のマルチキャリア方式、スペクトル拡散通信方式を用いたときでも同様に実施することができる。また、受信アンテナ数が4以上となっても、本実施の形態には影響を与えず、同様に実施することができる。
- [0120] (実施の形態3)
- 本実施の形態では、送信アンテナ数2、送信変調信号数2の空間多重MIMOシステム(2送信空間多重MIMO)と送信アンテナ数3、送信変調信号数3の空間多重MIMOシステム(3送信空間多重MIMO)を通信環境(例えば、受信品質等)により切り替える通信方式におけるプリアンプルの構成について詳しく説明する。
- [0121] 図20は、本実施の形態における通信形態を示す図である。図20(a)は端末、図20(b)はアクセスポイント(AP)を示している。このとき、APがMIMO方式と変調方式を切り替える場合を例に説明する。
- [0122] 図20(a)の端末において、送信装置1902は、送信デジタル信号1901を入力とし、変調信号1903を出力し、変調信号1903はアンテナ1904から電波として出力される。このとき、送信デジタル信号1901には、APが通信方式を切り替えるための通信状況の情報、例えば、ビットエラー率、パケットエラー率、受信電界強度等の情報が含まれているものとする。

- [0123] 図20(b)のAPにおいて、受信装置1907は、アンテナ1905で受信した受信信号1906を入力とし、受信デジタル信号1908を出力する。
- [0124] 送信方法決定部1909は、受信デジタル信号1908を入力とし、受信デジタル信号1908に含まれる通信状況の情報に基づき、通信方法(つまりMIMO方式及び変調方式)を決定し、この情報を含む制御情報1910を出力する。
- [0125] 送信装置1912は、制御情報1910、送信デジタル信号1911を入力とし、決定された通信方法に基づいて送信デジタル信号1911を変調し、変調信号1913を出力し、この変調信号1913が、アンテナから送信される。
- [0126] 図20(b)の送信装置1912の詳細な構成の一例が、図14である。図14のフレーム構成信号生成部112は、制御情報111、つまり、図20の制御情報1910を入力とし、これに基づいて変調方式とMIMO方式を決定し、この情報を含んだフレーム構成信号113を出力する。例えば、チャネルCの送信部は、フレーム構成信号113が、2送信空間多重MIMO方式を示していた場合、動作しないことになる。これにより、2送信空間多重MIMO方式と、3送信空間多重MIMO方式の切り替えが可能となる。
- [0127] ここで、2送信空間多重MIMO方式が選択されたときのフレーム構成は、実施の形態1で説明した図4のようになり、3送信空間多重MIMO方式が選択されたときのフレーム構成は、実施の形態2で説明した図17のようになる。
- [0128] データシンボル303の同相I—直交Q平面における信号点配置は、図5A、図5B、図5C、図5Dのようなものが採用される。ただし、正規化係数については、図21に示したものが採用される。
- [0129] 図21は、2送信空間多重MIMO、BPSK時の正規化係数を1とした場合の、各MIMO方式及び各変調方式で採用する正規化係数を示すものである。このように正規化係数を設定する理由は、変調方式によらず、また、送信する変調信号数によらず、APが送信する変調信号の総送信電力を等しくするためである。したがって、同一変調方式のとき、2送信空間多重MIMO方式の正規化係数をXとすると、3送信空間多重MIMO方式の正規化係数は $X \cdot \sqrt{2} / \sqrt{3}$ 倍となる。
- [0130] 次に、このときのプリアンプルの同相I—直交Q平面における信号点配置について説明する。

- [0131] 2送信空間多重MIMO方式の場合、受信装置のアナログ・デジタル変換器で発生する量子化誤差の影響を軽減するために、プリアンプルにおけるリファレンスシンボル302の同相I－直交Q平面における信号点配置を、実施の形態1で説明したように図10または図12のように配置するものとする。
- [0132] このとき、図21の正規化係数と実施の形態2の説明を考慮すると、受信装置のアナログ・デジタル変換器で発生する量子化誤差の影響を軽減するためには、図22、図23のような信号点配置とする必要がある。このようにすることで、APが2送信空間多重MIMO方式と3送信空間多重MIMO方式を切り替えても、受信装置において、プリアンプルにおける量子化誤差の影響を軽減することができる。
- [0133] 以上において重要なことは、図21のように、変調方式によらず、また、送信する変調信号数によらず、送信する変調信号の総送信電力を等しくする場合、データシンボル303の#Xという変調方式をリファレンスシンボル302に用いる場合、リファレンスシンボル302において、正規化係数乗算後の同相I－直交Q平面における信号点配置を、2送信空間多重MIMO方式と3送信空間多重MIMO方式とで同一にすることである。
- [0134] 以上のような構成をとることで、プリアンプルにおける量子化誤差の影響を軽減できるため、受信品質の低下を抑えることができる。
- [0135] 以上の説明で、データシンボル303とプリアンプルの平均受信電力を等しくする場合を例に説明したが、プリアンプルの平均受信電力をデータシンボル303の平均受信電力よりも大きくした方が、受信品質が確保される場合が多々ある。上述した考えは、この場合にも適用することができる。要するに、データシンボル303の#Xという変調方式をリファレンスシンボル302に用いる場合、リファレンスシンボル302における、正規化係数乗算後の同相I－直交Q平面における信号点配置を、2送信空間多重MIMO方式と3送信空間多重MIMO方式とで同一にするという規則を守ればよい。
- [0136] つまり、送信アンテナ数 n 、送信変調信号数 n の n 送信空間多重MIMO方式において、プリアンプルにおいて、 $n-1$ シンボルおきにリファレンスシンボル302を挿入する場合、データシンボル303の#Xという変調方式をリファレンスシンボル302に用

いる場合、リファレンスシンボル302において、正規化係数乗算後の同相I－直交Q平面における信号点配置を、 n によらず同一にすれば上記と同様に動作することになる。

[0137] 本実施の形態では、OFDM方式を用いた例で説明したがこれに限ったものではなく、シングルキャリア方式、他のマルチキャリア方式、スペクトル拡散通信方式を用いたときでも同様に実施することができる。また、受信アンテナ数が3以上となっても、本実施の形態には影響を与えず、同様に実施することができる。

[0138] (実施の形態4)

実施の形態2において、3送信空間多重MIMOシステムのプリアンブルの構成について説明した。実施の形態1及び2のようなプリアンブル構成を用いた場合、アンテナ数が増加するにつれ、リファレンスシンボル302の存在する間隔が長くなるため、受信装置における伝送路変動の推定精度が劣化する可能性が高くなる。本実施の形態では、この課題を軽減するための、プリアンブルの構成方法を提案する。

[0139] 図24は、本実施の形態におけるフレーム構成の一例を示している。図24において特徴的な部分は、プリアンブルの構成である。図24のフレーム信号を送信する場合の基本的な動作は、実施の形態2で説明した図17のフレーム信号を送信する場合と同様であり、同一キャリア、同一時間のチャンネルA、チャンネルB、チャンネルCの信号は異なるアンテナから送信され、空間で多重されることになる。

[0140] 図24において、時間1では、チャンネルAはキャリア1からキャリア12のすべてがリファレンスシンボル302となっている。そして、時間2では、チャンネルBのキャリア1からキャリア12のすべてがリファレンスシンボル302となっており、時間3では、チャンネルCのキャリア1からキャリア12のすべてがリファレンスシンボル302となっている。

[0141] 図25に、特に、キャリア1、キャリア2の時間1、時間2のプリアンブルの詳細構成を示す。時間1において、キャリア1からキャリア12のすべてがリファレンスシンボル302であるチャンネルAは、一般的なOFDM方式の変調信号が生成される。そして、キャリア1からキャリア12にリファレンスシンボル302とガードシンボル301が存在するチャンネルBとチャンネルCについては、図14の逆フーリエ変換器106のあとで、特殊な信号処理を行う。同様に、時間2ではチャンネルB、時間3ではチャンネルC、時間4ではチャ

ネルA、・・・が、一般的なOFDM方式の変調信号が生成される。そして、時間2ではチャンネルAとチャンネルC、時間3ではチャンネルAとチャンネルB、時間4ではチャンネルBとチャンネルC、・・・が、図14の逆フーリエ変換器106のあとで特殊な信号処理が施される。

[0142] 図25において、時間1、キャリア1のチャンネルAでは、同相I—直交Q平面において、 $(I, Q) = (1, 0)$ の信号点配置を行うものとする。このとき、チャンネルCの信号点配置を $(I, Q) = (0, 0)$ とすることで、他チャンネルに対し、干渉を与えないようにする。そして、チャンネルBでは、チャンネルAと同一の信号点配置を行うものとする。そして、前述した、特殊な信号処理を施す。この特殊な信号処理とは、チャンネルBに対して、フーリエ変換後に得られた変調信号の位相を、時間軸に対し、例えば0.5シンボルずらす処理である。ただし、チャンネルAと重ならずにはみ出た信号は、先頭から順に配置する(折り返す)。この操作については、文献“Channel estimation for OFDM systems with transmission diversity in mobile wireless channels,” IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.17, no.3, pp-461-471, March 1999、及び、“Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas,” IEEE Transaction on wireless communications, vol.1, no.1, pp.67-75, 2002 に示されており、時間1、キャリア1では、チャンネルAとチャンネルBに対し、Cyclic Delay Diversityが施されていることになる。

[0143] 同様に、時間1、キャリア2のチャンネルAでは、同相I—直交Q平面において、 $(I, Q) = (-1, 0)$ の信号点配置を行うものとする。このとき、チャンネルBの信号点配置を $(I, Q) = (0, 0)$ とすることで、他チャンネルに対し、干渉を与えないようにする。そして、チャンネルCでは、チャンネルAと同一の信号点配置を行うものとする。そして、前述した、特殊な信号処理を施す。この特殊な信号処理とは、チャンネルCに対して、フーリエ変換後に得られた変調信号の位相を、時間軸に対し、例えば0.5シンボルずらす処理である。ただし、チャンネルAと重ならずにはみ出た信号は、先頭から順に配置する(折り返す)。したがって、時間1、キャリア2では、チャンネルAとチャンネルCに対し、Cyclic Delay Diversityが施されていることになる。

[0144] したがって、時間1では、周波数軸に対し、チャンネルAとチャンネルB、チャンネルAとチ

ヤネルCが交互にCyclic Delay Diversityが施されているような状況となる。このとき、受信装置の伝送路変動推定部は、等化处理を行うことによって、Cyclic Delay Diversityが施されているチャネルの伝送路推定を行うことができる。よって、時間1のキャリア1では、チャネルAとチャネルBの伝送路変動が同時に推定でき、時間1のキャリア2では、チャネルAとチャネルCの伝送路変動が同時に推定できる。これにより、実施の形態2の場合と異なり、同時に2チャネル分の伝送路変動が推定できるため、プリアンブルのシンボル数を減らすことができる。これにより、データ伝送速度の向上につながる。

[0145] ただし、原理的には、同時に3チャネル分の伝送路変動が推定できるCyclic Delay Diversityは可能であるが、Diversityゲインの低下、受信装置の回路規模の増大という短所があるため、本実施の形態のように、同時に2チャネル分の伝送路変動の推定を行う構成の方がよりよいことになる。そのためには、いずれかのチャネルに必ず、ガードシンボル ($(I, Q) = (0, 0)$) を挿入することが重要となる。

[0146] なお、時間1に着目した場合、チャネルB、チャネルCの位相をずらしているが、ずらす位相量(シンボル量、または、時間で表現してもよい)を、例えば、0.5シンボルで一致させていることは非常に重要となる。なぜなら、受信装置で、チャネルAとチャネルBの伝送路変動の同時推定の回路と、チャネルAとチャネルCの伝送路変動の同時推定の回路とを共通化することができるからである。

[0147] 以上のように、3送信空間多重のMIMOシステムのプリアンブルを、2チャネルのCyclic Delay Diversityがキャリアごとに異なるチャネルで実行されるように配置することで、伝送路変動を高精度に推定できると共にプリアンブル数を削減できるので、データの伝送速度を向上させることができる。

[0148] 本実施の形態では、3送信の場合について説明したが、4アンテナ以上についても応用が可能である。そして、OFDM方式を用いた例で説明したがこれに限ったものではなく、シングルキャリア方式、他のマルチキャリア方式、スペクトル拡散通信方式を用いたときでも同様に実施することができる。

[0149] なお上述した実施の形態3では、2送信空間多重MIMOと3送信空間多重MIMOの切り替えについて説明したが、これに限ったものではなく、例えば1系統送信(MI

MOを行わない場合)を切り替えに含んでいるときも同様に実施することができる。そのときの通信方式と正規化係数の関係は、図26に示すようになる。

[0150] (実施の形態5)

実施の形態1では、送信アンテナ数2本の場合を説明したが、本実施の形態では、送信アンテナ数が3本の場合のパイロットキャリアの構成について説明する。

[0151] 図27は、本実施の形態における送信装置により形成される送信信号のフレーム構成の一例を示しており、図4と対応するものについては同一符号を付している。図27(a)はチャンネルAのフレーム構成、図27(b)はチャンネルBのフレーム構成、図27(c)はチャンネルCのフレーム構成を示している。図27から明らかなように、パイロットシンボル(パイロットキャリア)305は、リファレンスシンボル302、制御用シンボル304を送信する時間を除き、キャリア3、キャリア5、キャリア8、キャリア10に配置されている。

[0152] 図28は、チャンネルA、チャンネルB、チャンネルCのパイロットシンボル305の信号点配置とその特徴を表している。このときの特徴は、実施の形態1と同様に、同一キャリアのチャンネルAとチャンネルBとチャンネルCの信号点配置が直交している(相互相関がゼロである)ことである。

[0153] 例えば、チャンネルA、キャリア3の時間11から時間14の信号点配置(図28(a))と、チャンネルB、キャリア3の時間11から時間14の信号点配置(図28(b))と、チャンネルC、キャリア3の時間11から時間14の信号点配置(図28(c))が直交している。このような、直交性が、時間15以降でも成立するように信号点配置を行う。このとき、信号の直交のために、Walsh-Hadamard変換、直交符号等を利用すると好適である。なお、図28では、BPSKの場合について示しているが、直交しているのであれば、QPSK変調でもよいし、変調方式の規則に従わなくてもよい。

[0154] また、本実施の形態の場合、送信装置、受信装置の簡略化のために、チャンネルAのキャリア3(図28(a))とチャンネルCのキャリア5(図28(f))、チャンネルBのキャリア3(図28(b))とチャンネルBのキャリア8(図28(h))、チャンネルCのキャリア3(図28(c))とチャンネルAのキャリア10(図28(j))、チャンネルAのキャリア5(図28(d))とチャンネルCのキャリア8(図28(i))、チャンネルBのキャリア5(図28(e))とチャンネルBのキャリア10(図28(k))、チャンネルAのキャリア8(図28(g))とチャンネルCのキャリア10(図28(l))で

同一の信号点配置(同一系列)を用いる。その理由については、図30、図31、図32、図33で詳しく説明する。ただし、同一系列とは、全く同じ信号点配置のことを意味する。ここでは、各系列に対し、図28のように、系列#1、系列#2、系列#3、系列#4、系列#5、系列#6と名付ける。

[0155] また、チャンネルA(または、チャンネルC)のキャリア3、5、8、10において、パイロットシンボル305の信号点配置を異なるよう(異なる系列)にしているが、これは、同一にする(同一系列を用いる)と、送信ピーク電力の増大につながる可能性があるためである。ただし、本実施の形態では、チャンネルBは、この条件を満たしていない例である。

[0156] ここで、送信装置及び受信装置の簡略化と、直交性の必要性とについて、図29、図30、図31、図32、図33を用いて詳しく説明する。

[0157] 図29に、本実施の形態におけるMIMO-OFDM送信装置の構成例を示す。図29において、図14と同様に動作する部分については、図14と同一符号を付した。MIMO-OFDM送信装置2800において、マッピング部2802は、送信データ2801、フレーム構成信号113を入力とし、チャンネルAのベースバンド信号103A、チャンネルBのベースバンド信号103B、チャンネルCのベースバンド信号103Cを出力する。以降は、実施の形態1又は実施の形態2の説明と同様に動作するので、説明を省略する。

[0158] 図30は、図29のマッピング部2802の詳細な構成の一例を示している。データ変調部2902は、送信データ2801、フレーム構成信号113を入力とし、フレーム構成信号113にしたがって、データシンボル303の変調信号2903を生成し、これを出力する。

[0159] プリアンブルマッピング部2904は、フレーム構成信号113を入力とし、フレーム構成信号113にしたがって、プリアンブルの変調信号2905を生成し、これを出力する。

[0160] 系列#1記憶部2906は、図28の系列#1の信号2907を出力する。系列#2記憶部2908は、図28の系列#2の信号2909を出力する。系列#3記憶部2910は、図28の系列#3の信号2911を出力する。系列#4記憶部2912は、図28の系列#4の信号2913を出力する。系列#5記憶部2914は、図28の系列#5の信号2915を出力する。系列#6記憶部2916は、図28の系列#6の信号2917を出力する。

- [0161] パイロットシンボルマッピング部2918は、系列#1の信号2907、系列#2の信号2909、系列#3の信号2911、系列#4の信号2913、系列#5の信号2915、系列#6の信号2917、フレーム構成信号113を入力とし、フレーム構成信号113にしたがったパイロットシンボル305の変調信号2919を生成し、これを出力する。
- [0162] 信号生成部2920は、データシンボル303の変調信号2903、プリアンプルの変調信号2905、パイロットシンボル305の変調信号2919を入力とし、チャンネルAの変調信号103A、チャンネルBの変調信号103B、チャンネルCの変調信号103Cを出力する。
- [0163] 図30の構成では、系列記憶部が6個で済む。これは、本発明においては、図28のように、ある系列を、2ヶ所以上のサブキャリアで使用している(図28では、2ヶ所のサブキャリアで使用している)からである。これにより、送信装置の回路規模を削減することができる。一方、図28とは異なり、すべて異なる系列を使用した場合には、系列記憶部が12個必要となり、回路規模が大きくなる。
- [0164] なお、図29のマッピング部2802は、例えば図31に示すように構成してもよい。図31において、図30と同様に動作するものについては、図30と同一符号を付した。符号#1記憶部3001は、“1、1、-1、-1”を、符号#2記憶部3003は、“1、-1、1、-1”を記憶している。パイロットシンボルマッピング部2919は、符号#1記憶部3001、符号#2記憶部3003から出力された、パターン#1の信号3002、パターン#2の信号3004、及びフレーム構成信号113を入力とし、パイロットシンボル305の変調信号2920を出力する。
- [0165] このとき、図28から明らかなように、信号の基本的なパターンは2種類しか存在しない。パイロットシンボルマッピング部2919は、シフトレジスタを用いて、符号をシフトすることで、基本的な2種類のパターンから、6種類の系列#1～#6を生成するようになっている。したがって、図31のように記憶部を2つのみで構成することができる。
- [0166] 以上、図29、図30、図31からわかるように、図28のようにパイロットキャリアを構成することにより、送信装置の構成を簡略化することができることになる。
- [0167] 次に、受信装置について説明する。図15は、受信装置の構成の一例である。以降では、図15の周波数オフセット・位相雑音推定部213の構成について、図32、図33

を用いて詳しく説明する。

[0168] 図32は、本実施の形態による、図15の周波数オフセット・位相雑音推定部213の構成の一例である。図32の周波数オフセット・位相雑音推定部213は、パイロットキャリア抽出部3101と、系列記憶部3108__1～3108__6と、系列選択部3110と、キャリア3の周波数オフセット・位相雑音推定部3123__#3と、キャリア5の周波数オフセット・位相雑音推定部3123__#5と、キャリア8の周波数オフセット・位相雑音推定部3123__#8と、キャリア10の周波数オフセット・位相雑音推定部3123__#10とを有する。

[0169] パイロットサブキャリア抽出部3101は、フーリエ変換後の信号206X(または、206Y、206Z)を入力とし、パイロットシンボル305であるサブキャリアを抽出する。具体的には、キャリア3、5、8、10の信号を抽出する。したがって、パイロットサブキャリア抽出部3101は、キャリア3のベースバンド信号3102__#3、キャリア5のベースバンド信号3102__#5、キャリア8のベースバンド信号3102__#8、キャリア10のベースバンド信号3102__#10を出力する。

[0170] 系列#1記憶部3108__1は、図28の系列#1を記憶しており、タイミング信号212にしたがって、系列#1の信号3109__1を出力する。系列#2記憶部3108__2は、図28の系列#2を記憶しており、タイミング信号212にしたがって、系列#2の信号3109__2を出力する。系列#3記憶部3108__3は、図28の系列#3を記憶しており、タイミング信号212にしたがって、系列#3の信号3109__3を出力する。系列#4記憶部3108__4は、図28の系列#4を記憶しており、タイミング信号212にしたがって、系列#4の信号3109__4を出力する。系列#5記憶部3108__5は、図28の系列#5を記憶しており、タイミング信号212にしたがって、系列#5の信号3109__5を出力する。系列#6記憶部3108__6は、図28の系列#6を記憶しており、タイミング信号212にしたがって、系列#6の信号3109__6を出力する。

[0171] 系列選択部3110は、系列#1の信号3109__1、系列#2の信号3109__2、系列#3の信号3109__3、系列#4の信号3109__4、系列#5の信号3109__5、系列#6の信号3109__6及びタイミング信号212を入力とし、系列#5を信号3111に、系列#1を信号3112に、系列#4を信号3113に、系列#3を信号3114に、系列#

6を信号3115に、系列#5を信号3116に、系列#2を信号3117に、系列#1を信号3118に、系列#3を信号3119に、系列#4を信号3120に、系列#6を信号3121に、系列#2を信号3122に、それぞれ割り当てて出力する。

- [0172] キャリア3の周波数オフセット・位相雑音推定部3123__#3は、符号乗算部3103A、3103B、3103Cと、位相変動推定部3105A、3105B、3105Cとを有し、キャリア3の各チャンネルの周波数オフセット・位相雑音を推定する。
- [0173] 符号乗算部3103Aは、キャリア3のベースバンド信号3102__#3、系列#5の信号3111を入力とし、キャリア3のベースバンド信号3102__#3と系列#5の信号3111を乗算することで、キャリア3のチャンネルAのベースバンド信号3104A__#3を生成し、これを出力する。その理由は以下のとおりである。
- [0174] キャリア3のベースバンド信号3102__#3は、チャンネルAのベースバンド信号とチャンネルBのベースバンド信号とチャンネルCのベースバンド信号が多重されている信号である。この多重信号に対して、系列#5の信号3111を乗算すると、相互相関がゼロのチャンネルBのベースバンド信号、チャンネルCのベースバンド信号の成分が除去されることになり、チャンネルAのベースバンド信号成分のみ抽出することができるからである。
- [0175] 位相変動推定部3105Aは、キャリア3のチャンネルAのベースバンド信号3104A__#3を入力とし、この信号に基づいて位相変動を推定し、チャンネルAの位相変動推定信号3106A__#3を出力する。
- [0176] 同様に、符号乗算部3103Bは、キャリア3のベースバンド信号3102__#3、系列#1の信号3112を入力とし、キャリア3のベースバンド信号3102__#3と系列#1の信号3112を乗算することで、キャリア3のチャンネルBのベースバンド信号3104B__#3を生成し、これを出力する。また、符号乗算部3103Cは、キャリア3のベースバンド信号3102__#3、系列#4の信号3113を入力とし、キャリア3のベースバンド信号3102__#3と系列#4の信号3113を乗算することで、キャリア3のチャンネルCのベースバンド信号3104C__#3を生成し、これを出力する。
- [0177] 位相変動推定部3105B、3105Cは、キャリア3のチャンネルBのベースバンド信号3104B__#3、キャリア3のチャンネルCのベースバンド信号3104C__#3をそれぞれ入

力とし、これらの信号に基づいて位相変動を推定し、チャンネルBの位相変動推定信号3106B__#3、チャンネルCの位相変動推定信号3106C__#3をそれぞれ出力する。

[0178] キャリア5の周波数オフセット・位相雑音推定部3123__#5は、処理対象とする信号が異なるだけで、前述のキャリア3の周波数オフセット・位相雑音推定部3123__#3と同様に動作し、キャリア5に関するチャンネルAの位相変動推定信号3106A__#5、チャンネルBの位相変動推定信号3106B__#5、チャンネルCの位相変動推定信号3106C__#5を出力する。キャリア8の周波数オフセット・位相雑音推定部3123__#8も、処理対象とする信号が異なるだけで、前述のキャリア3の周波数オフセット・位相雑音推定部3123__#3と同様に動作し、キャリア8に関するチャンネルAの位相変動推定信号3106A__#8、チャンネルBの位相変動推定信号3106B__#8、チャンネルCの位相変動推定信号3106C__#8を出力する。さらに、キャリア10の周波数オフセット・位相雑音推定部3123__#10も、処理対象とする信号が異なるだけで、前述のキャリア3の周波数オフセット・位相雑音推定部3123__#3と同様に動作し、キャリア10に関するチャンネルAの位相変動推定信号3106A__#10、チャンネルBの位相変動推定信号3106B__#10、チャンネルCの位相変動推定信号3106C__#10を出力する。

[0179] 以上のように、同一キャリアキャリアのチャンネルAとチャンネルBとチャンネルCの信号を直交させることで、パイロットシンボル305がチャンネルAとチャンネルBとチャンネルCで多重されていても、高精度な周波数オフセット・位相雑音の推定を行うことが可能となる。もう一つの重要な利点として、チャンネル推定値(伝送路変動推定値)を必要としないため、周波数オフセット・位相雑音を補償する部分の構成を簡略化できるという点がある。もし、チャンネルAとチャンネルBとチャンネルCのパイロットシンボル305の信号点配置が直交していない場合、MIMO分離の信号処理、例えば、ZF、MMSE、MLDを行い、その後、周波数オフセット・位相雑音を推定する構成となる。これに対して、本発明によれば、図15のように、信号を分離する(信号処理部223)前段で周波数オフセット・位相雑音を補償することができる。加えて、信号処理部223で、チャンネルAの信号とチャンネルBとチャンネルCの信号に分離した後でも、パイロットシンボル305を用

いて周波数オフセット・位相雑音を除去できるため、さらなる高精度な周波数オフセット・位相雑音の補償を行うことができる。

[0180] ところで、同一キャリアのチャンネルAとチャンネルBとチャンネルCの信号点配置が直交していない場合、図15の周波数オフセット・位相雑音推定部213における周波数オフセット・位相雑音の推定精度が低下する(お互いがお互いに対し、干渉成分となる)ため、図15の周波数オフセット・位相雑音補償部215を付加することが困難となり、高精度な周波数オフセット・位相雑音補償ができなくなることになってしまう。

[0181] また、図32の構成と異なる構成として、図33の構成が考えられる。図33が図32と異なる点は、系列記憶部3108__1～3108__6を符号記憶部3201__1、3201__2に置き換えたところである。符号#1記憶部3201__1は、“1、1、-1、-1”を、符号#2記憶部3201__2は、1、-1、1、-1”を記憶している。符号選択部3203は、符号記憶部3201__1、3201__2から入力した基本的な2種類の符号を、シフトレジスタを用いてシフトさせることで、6種類の系列#1～#6を生成するようになっている。これにより、記憶部を2つのみで構成することができるようになるので、この分だけ図32の構成と比較して構成を簡単化できる。なお、このようなことができるのは、複数チャンネル及び又は複数キャリアに、同一系列のパイロットシンボル305を割り当てるようにしたからである。

[0182] 以上のように、複数チャンネル及び又は複数キャリアで同一系列のパイロットシンボル305を使用するようにしたことにより、複数チャンネル間及び又は複数キャリア間で、図32の系列記憶部3108__1～3108__6の共通化、または、図33の符号記憶部3201__1、3201__2の共通化が図れるため、受信装置の簡略化へとつながることになる。

[0183] なお、以上では、図27のように、特定のサブキャリアに周波数オフセットまたは位相雑音等による歪みを推定するためのパイロットシンボル(パイロットキャリア)305を配置した場合について説明したが、以降では、図27とは異なるパイロットシンボル305のフレーム構成について述べる。

[0184] 図34、図35、図36に、図27とは異なる送信信号のフレーム構成例を示す。

[0185] 図34では、パイロットシンボル305を特定のキャリアの特定の時間に配置している。

なお、図34(a)はチャネルAのフレーム構成、図34(b)はチャネルBのフレーム構成、図34(c)はチャネルCのフレーム構成を示している。図34の例では、チャネルA、チャネルB、チャネルCでパイロットシンボル305が多重されているところでは、同一キャリアのチャネル間で互いに直交関係にあるパイロットシンボル系列を用いつつ、かつ同一系列のパイロットシンボル系列を繰り返して用いるようになっている。なお、チャネルAでは、異なるサブキャリアには、異なる系列のパイロットシンボル305が用いられている。つまり、図34の例においては、時間6から時間9では、図28の時間11から時間14のパイロットと同様のマッピングが行われ、次に、図34の時間12から時間15においても、図28の時間11から時間14と同様の規則でマッピングが行われる。これにより、図34のフレーム構成を上述したのと同等の条件で使用すると、上述と同様の効果を得ることができる。

[0186] 図35では、パイロットシンボル305を、特定の時間において、連続した複数サブキャリアに配置している。このとき、例えば、チャネルA、時間6、キャリア2からキャリア5のパイロットシンボル系列と、チャネルB、時間6、キャリア2からキャリア5のパイロットシンボル系列と、チャネルC、時間6、キャリア2から5のパイロットシンボル系列は、互いに直交している。同様に、チャネルA、時間6、キャリア8からキャリア11のパイロット信号(パイロットシンボル)305と、チャネルB、時間6、キャリア8からキャリア11のパイロット信号と、チャネルC、時間6、キャリア8からキャリア11のパイロット信号305は、直交している。

[0187] また、チャネルA、時間12、キャリア2からキャリア5のパイロット信号と、チャネルB、時間12、キャリア2からキャリア5のパイロット信号と、チャネルC、時間12、キャリア2からキャリア5のパイロット信号は、直交している。同様に、チャネルA、時間12、キャリア8からキャリア11のパイロット信号と、チャネルB、時間12、キャリア8からキャリア11のパイロット信号と、チャネルC、時間12、キャリア8からキャリア11のパイロット信号は、直交している。

[0188] また、例えば、チャネルA、時間6、キャリア2からキャリア5のパイロット信号と、チャネルC、時間6、キャリア8からキャリア11で同一系列を用い、他も同様に、上記のように同一系列を用いるようすると、回路規模を削減することができ、図27の場合と同様

の効果を得ることができる。ただし、ここでは連続した複数サブキャリアを例に説明したが、これに限ったものではなく、直交性が崩れない程度に、パイロットシンボル305を離散的にサブキャリアに割り当てても同様の効果を得ることができる。また、図36のように、時間軸と周波数軸の両方に亘って割り当てても、同様の効果を得ることができる。いずれにしても、直交性が崩れないように、周波数軸または時間軸方向に、パイロットシンボル305を割り当てるようにすれば、上述したのと同様な効果を得ることができる。

[0189] 本実施の形態では、4シンボル単位で直交しているパイロットシンボル305を例に説明したが、4シンボル単位に限ったものではない。ただし、時間方向及び又は周波数方向におけるフェージングの変動による直交性への影響を考慮した場合、2～8シンボル程度で直交パターンを形成すると、周波数オフセット・位相雑音の推定精度を確保することができると考えられる。直交パターンの周期が長すぎると、直交性が確保できなくなる可能性が高くなり、周波数オフセット・位相雑音の推定精度劣化することになる。

[0190] 本実施の形態のパイロットシンボル305の構成方法の重要な点は、以下の通りである。

- ・同一キャリアにおけるチャンネルA、チャンネルB、チャンネルCのパイロット信号は直交している。

- ・パイロット信号を配置した異なるキャリアでは、異なる系列を用いたチャンネルが存在する。

- ・同一系列を使用した2つ以上のチャンネルが存在する(例えば、ある1つの系列がアンテナAでもアンテナBでも使用されている、つまり、ある1つの系列が異なる複数のアンテナで共用されている)。

[0191] これにより、3本の送信アンテナを用いてMIMO-OFDM送信を行う場合に、周波数オフセット・位相雑音の推定精度劣化させることなく、送信ピーク電力の増大を抑制できかつ簡易な構成の送信装置を実現できるようになる。なお、上記3つの条件全てを満たすようにパイロット信号を選定してパイロットキャリアを形成することは最良の条件であるが、例えば、前記効果のうちの一部の効果のみ得たい場合は、例えば上

記3つの条件のうち2つの条件のみを満たすようにパイロット信号を選定してパイロットキャリアを形成するようにしてもよい。

[0192] 本実施の形態では、OFDM方式を用いた例で説明したがこれに限ったものではなく、シングルキャリア方式、他のマルチキャリア方式、スペクトル拡散通信方式を用いたときでも同様に実施することができる。また、実施の形態では、送受信それぞれ3本のアンテナを有するときを例に説明したが、これに限ったものではない。そして、その他のアンテナ数のとき、他の送信方法のときの実施の形態については以降で詳しく説明する。加えて、パイロットシンボル、リファレンスシンボル、ガードシンボル、プリアンブルとここでは名付けて説明したが、他の呼び方をしても本実施の形態には何ら影響を与えるものではない。これは他の実施の形態でも同様である。また、実施の形態で、チャンネルA、チャンネルB、チャンネルCという語句を用いて説明したが、これは説明を容易にするために用いたのであり、他の呼び方をしても実施の形態には何ら影響を与えるものではない。

[0193] (実施の形態6)

実施の形態1では、パイロットシンボルの構成を説明するにあたって、パターンという語句を用いて説明したが、本実施の形態では、実施の形態5のように、系列という語句を用いて、実施の形態1の説明を行う。つまり、本実施の形態は、基本思想及び基本構成においては、実施の形態1と同様のものである。

[0194] 図2に、本実施の形態に係るMIMO-OFDM送信装置100の構成を示す。ただし、図2は、一例として、送信アンテナ数 $m=2$ の場合を示している。

[0195] フレーム構成信号生成部112は、変調方式等の制御情報111を入力とし、フレーム構成の情報を含むフレーム構成信号113を生成し、これを出力する。

[0196] マッピング部102Aは、チャンネルAの送信ディジタル信号101A、フレーム構成信号113を入力とし、フレーム構成に基づいたベースバンド信号103Aを生成し、これを出力する。

[0197] シリアルパラレル変換部104Aは、ベースバンド信号103A、フレーム構成信号113を入力とし、フレーム構成信号113に基づき、シリアルパラレル変換を施し、パラレル信号105Aを出力する。

- [0198] 逆フーリエ変換部106Aは、パラレル信号105Aを入力とし、逆フーリエ変換を施し、逆フーリエ変換後の信号107Aを出力する。
- [0199] 無線部108Aは、逆フーリエ変換後の信号107Aを入力とし、周波数変換等の処理を施し、送信信号109Aを出力する。送信信号109Aは、アンテナ110Aから電波として出力される。
- [0200] MIMO-OFDM送信装置100は、チャンネルBについてもチャンネルAと同様の処理を施すことによりチャンネルBの送信信号109Bを生成する。なお、参照符号の最後に「B」を付して示した要素がチャンネルBに関する部分であり、対象とする信号がチャンネルAではなくチャンネルBであるだけであって、基本的には、上述した参照符号の最後に「A」を付して示したチャンネルAに関する部分と同様の処理を行う。
- [0201] 図3Aは、本実施の形態における受信装置の構成の一例を示している。ただし、図3Aは、一例として、受信アンテナ数 $n=2$ の場合を示している。
- [0202] 受信装置200において、無線部203Xは、受信アンテナ201Xで受信した受信信号202Xを入力とし、周波数変換等の処理を施し、ベースバンド信号204Xを出力する。
- [0203] フーリエ変換部205Xは、ベースバンド信号204Xを入力とし、フーリエ変換を施し、フーリエ変換後の信号206Xを出力する。
- [0204] 受信アンテナ201Y側でも同様の動作が施され、同期部211はベースバンド信号204X、204Yを入力とし、例えば、リファレンスシンボルを検出することで、送信機との時間同期を確立し、タイミング信号212を出力する。リファレンスシンボルの構成等については、図4等を用いて以降で詳しく説明する。
- [0205] 周波数オフセット・位相雑音推定部213は、フーリエ変換後の信号206X、206Yを入力とし、パイロットシンボルを抽出し、パイロットシンボルから、周波数オフセット・位相雑音を推定し、位相歪み推定信号214(周波数オフセットを含んだ位相歪み)を出力する。パイロットシンボルの構成等については、図4等を用いて以降で詳しく説明する。
- [0206] チャンネルAの伝送路変動推定部207Aは、フーリエ変換後の信号206Xを入力とし、チャンネルAのリファレンスシンボルを抽出し、例えばリファレンスシンボルに基づいて

チャンネルAの伝送路変動を推定し、チャンネルAの伝送路推定信号208Aを出力する。

- [0207] チャンネルBの伝送路変動推定部207Bは、フーリエ変換後の信号206Xを入力とし、チャンネルBのリファレンスシンボルを抽出し、例えばリファレンスシンボルに基づいてチャンネルBの伝送路変動を推定し、チャンネルBの伝送路推定信号208Bを出力する。
- [0208] チャンネルAの伝送路変動推定部209A、チャンネルBの伝送路変動推定部209Bは、対象とする信号がアンテナ201Xで受信された信号ではなくアンテナ201Yで受信された信号であるだけであって、基本的には、上述したチャンネルAの伝送路変動推定部207A、チャンネルBの伝送路変動推定部207Bと同様の処理を行う。
- [0209] 周波数オフセット・位相雑音補償部215は、チャンネルAの伝送路推定信号208A、210A、チャンネルBの伝送路推定信号208B、210B、フーリエ変換後の信号206X、206Y、位相歪み推定信号214を入力とし、各信号の位相歪みを除去し、位相補償後のチャンネルAの伝送路推定信号220A、222A、位相補償後のチャンネルBの伝送路推定信号220B、222B、位相補償後のフーリエ変換後の信号221X、221Yを出力する。
- [0210] 信号処理部223は、例えば逆行列演算を行い、チャンネルAのベースバンド信号224A、チャンネルBのベースバンド信号224Bを出力する。具体的には、図3Bに示すように、例えば、あるサブキャリアにおいて、アンテナAN1からの送信信号を $T_{xa}(t)$ 、アンテナAN2からの送信信号を $T_{xb}(t)$ 、アンテナAN3の受信信号を $R_1(t)$ 、アンテナAN4の受信信号を $R_2(t)$ とし、伝送路変動をそれぞれ $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ とすると、式(1)の関係式が成立する。
- [0211] ただし、 t は時間、 $n_1(t)$ 、 $n_2(t)$ は雑音とする。信号処理部223は、式(1)を用いて、例えば逆行列の演算を行うことにより、チャンネルAの信号、チャンネルBの信号を得るようになっている。信号処理部223は、この演算をすべてのサブキャリアに対し実行する。因みに、 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ の推定は、伝送路変動推定部207A、209A、207B、209Bで行われる。
- [0212] 周波数オフセット推定・補償部225Aは、チャンネルAのベースバンド信号224Aを入力とし、パイロットシンボルを抽出し、パイロットシンボルに基づいてベースバンド信号

224Aの周波数オフセットを推定及び補償し、周波数オフセット補償後のベースバンド信号226Aを出力する。

- [0213] チャネルA復調部227Aは、周波数オフセット補償後のベースバンド信号226Aを入力とし、データシンボルを復調し、受信データ228Aを出力する。
- [0214] MIMO-OFDM受信装置200は、チャネルBのベースバンド信号224Bについても同様の処理を施し、受信データ228Bを得る。
- [0215] 図4は、本実施の形態における時間一周波数のチャネルA(図4(a))及びチャネルB(図4(b))のフレーム構成を示している。図4(a)及び図4(b)における、同一時間、同一キャリアの信号は空間で多重されることになる。
- [0216] 時間1から時間8では、式(1)の $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ に相当する伝送路変動を推定するためのシンボル、例えば、プリアンプルと呼ばれるシンボルが送信される。このプリアンプルは、ガードシンボル301とリファレンスシンボル302とで構成されている。ガードシンボル301は同相I-直交Q平面において(0, 0)とする。リファレンスシンボル302は、例えば、同相I-直交Q平面において(0, 0)以外の既知の座標のシンボルである。そして、チャネルAとチャネルBでは、お互いに干渉が発生しないような構成となっている。つまり、例えば、キャリア1、時間1のように、チャネルAにガードシンボル301が配置されている場合、チャネルBにリファレンスシンボル302を配置し、キャリア2、時間1のように、チャネルAにリファレンスシンボル302が配置されている場合、チャネルBにガードシンボル301を配置するというように、チャネルAとチャネルBとは異なるシンボルを配置する。このように配置することで、例えば、時間1のチャネルAについて着目した場合、キャリア2及びキャリア4のリファレンスシンボル302により、キャリア3の伝送路変動を推定することができる。キャリア2及びキャリア4はリファレンスシンボル302なので、伝送路変動を推定することができる。したがって、時間1において、チャネルAのすべてのキャリアの伝送路変動を精度よく推定することができる。同様に、チャネルBについてもすべてのキャリアの伝送路変動を精度よく推定することができる。時間2から時間8についても同様に、チャネルA、チャネルBのすべてのキャリアの伝送路変動を推定することができる。よって、図4のフレーム構成は、時間1から時間8のすべての時間において、すべてのキャリアの伝送路変動

を推定できるため、非常に精度のよい、伝送路変動の推定を実現できるプリアンプルの構成であると言えることができる。

[0217] 図4において、情報シンボル(データシンボル)303は、データを伝送するシンボルである。ここでは、変調方式は、BPSK、QPSK、16QAM、64QAMとする。このときの同相I—直交Q平面における信号点配置等については図5を用いて詳しく説明する。

[0218] 制御用シンボル304は、変調方式、誤り訂正符号方式、符号化率等の制御情報を伝送するためのシンボルである。

[0219] パイロットシンボル305は、周波数オフセット、位相雑音による位相変動を推定するためのシンボルである。パイロットシンボル305としては、例えば、同相I—直交Q平面において既知の座標であるシンボルを用いる。パイロットシンボル305は、チャンネルA、チャンネルB共に、キャリア4、キャリア9に配置されている。これにより、特に、無線LANでは、IEEE802.11a、IEEE802.11gと空間多重のMIMOシステムとで、同一周波数、同一周波数帯域のシステムを構築する場合、フレーム構成を共有できるため、受信装置の簡素化を図ることができるようになる。

[0220] 図5は、図4の情報シンボル303の変調方式であるBPSK、QPSK、16QAM、64QAMの同相I—直交Q平面における信号点配置、及びそれらの正規化係数を示している。

[0221] 図5Aは同相I—直交Q平面におけるBPSKの信号点配置であり、その座標は図5Aのとおりである。図5Bは同相I—直交Q平面におけるQPSKの信号点配置であり、その座標は図5Bのとおりである。図5Cは同相I—直交Q平面における16QAMの信号点配置であり、その座標は図5Cのとおりである。図5Dは同相I—直交Q平面における64QAMの信号点配置であり、その座標は図5Dのとおりである。図5Eは、図5Aから図5Dの信号点配置に対し、変調方式間で平均送信電力を一定に保つように補正するための、変調方式と乗算係数(すなわち正規化係数)の関係を示している。例えば、図5BのQPSKの変調方式で送信する場合、図5Bの座標に対し、図5Eからわかるように、 $1/\sqrt{2}$ の値を乗算する必要がある。ここで、 $\sqrt{x}$:square root of xである。

[0222] 図6は、本実施の形態における図4のパイロットシンボル305の同相I—直交Q平面における配置を示している。図6(a)は、図4(a)で示したチャンネルAのキャリア4の時間11から時間18のパイロットシンボル305の信号点配置の一例を示している。図6(b)は、図4(b)で示したチャンネルBのキャリア4の時間11から時間18のパイロットシンボル305の信号点配置の一例を示している。図6(c)は、図4(a)で示したチャンネルAのキャリア9の時間11から時間18のパイロットシンボル305の信号点配置の一例を示している。図6(d)は、図4(b)で示したチャンネルBのキャリア9の時間11から時間18のパイロットシンボル305の信号点配置の一例を示している。ここでは、これらの配置は、BPSK変調を用いているが、限ったものではない。

[0223] 図6におけるパイロットシンボル305の信号点配置の特徴は、同一キャリアキャリアのチャンネルAとチャンネルBの信号点配置が直交している(相互相関がゼロである)ことである。

[0224] 例えば、チャンネルA、キャリア4の時間11から時間14の信号点配置とチャンネルB、キャリア4の時間11から時間14の信号点配置が直交している。また、時間15から時間18についても同様である。そして、チャンネルA、キャリア9の時間11から時間14の信号点配置とチャンネルB、キャリア9の時間11から時間14の信号点配置も直交している。また、時間15から時間18についても同様である。このとき、信号の直交のために、Walsh-Hadamard変換、直交符号等を利用すると好適である。なお、図6では、BPSKの場合について示しているが、直交しているのであれば、QPSK変調でもよし、変調方式の規則に従わなくてもよい。

[0225] また、本実施の形態の場合、受信機の簡略化のために、チャンネルAのキャリア4とチャンネルBのキャリア9、チャンネルAのキャリア9とチャンネルBのキャリア4で同一の信号点配置(同一パターン)とする。ただし、同一パターンとは、全く同じ信号点配置にすることではない。例えば、同相I—直交Q平面において、位相関係のみ異なっている場合についても同一パターンとみなすことができる。

[0226] ここで、実施の形態5で定義したように、“同一系列とは、全く同じ信号点配置のこと”とすると、受信機の簡略化のために、チャンネルAのキャリア4とチャンネルBのキャリア9、チャンネルAのキャリア9とチャンネルBのキャリア4で同一の信号点配置、つまり、同一

系列とすればよい。

- [0227] また、チャネルA(または、チャネルB)、キャリア4、9において、パイロットシンボル305の信号点配置を異なるように、つまり、異なる系列としているが、これは、同一にすると、送信ピーク電力の増大につながる可能性があるためである。
- [0228] ここで、直交していることの利点について、図3A、図37を用いて詳しく説明する。
- [0229] 図37は、図3Aの周波数オフセット・位相雑音推定部213の構成の一例である。パイロットキャリア抽出部602は、フーリエ変換後の信号206X(または206Y)を入力とし、パイロットシンボル305であるサブキャリアを抽出する。具体的には、キャリア4と9の信号を抽出する。したがって、パイロットキャリア抽出部602は、キャリア4のベースバンド信号603とキャリア9のベースバンド信号604を出力する。
- [0230] 系列#1記憶部3601は、例えば、図6の“1、-1、1、-1”の系列#1を記憶しており、タイミング信号212にしたがって、系列#1の信号3602を出力する。
- [0231] 系列#2記憶部3603は、例えば、図6の“1、1、-1、-1”の系列#2を記憶しており、タイミング信号212にしたがって、系列#2の信号3604を出力する。
- [0232] 選択部609は、タイミング信号212、系列#1の信号3602、系列#2の信号3604を入力とし、選択信号610として系列#2の信号を出力し、選択信号611として系列#1の信号を出力する。
- [0233] 符号乗算部612Aは、キャリア4のベースバンド信号603、選択信号611を入力とし、キャリア4のベースバンド信号603と選択信号611を乗算し、キャリア4のチャネルAのベースバンド信号613Aを生成し、これを出力する。その理由は以下のとおりである。
- [0234] キャリア4のベースバンド信号603は、チャネルAのベースバンド信号とチャネルBのベースバンド信号が多重されている信号である。これに対し、選択信号611つまり系列#1の信号を乗算すると、相互相関がゼロのチャネルBのベースバンド信号の成分が除去されることになり、チャネルAのベースバンド信号の成分のみ抽出することができるからである。
- [0235] 同様に、符号乗算部614Aは、キャリア9のベースバンド信号604、選択信号610を入力とし、キャリア9のベースバンド信号604と選択信号610を乗算し、キャリア9のチャネルAのベースバンド信号614Aを生成し、これを出力する。その理由は以下のとおりである。

チャネルAのベースバンド信号615Aを生成し、これを出力する。

[0236] 符号乗算部612Bは、キャリア4のベースバンド信号603、選択信号610を入力とし、キャリア4のベースバンド信号603と選択信号610を乗算し、キャリア4のチャネルBのベースバンド信号613Bを生成し、これを出力する。

[0237] 符号乗算部614Bは、キャリア9のベースバンド信号604、選択信号611を入力とし、キャリア9のベースバンド信号604と選択信号611を乗算し、キャリア9のチャネルBのベースバンド信号615Bを生成し、これを出力する。

[0238] 以上のように、同一キャリアのチャネルAとチャネルBの信号点配置を直交させることで、パイロットシンボル305がチャネルAとチャネルBで多重されていても、高精度な周波数オフセット・位相雑音の推定を行うことが可能となる。もう一つの重要な利点として、チャネル推定値(伝送路変動推定値)を必要としないため、周波数オフセット・位相雑音を補償する部分の構成を簡略化できるという点がある。もし、チャネルAとチャネルBのパイロットシンボル305の信号点配置が直交していない場合、MIMO分離の信号処理(例えば、ZF、MMSE、MLD)を行い、その後、周波数オフセット・位相雑音を推定する構成となる。これに対して、本実施の形態の構成によれば、図3Aのように、信号を分離する(信号処理部223)前段で周波数オフセット・位相雑音を補償することができる。加えて、信号処理部223で、チャネルAの信号とチャネルBの信号に分離した後でも、パイロットシンボル305を用いて周波数オフセット・位相雑音を除去できるため、さらなる高精度な周波数オフセット・位相雑音の補償を行うことができる。

[0239] ところで、同一キャリアのチャネルAとチャネルBの信号点配置が直交していない場合、図3Aの周波数オフセット・位相雑音推定部213における周波数オフセット・位相雑音の推定精度が低下する(お互いがお互いに対し、干渉成分となる)ため、図3Aの周波数オフセット・位相雑音補償部215を付加することが困難となり、高精度な周波数オフセット・位相雑音補償ができなくなることになってしまう。

[0240] また、本実施の形態によれば、チャネルAのキャリア4とチャネルBのキャリア9、チャネルAのキャリア9とチャネルBのキャリア4を同一の信号点配置(同一系列)としたことにより、図37の系列記憶部3601、3603の共通化を図ることができ、受信装置の簡

略化へとつながる。

[0241] ただし、同一キャリアのチャネルAとチャネルBの信号点配置を直交させることは、本実施の形態において必須となるが、同一系列とすることは、必ず必要であるというものではない。

[0242] 本実施の形態では、時間11から時間14のように、4シンボル単位で直交しているパイロットシンボル305を例に説明したが、4シンボル単位に限ったものではない。ただし、時間方向におけるフェージングの変動による直交性への影響を考慮した場合、2～8シンボル程度で直交パターンを形成すると、周波数オフセット・位相雑音の推定精度を確保することができると考えられる。直交パターンの周期が長すぎると、直交性が確保できなくなる可能性が高くなり、周波数オフセット・位相雑音の推定精度劣化することになる。

[0243] 図38は、本実施の形態の図2の送信装置のマッピング部102A(102B)の構成の一例を示している。データ変調部1103は、送信デジタル信号101A(101B)、フレーム構成信号1102を入力とし、フレーム構成信号1102に含まれる、変調方式の情報、タイミングに基づいて、送信デジタル信号101A(101B)に変調を施し、データシンボル303の変調信号1104を出力する。

[0244] プリアンブルマッピング部1105は、フレーム構成信号1102を入力とし、フレーム構成に基づいてプリアンブルの変調信号1106を出力する。

[0245] 系列#1記憶部3701は、系列#1の信号3702を出力する。同様に、系列#2記憶部3703は、系列#2の信号3704を出力する。

[0246] パイロットシンボルマッピング部1111は、系列#1の信号3702、系列#2の信号3704、フレーム構成信号1102を入力とし、パイロットシンボル305の変調信号1112を生成し、これを出力する。

[0247] 信号生成部1113は、データシンボル303の変調信号1104、プリアンブルの変調信号1106、パイロットシンボル305の変調信号1112を入力とし、フレーム構成に従ったベースバンド信号103A(103B)を生成し、これを出力する。

[0248] 上述の説明においては、図4、図6のようなパイロットシンボル305の構成を採用すれば、受信装置の簡略化が可能となることを説明したが、同様に図4、図6のようなパイ

ロットシンボル構成を採用すれば、送信装置においても、図38のように、系列記憶部3701、3703の共通化が図れるため、送信装置の簡略化にもつながる。

[0249] 以上、本実施の形態のプリアンブル、パイロット信号の生成方法、及び、それを生成する送信装置、並びに、本実施の形態の変調信号を受信する受信装置の、詳細な構成と動作について説明した。本実施の形態によれば、周波数オフセット、伝送路変動及び同期の推定精度を向上させることができるので信号の検出確率を向上させることができると共に、送信装置、受信装置の簡易化を図ることができる。

[0250] 本実施の形態のパイロットシンボル305の構成方法の重要な点は、実施の形態1と同様に、以下の通りである。

- ・同一キャリアにおけるチャンネルAとチャンネルBのパイロット信号は直交している。
- ・同一チャンネル内において、パイロット信号を配置した異なるキャリアでは、異なる系列を用いる。
- ・同一系列を、各チャンネル(チャンネルAとチャンネルB)で使用する。

[0251] これにより、2本の送信アンテナを用いてMIMO-OFDM送信を行う場合に、周波数オフセット・位相雑音の推定精度劣化させることなく、送信ピーク電力の増大を抑制できかつ簡易な構成の送信装置を実現できるようになる。なお、上記3つの条件全てを満たすようにパイロット信号を選定してパイロットキャリアを形成することは最良の条件であるが、例えば、前記効果のうちの一部の効果のみ得たい場合は、例えば上記3つの条件のうち2つの条件のみを満たすようにパイロット信号を選定してパイロットキャリアを形成するようにしてもよい。

[0252] 本実施の形態では、OFDM方式を用いた例で説明したがこれに限ったものではなく、シングルキャリア方式、他のマルチキャリア方式、スペクトル拡散通信方式を用いたときでも同様に実施することができる。また、実施の形態では、送受信それぞれ2本のアンテナを有するときを例に説明したが、これに限ったものではなく、受信アンテナ数が3以上となっても、本実施の形態には影響を与えず、同様に実施することができる。また、フレーム構成は、本実施の形態に限ったものではなく、特に、周波数オフセット、位相雑音等の歪みを推定するためのパイロットシンボル305は、特定のサブキャリアに配置し、複数アンテナから送信される構成であればよく、パイロットシンボル30

5を送信するサブキャリアの数は、本実施の形態の2本に限ったものではない。そして、その他のアンテナ数のとき、他の送信方法のときの実施の形態については以降で詳しく説明する。加えて、パイロットシンボル305、リファレンスシンボル302、ガードシンボル301、プリアンブルとここでは名付けて説明したが、他の呼び方をしても本実施の形態には何ら影響を与えるものではない。これは他の実施の形態でも同様である。また、実施の形態で、チャンネルA、チャンネルBという語句を用いて説明したが、これは説明を容易にするために用いたものであり、他の呼び方をしても実施の形態には何ら影響を与えるものではない。

[0253] また、フレーム構成については、図4のフレーム構成を例に説明したが、これに限ったものではない。特に、パイロットシンボル305については、特定のサブキャリアに配置する例で説明したが、これに限ったものではなく、実施の形態5で説明した図34、図35、図36のように配置しても同様に実施することができる。ただし、パイロット信号の直交性が確保されるような配置とすることが重要である。

[0254] (実施の形態7)

実施の形態1、実施の形態6では、送信信号数2、アンテナ数2の場合において、パイロットシンボル305を2本のサブキャリアに配置する方法について説明したが、本実施の形態では、パイロットシンボル305を4本のサブキャリアに配置し、送信する方法について詳しく説明する。

[0255] 図39は、本実施の形態における送信信号のフレーム構成の一例を示しており、図4と対応するものには同一符号を付している。図39(a)はチャンネルAのフレーム構成、図39(b)はチャンネルBのフレーム構成を示している。図39から明らかなように、パイロットシンボル(パイロットキャリア)305は、リファレンスシンボル302、制御シンボルを送信する時間を除き、キャリア3、キャリア5、キャリア8、キャリア10に配置されている。

[0256] 図40は、チャンネルA、チャンネルBのパイロットシンボル305の信号点配置とその特徴を表している。このときの特徴は、実施の形態1と同様に、同一キャリアのチャンネルAとチャンネルBの信号点配置が直交している(相互相関がゼロである)ことである。

[0257] 例えば、チャンネルA、キャリア3の時間11から時間14の信号点配置(図40(a))と、チャンネルB、キャリア3の時間11から時間14の信号点配置(図40(b))が直交してい

る。このような、直交性が、時間15以降でも成立するように信号点配置を行う。このとき、信号の直交のために、Walsh-Hadamard変換、直交符号等を利用すると好適である。なお、図40では、BPSKの場合について示しているが、直交しているのであれば、QPSK変調でもよいし、変調方式の規則に従わなくてもよい。

[0258] また、送信装置、受信装置の簡略化のために、チャンネルAのキャリア3(図40(a))とチャンネルBのキャリア10(図40(h))、チャンネルBのキャリア3(図40(b))とチャンネルAのキャリア5(図40(c))、チャンネルBのキャリア5(図40(d))とチャンネルAのキャリア8(図40(e))、チャンネルBのキャリア8(図40(f))とチャンネルAのキャリア10(図40(g))で同一の信号点配置(同一系列)を用いる。ただし、同一系列とは、全く同じ信号点配置のことを意味する。ここでは、各系列に対し、図40のように、系列#1、系列#2、系列#3、系列#4と名付ける。

[0259] また、チャンネルA、チャンネルBの、キャリア3、5、8、10において、パイロットシンボル305の信号点配置を異なるよう(異なる系列)にしているが、これは、同一にする(同一系列を用いる)と、送信ピーク電力の増大につながる可能性があるためである。

[0260] ここで、送信装置及び受信装置の簡略化と、直交性の必要性とについて、図41、図42、図43を用いて詳しく説明する。

[0261] 図41に、本実施の形態におけるMIMO-OFDM送信装置の構成例を示す。図41において、図2、図29と同様に動作する部分については、同一符号を付した。図41のMIMO-OFDM送信装置400が図29と異なる点は、チャンネルC用の送信部が存在しないことであり、その他の点は、図29と同様に動作する。

[0262] 図42は、図41のマッピング部2802の詳細な構成の一例を示している。

[0263] データ変調部2902は、送信データ2801、フレーム構成信号113を入力とし、フレーム構成信号113にしたがって、データシンボル303の変調信号2903を生成し、これを出力する。

[0264] プリアンブルマッピング部2904は、フレーム構成信号113を入力とし、フレーム構成信号113にしたがって、プリアンブルの変調信号2905を生成し、これを出力する。

[0265] 系列#1記憶部2906は、図40の系列#1の信号2907を出力する。系列#2記憶部2908は、図40の系列#2の信号2909を出力する。系列#3記憶部2910は、図

40の系列#3の信号2911を出力する。系列#4記憶部2912は、図40の系列#4の信号2913を出力する。

[0266] パイロットシンボルマッピング部2918は、系列#1の信号2907、系列#2の信号2909、系列#3の信号2911、系列#4の信号2913、フレーム構成信号113を入力とし、フレーム構成信号113にしたがったパイロットシンボル305の変調信号2919を生成し、これを出力する。

[0267] 信号生成部2920は、データシンボル303の変調信号2903、プリアンブルの変調信号2905、パイロットシンボル305の変調信号2919を入力とし、チャンネルAの変調信号103A、チャンネルBの変調信号103Bを出力する。

[0268] 図42の構成では、系列記憶部が4個で済む。これは、本発明においては、図42のように、ある系列を、2ヶ所以上のサブキャリアで使用している(図42では、2ヶ所のサブキャリアで使用している)からである。これにより、送信装置の回路規模を削減することができる。一方、図42とは異なり、すべて異なる系列を使用した場合には、系列記憶部が8個必要となり、回路規模が大きくなる。

[0269] 次に、受信装置について説明する。図3は、受信装置の構成の一例である。以降では、図3の周波数オフセット・位相雑音推定部213の構成について、図43を用いて詳しく説明する。

[0270] 図43は、本実施の形態による、図3Aの周波数オフセット・位相雑音推定部213の構成の一例である。図43の周波数オフセット・位相雑音推定部213は、パイロットキャリア抽出部3101と、系列記憶部3108__1～3108__4と、系列選択部3110と、キャリア3の周波数オフセット・位相雑音推定部3123__#3と、キャリア5の周波数オフセット・位相雑音推定部3123__#5と、キャリア8の周波数オフセット・位相雑音推定部3123__#8と、キャリア10の周波数オフセット・位相雑音推定部3123__#10とを有する。

[0271] パイロットサブキャリア抽出部3101は、フーリエ変換後の信号206X(または、206Y)を入力とし、パイロットシンボル305であるサブキャリアを抽出する。具体的には、キャリア3、5、8、10の信号を抽出する。したがって、パイロットサブキャリア抽出部3101は、キャリア3のベースバンド信号3102__#3、キャリア5のベースバンド信号310

2__#5、キャリア8のベースバンド信号3102__#8、キャリア10のベースバンド信号3102__#10を出力する。

[0272] 系列#1記憶部3108__1は、図40の系列#1を記憶しており、タイミング信号212にしたがって、系列#1の信号3109__1を出力する。系列#2記憶部3108__2は、図40の系列#2を記憶しており、タイミング信号212にしたがって、系列#2の信号3109__2を出力する。系列#3記憶部3108__3は、図40の系列#3を記憶しており、タイミング信号212にしたがって、系列#3の信号3109__3を出力する。系列#4記憶部3108__4は、図40の系列#4を記憶しており、タイミング信号212にしたがって、系列#4の信号3109__4を出力する。

[0273] 系列選択部3110は、系列#1の信号3109__1、系列#2の信号3109__2、系列#3の信号3109__3、系列#4の信号3109__4及びタイミング信号212を入力とし、系列#1を信号3111に、系列#2を信号3112に、系列#2を信号3114に、系列#3を信号3115に、系列#3を信号3117に、系列#4を信号3118に、系列#4を信号3120に、系列#1を信号3121に、それぞれ割り当てて出力する。

[0274] キャリア3の周波数オフセット・位相雑音推定部3123__#3は、符号乗算部3103A、3103Bと、位相変動推定部3105A、3105Bとを有し、キャリア3の各チャンネルの周波数オフセット・位相雑音を推定する。

[0275] 符号乗算部3103Aは、キャリア3のベースバンド信号3102__#3、系列#1の信号3111を入力とし、キャリア3のベースバンド信号3102__#3と系列#1の信号3111を乗算することで、キャリア3のチャンネルAのベースバンド信号3104A__#3を生成し、これを出力する。その理由は以下のとおりである。

[0276] キャリア3のベースバンド信号3102__#3は、チャンネルAのベースバンド信号とチャンネルBのベースバンド信号が多重されている信号である。この多重信号に対して、系列#1の信号3111を乗算すると、相互相関がゼロのチャンネルBのベースバンド信号の成分が除去されることになり、チャンネルAのベースバンド信号成分のみ抽出することができるからである。

[0277] 位相変動推定部3105Aは、キャリア3のチャンネルAのベースバンド信号3104A__#3を入力とし、この信号に基づいて位相変動を推定し、チャンネルAの位相変動推定

信号3106A__#3を出力する。

[0278] 同様に、符号乗算部3103Bは、キャリア3のベースバンド信号3102__#3、系列#2の信号3112を入力とし、キャリア3のベースバンド信号3102__#3と系列#2の信号3112を乗算することで、キャリア3のチャンネルBのベースバンド信号3104B__#3を生成し、これを出力する。

[0279] 位相変動推定部3105Bは、キャリア3のチャンネルBのベースバンド信号3104B__#3を入力とし、この信号に基づいて位相変動を推定し、チャンネルBの位相変動推定信号3106B__#3を出力する。

[0280] キャリア5の周波数オフセット・位相雑音推定部3123__#5は、処理対象とする信号が異なるだけで、前述のキャリア3の周波数オフセット・位相雑音推定部3123__#3と同様に動作し、キャリア5に関するチャンネルAの位相変動推定信号3106A__#5、チャンネルBの位相変動推定信号3106B__#5を出力する。キャリア8の周波数オフセット・位相雑音推定部3123__#8も、処理対象とする信号が異なるだけで、前述のキャリア3の周波数オフセット・位相雑音推定部3123__#3と同様に動作し、キャリア8に関するチャンネルAの位相変動推定信号3106A__#8、チャンネルBの位相変動推定信号3106B__#8を出力する。さらに、キャリア10の周波数オフセット・位相雑音推定部3123__#10も、処理対象とする信号が異なるだけで、前述のキャリア3の周波数オフセット・位相雑音推定部3123__#3と同様に動作し、キャリア10に関するチャンネルAの位相変動推定信号3106A__#10、チャンネルBの位相変動推定信号3106B__#10を出力する。

[0281] 以上のように、同一キャリアキャリアのチャンネルAとチャンネルBの信号を直交させることで、パイロットシンボル305がチャンネルAとチャンネルBで多重されていても、高精度な周波数オフセット・位相雑音の推定を行うことが可能となる。もう一つの重要な利点として、チャンネル推定値(伝送路変動推定値)を必要としないため、周波数オフセット・位相雑音を補償する部分の構成を簡略化できるという点がある。もし、チャンネルAとチャンネルBの信号点配置が直交していない場合、MIMO分離の信号処理、例えば、ZF、MMSE、MLDを行い、その後、周波数オフセット・位相雑音を推定する構成となる。これに対して、本発明によれば、図3のように、信号を分離する(信号処理部223

)前段で周波数オフセット・位相雑音を補償することができる。加えて、信号処理部223で、チャンネルAの信号とチャンネルBの信号に分離した後でも、パイロットシンボル305を用いて周波数オフセット・位相雑音を除去できるため、さらなる高精度な周波数オフセット・位相雑音の補償を行うことができる。

[0282] ところで、同一キャリアのチャンネルAとチャンネルBの信号点配置が直交していない場合、図3Aの周波数オフセット・位相雑音推定部213における周波数オフセット・位相雑音の推定精度が低下する(お互いがお互いに対し、干渉成分となる)ため、図3の周波数オフセット・位相雑音補償部215を付加することが困難となり、高精度な周波数オフセット・位相雑音補償ができなくなることになってしまう。

[0283] 以上のように、複数チャンネル及び又は複数キャリアで同一系列のパイロットシンボル305を使用するようにしたことにより、複数チャンネル間及び又は複数キャリア間で、図43の系列記憶部3108__1～3108__4の共通化が図れるため、受信装置の簡略化へとつながることになる。

[0284] 本実施の形態では、4シンボル単位で直交しているパイロットシンボル305を例に説明したが、4シンボル単位に限ったものではない。ただし、時間方向におけるフェージングの変動による直交性への影響を考慮した場合、2～8シンボル程度で直交パターンを形成すると、周波数オフセット・位相雑音の推定精度を確保できると考えられる。直交パターンの周期が長すぎると、直交性が確保できなくなる可能性が高くなり、周波数オフセット・位相雑音の推定精度劣化することになる。

[0285] 本実施の形態のパイロットシンボル305の構成方法の重要な点は、実施の形態1と同様に、以下の通りである。

- ・同一キャリアにおけるチャンネルAとチャンネルBのパイロット信号は直交している。
- ・同一チャンネル内において、パイロット信号を配置した異なるキャリアでは、異なる系列を用いる。
- ・同一系列を、各チャンネル(チャンネルAとチャンネルB)で使用する。

[0286] これにより、2本の送信アンテナを用いてMIMO-OFDM送信を行う場合に、周波数オフセット・位相雑音の推定精度劣化させることなく、送信ピーク電力の増大を抑制できかつ簡易な構成の送信装置を実現できるようになる。なお、上記3つの条件全

てを満たすようにパイロット信号を選定してパイロットキャリアを形成することは最良の条件であるが、例えば、前記効果のうちの一部の効果のみ得たい場合は、例えば上記3つの条件のうち2つの条件のみを満たすようにパイロット信号を選定してパイロットキャリアを形成するようにしてもよい。

[0287] 本実施の形態では、OFDM方式を用いた例で説明したがこれに限ったものではなく、シングルキャリア方式、他のマルチキャリア方式、スペクトル拡散通信方式を用いたときでも同様に実施することができる。また、実施の形態では、送受信それぞれ2本のアンテナを有するときを例に説明したが、これに限ったものではなく、受信アンテナ数が3以上となっても、本実施の形態には影響を与えず、同様に実施することができる。また、フレーム構成は、本実施の形態に限ったものではなく、特に、周波数オフセット、位相雑音等の歪みを推定するためのパイロットシンボル305は、特定のサブキャリアに配置し、複数アンテナから送信される構成であればよく、パイロットシンボル305を送信するサブキャリアの数は、本実施の形態の4本に限ったものではない。そして、その他のアンテナ数のとき、他の送信方法のときの実施の形態については以降で詳しく説明する。加えて、パイロットシンボル305、リファレンスシンボル302、ガードシンボル301、プリアンブルとここでは名付けて説明したが、他の呼び方をしても本実施の形態には何ら影響を与えるものではない。これは他の実施の形態でも同様である。また、実施の形態で、チャネルA、チャネルBという語句を用いて説明したが、これは説明を容易にするために用いたのであり、他の呼び方をしても実施の形態には何ら影響を与えるものではない。

[0288] また、フレーム構成については、図39のフレーム構成を例に説明したが、これに限ったものではない。特に、パイロットシンボル305については、特定のサブキャリアに配置する例で説明したが、これに限ったものではなく、実施の形態5で説明した図34、図35、図36のように配置しても同様に実施することができる。ただし、パイロット信号の直交性が確保されるような配置とすることが重要である。

[0289] (実施の形態8)

本実施の形態では、送信アンテナ数4、送信変調信号数4の空間多重MIMOシステムにおけるプリアンブルの構成方法について詳しく説明する。

- [0290] 図44に、本実施の形態におけるMIMO-OFDM送信装置の構成例を示す。図44において、図2と同様に動作する部分については、図2と同一符号を付した。MIMO-OFDM送信装置4300において、マッピング部4302は、送信デジタル信号4301、フレーム構成信号113を入力とし、チャンネルAのデジタル信号103A、チャンネルBのデジタル信号103B、チャンネルCのデジタル信号103C、チャンネルDのデジタル信号103Dを出力する。
- [0291] なお、参照符号の最後に「A」を付して示した要素がチャンネルAに関する部分であり、「B」を付して示した要素がチャンネルBに関する部分であり、「C」を付して示した要素がチャンネルCに関する部分であり、「D」を付して示した要素がチャンネルDに関する部分であり、対象とする信号がことなるだけで、基本的には、実施の形態1で説明した参照符号の最後に「A」を付して示したチャンネルAに関する部分と同様の処理を行う。
- [0292] 図45は、本実施の形態における送信装置により形成される送信信号のフレーム構成の一例を示しており、図4と対応するものについては同一符号を付した。図45(a)はチャンネルAのフレーム構成、図45(b)はチャンネルBのフレーム構成、図45(c)はチャンネルCのフレーム構成、図45(d)はチャンネルDのフレーム構成を示している。
- [0293] 図45において、最も特徴的な点は、プリアンプルの構成であり、ある時間において、2つのチャンネルでは、周波数軸において、リファレンスシンボル302とガード(ヌル)シンボル301が交互に配置されており(例えば、図45の時間1、時間2ではチャンネルAとチャンネルC、時間3、時間4ではチャンネルBとチャンネルD)、残り2つのチャンネル(例えば、図45の時間1、時間2ではチャンネルBとチャンネルD、時間3、時間4ではチャンネルAとチャンネルC)ではリファレンスシンボル302が配置されずガード(ヌル)シンボル301で構成されている点である。
- [0294] 4つのチャンネルの変調信号を送信する場合、最も簡単な構成として、3シンボルおきにリファレンスシンボル302を挿入する方法が考えられるが、周波数軸における伝送路変動の相関は、マルチパスの影響により、周波数軸で遠くなるにつれて低くなるような無線通信システムも考えられる。このような無線通信システムでは、リファレンスシンボル302を3シンボルおきに挿入することは好ましくない。なお、必ずしも好ましくないわけではない。無線通信システムしだいでは、リファレンスシンボル302を3シンボ

ルおきに挿入しても受信品質に影響を与えないこともある。

[0295] したがって、本実施の形態では、ある時間のOFDMシンボル(ある時間内にある全てのサブキャリアのシンボルの総称。図45(d)参照。)に亘って、リファレンスシンボル302とガード(ヌル)シンボル301を交互に挿入する。しかし、全てのチャンネルのOFDMシンボルにおいて、リファレンスシンボル302とガード(ヌル)シンボル301を交互に配置した構成をとることはできない。何故なら、このようにすると、リファレンスシンボル302がチャンネル間で衝突してしまうからである。図45に示したような、フレーム構成を採用することで、チャンネル数が増えてもリファレンスシンボル302を周波数軸であまり離さずに、かつチャンネル間でのリファレンスシンボル302の衝突を未然に回避できるようになる。

[0296] 図46は、4つの変調信号を送信するときのリファレンスシンボル302の変調方式と正規化係数の関係を示している。

[0297] 図47、図48は、4つの変調信号を送信するときのリファレンスシンボル302の変調方式と正規化係数の関係が図46のときの、OFDMシンボル単位の同相I—直交Q平面におけるマッピングの一例を示している。ただし、図47、図48の例は、正規化係数が1の場合である。このとき、実施の形態3のルールに従うと、図47、図48のように、リファレンスシンボル302のパワーを $2 \times 2 + 0 \times 0 = 4$ に設定することが望まれる。これにより、受信機において、量子化誤差の影響を軽減することができるため、受信品質の低下を抑えることができる。

[0298] なお、ここでは、データシンボル303とプリアンプルの平均受信電力を等しくする場合を例に説明したが、プリアンプルの平均受信電力をデータシンボル303の平均受信電力より大きくした方が、受信品質が確保される場合が多々ある。上述した考えは、この場合にも適用することができる。

[0299] また、本実施の形態では、チャンネル数が増えてもリファレンスシンボル302を周波数軸であまり離さずに、かつチャンネル間でのリファレンスシンボル302の衝突を未然に回避できる送信フレーム構成として、図45を例にとって説明したが、これに限らず、図49に示すようなフレーム構成を用いても同様の効果を得ることができる。

[0300] (他の実施の形態)

上述した実施の形態では、フレームの先頭にチャンネル変動を推定するためのシンボル(プリアンブル)を配置しているが、これに限ったものではなく、データシンボル303の分離が可能であれば、どの位置に配置してもよい。例えば、推定精度を向上させるために、データシンボル303とデータシンボル303の間に挿入する方法などが考えられる。

[0301] また、図4、図16等において、全キャリア、つまり、キャリア1からキャリア12にプリアンブルを配置しているが、例えば、キャリア3からキャリア10のように部分的に配置してもよい。また、上述した実施の形態では、プリアンブルと呼んでいるが、この用語自身には、意味をもたない。したがって、その呼び名は、これに限ったものではなく、例えばパイロットシンボル制御シンボルと呼んでもよい。

[0302] また、本発明は、上述した実施の形態で図示した1つのアンテナを複数のアンテナで構成し、複数のアンテナを用いて上述した1つのチャンネルの信号を送信する場合でも、同様に適用することができる。

[0303] さらに、上述した実施の形態では、チャンネルという言葉を用いたが、これは各アンテナから送信する信号を区別するため用いた一つの表現であり、チャンネルという言葉、ストリームや変調信号、さらには送信アンテナ等の言葉に置き換えても、上述した実施の形態には何ら影響を与えるものではない。

[0304] 本明細書は、2005年8月24日出願の特願2005-243494、及び2006年8月24日出願の特願2006-228337に基づく。その内容は全てここに含めておく。

産業上の利用可能性

[0305] 本発明のMIMO-OFDM送信装置及びMIMO-OFDM送信方法は、例えば無線LANやセルラ等の無線通信システムに広く適用できる。

請求の範囲

- [1] データ送信期間に複数のアンテナからOFDM変調したデータシンボルを送信すると共に、前記データ送信期間に前記複数のアンテナの特定キャリアからパイロットシンボルを送信するMIMO－OFDM送信装置であって、
各アンテナから送信するOFDM信号を形成するOFDM信号形成手段と、
各アンテナから同一時間に送信されるOFDM信号間の同一キャリアに、互いに直交関係にある系列を時間軸方向に亘って割り当てて、パイロットキャリアを形成するパイロットシンボルマッピング手段と
を具備するMIMO－OFDM送信装置。
- [2] 2つのアンテナからOFDM信号を送信する場合、
前記パイロットシンボルマッピング手段は、
・前記同一キャリアにおける第1と第2のアンテナ間では、互いに直交関係にある系列のパイロット信号が使用され、かつ
・前記第1及び第2のアンテナそれぞれにおいて、異なるキャリアでは、異なる系列のパイロット信号が使用され、かつ
・同一系列のパイロット信号が、前記第1及び第2のアンテナで使用されるように
前記パイロットキャリアを形成する
請求項1に記載のMIMO－OFDM送信装置。
- [3] 3つのアンテナからOFDM信号を送信する場合、
前記パイロットシンボルマッピング手段は、
・前記同一キャリアにおける第1と第2と第3のアンテナ間では、互いに直交関係にある系列のパイロット信号が使用され、かつ
・前記パイロット信号を配置した異なるキャリアでは、異なる系列のパイロット信号を用いたアンテナが存在し、かつ
・同一系列のパイロット信号を用いた2つ以上のアンテナが存在する
ように前記パイロットキャリアを形成する
請求項1に記載のMIMO－OFDM送信装置。
- [4] 前記パイロットシンボルマッピング手段は、

互いに直交関係にある基本系列を記憶する記憶部と、
前記基本系列をシフトすることで、前記基本系列よりも多くの数の、直交関係にある
系列を形成するシフトレジスタと
を具備する請求項1に記載のMIMO-OFDM送信装置。

- [5] データ送信期間に複数のアンテナからOFDM変調したデータシンボルを送信する
と共に、前記データ送信期間に前記複数のアンテナの特定キャリアからパイロットシ
ンボルを送信するMIMO-OFDM送信方法であって、
各アンテナから送信するOFDM信号を形成するOFDM信号形成ステップと、
各アンテナから同一時間に送信されるOFDM信号間の同一キャリアに、互いに直
交関係にある系列を時間軸方向に亘って割り当てて、パイロットキャリアを形成するパ
イロットキャリア形成ステップと
を含むMIMO-OFDM送信方法。

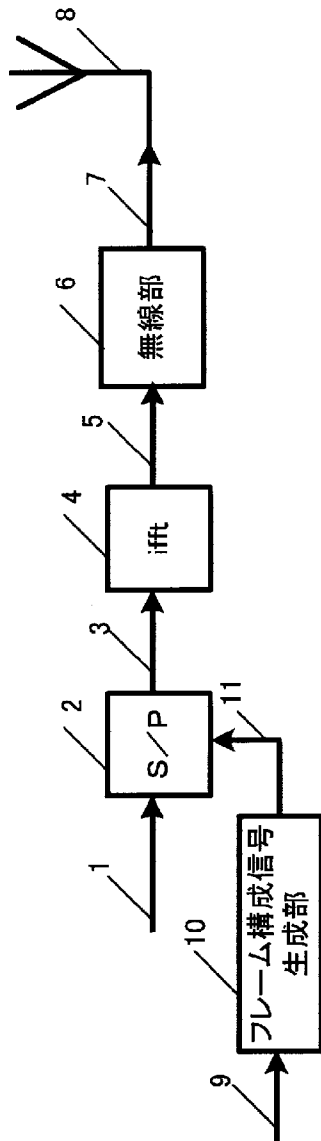
- [6] 2つのアンテナからOFDM信号を送信する場合、
前記パイロットシンボルマッピングステップでは、
・前記同一キャリアにおける第1と第2のアンテナ間では、互いに直交関係にある系
列のパイロット信号が使用され、かつ
・前記第1及び第2のアンテナそれぞれにおいて、異なるキャリアでは、異なる系列
のパイロット信号が使用され、かつ
・同一系列のパイロット信号が、前記第1及び第2のアンテナで使用されるように
前記パイロットキャリアを形成する
請求項5に記載のMIMO-OFDM送信方法。

- [7] 3つのアンテナからOFDM信号を送信する場合、
前記パイロットシンボルマッピングステップでは、
・前記同一キャリアにおける第1と第2と第3のアンテナ間では、互いに直交関係に
ある系列のパイロット信号が使用され、かつ
・前記パイロット信号を配置した異なるキャリアでは、異なる系列のパイロット信号を
用いたアンテナが存在し、かつ
・同一系列のパイロット信号を用いた2つ以上のアンテナが存在する

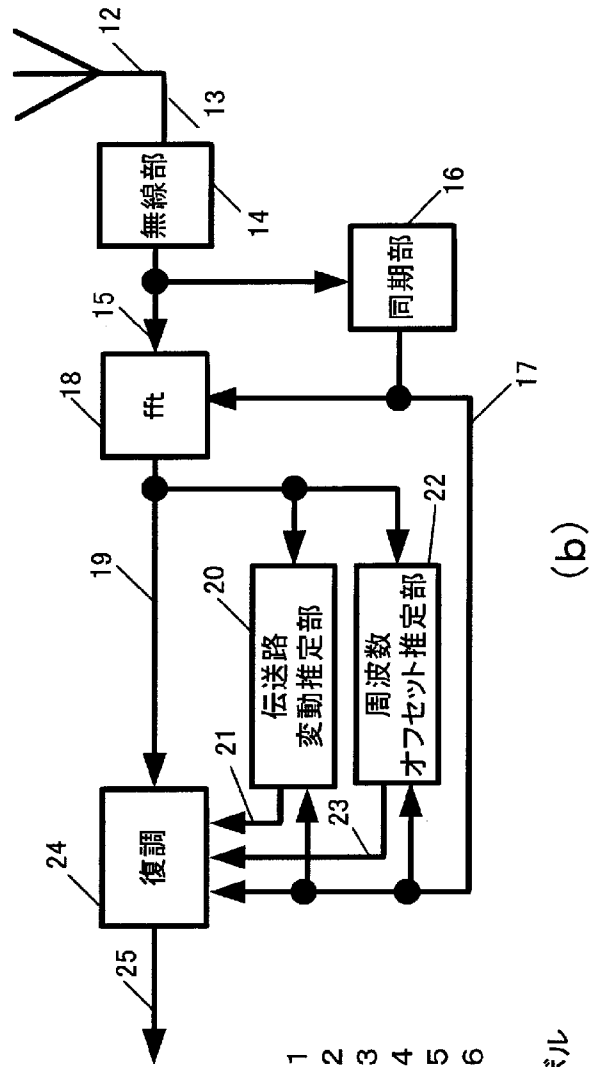
ように前記パイロットキャリアを形成する

請求項5に記載のMIMO-OFDM送信方法。

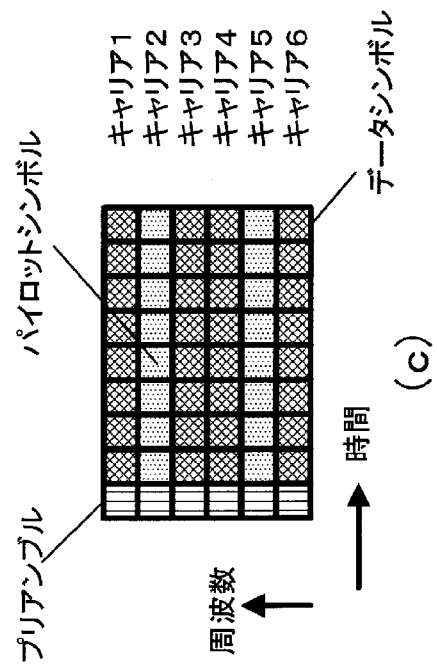
[図1]



(a)



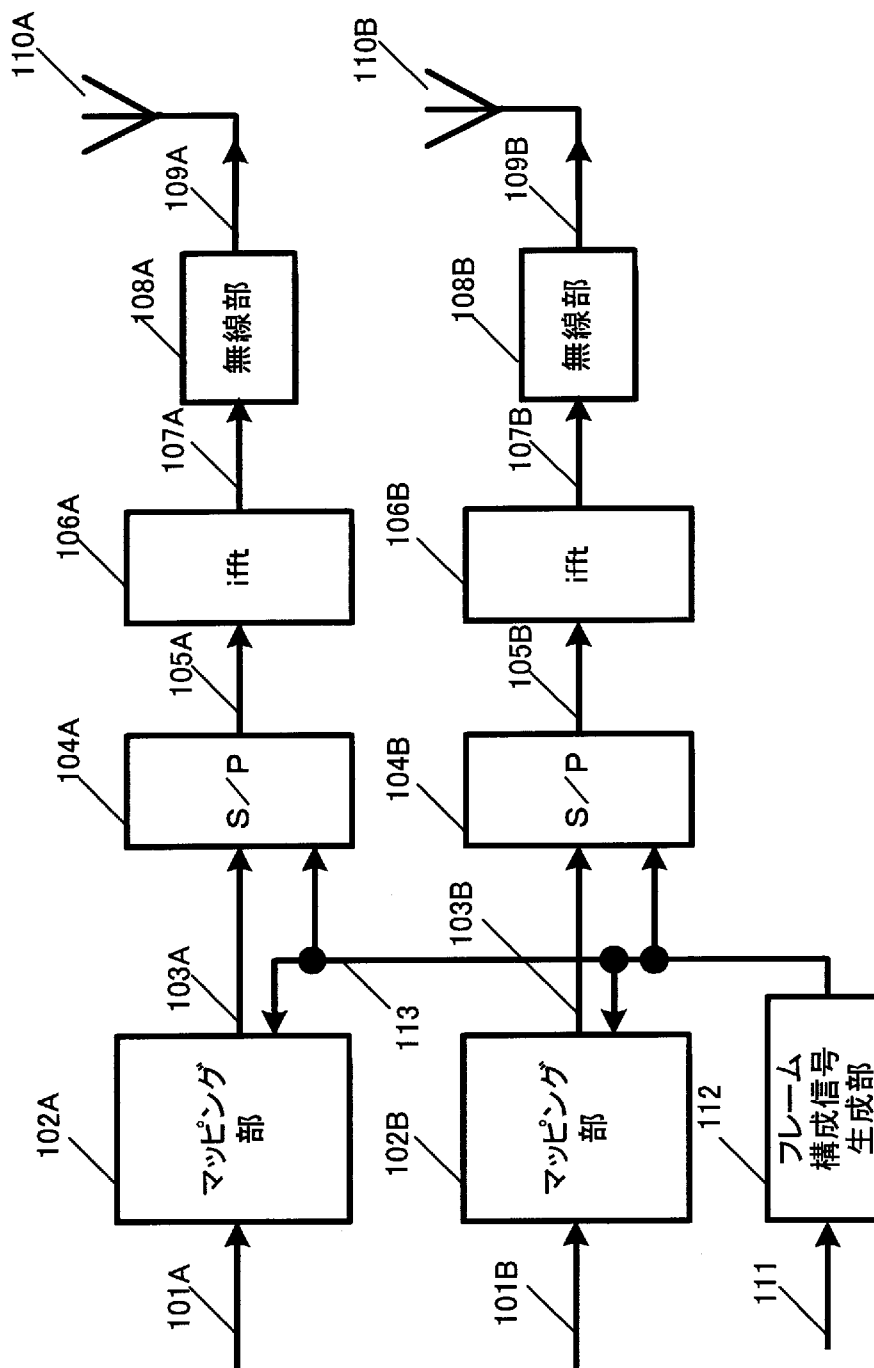
(b)



(c)

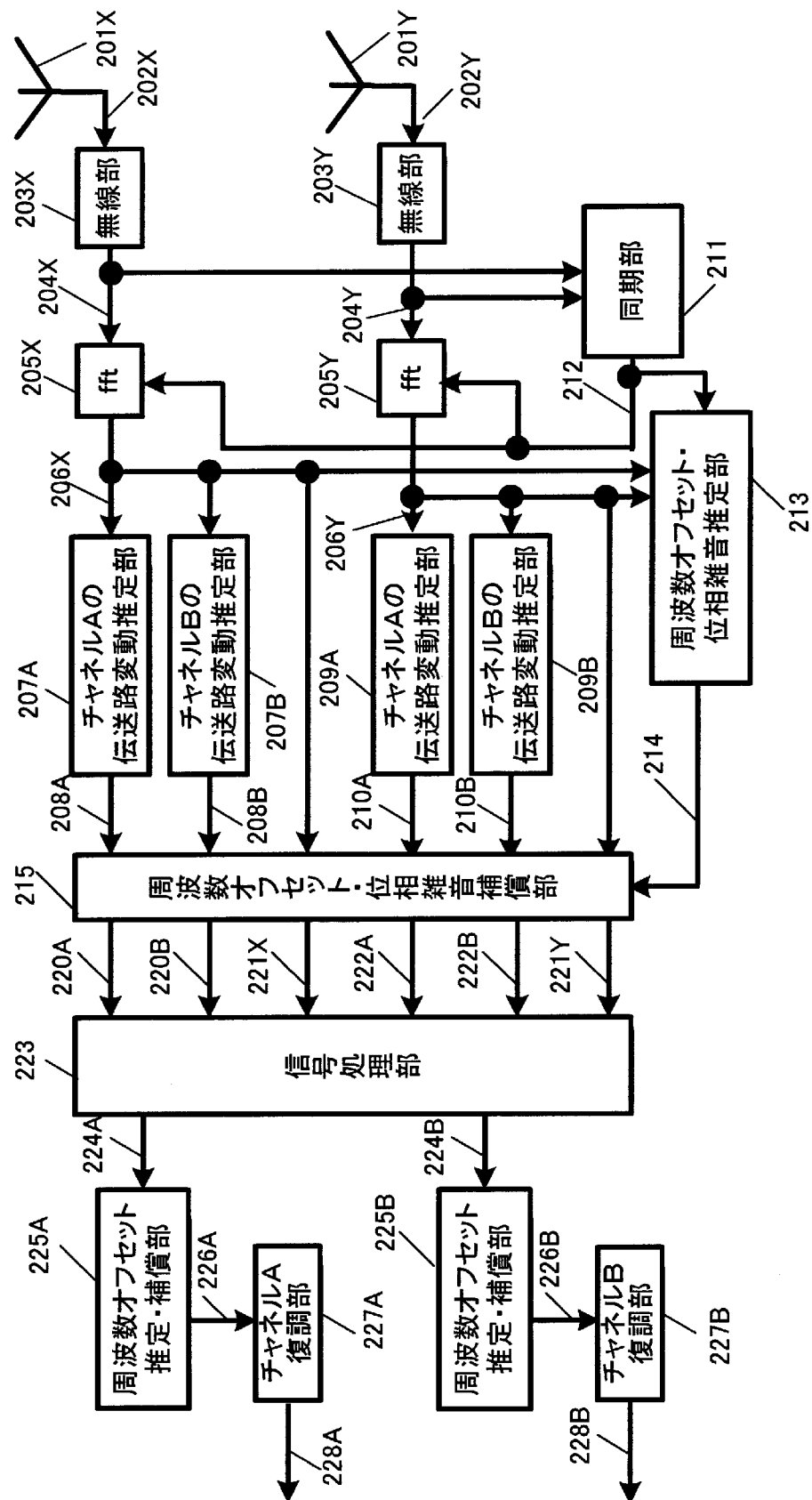
[図2]

100 MIMO-OFDM送信装置

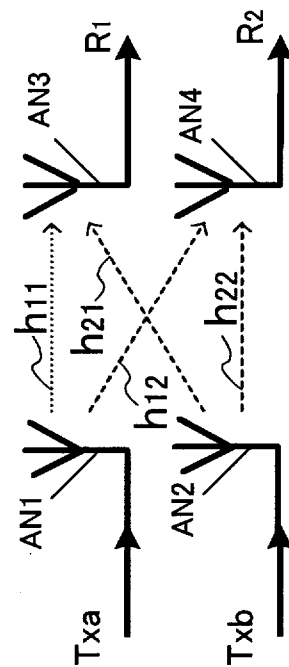


[図3A]

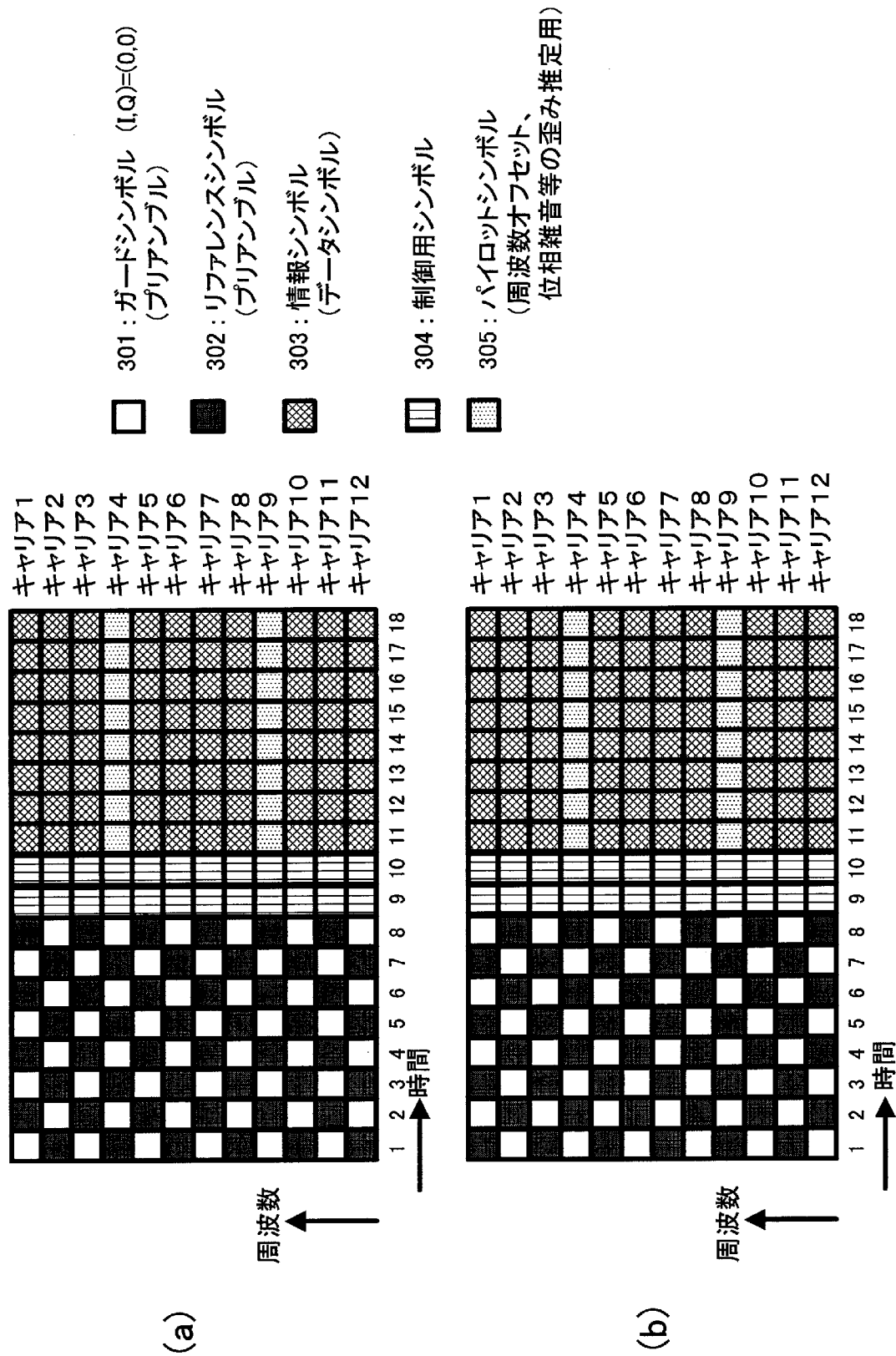
200 MIMO-OFDM受信装置



[図3B]



[図4]



[図5]

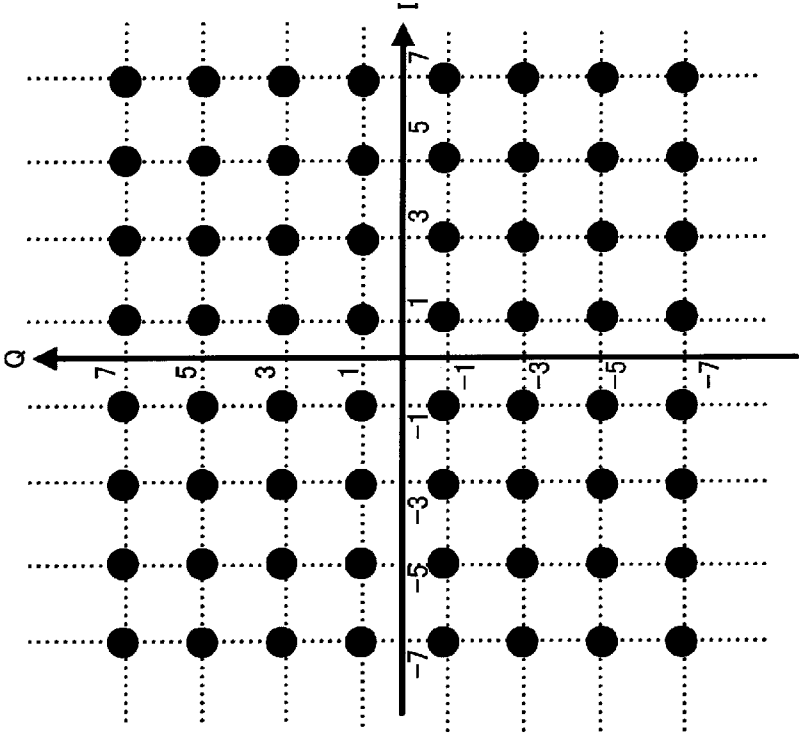


図 5D

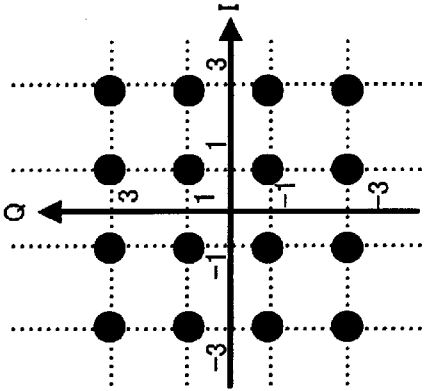


図 5C

変調方式	正規化係数
BPSK	1
QPSK	$1/\sqrt{2}$
16QAM	$1/\sqrt{10}$
64QAM	$1/\sqrt{42}$

図 5E

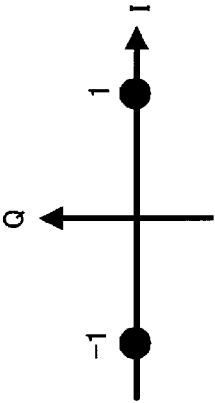


図 5A

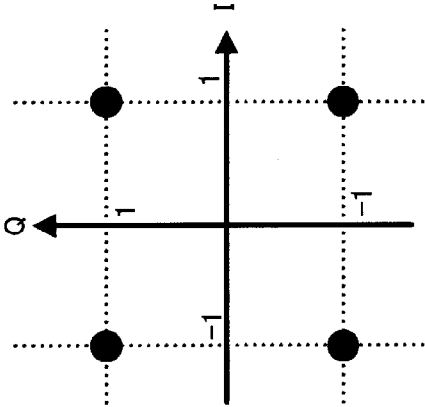
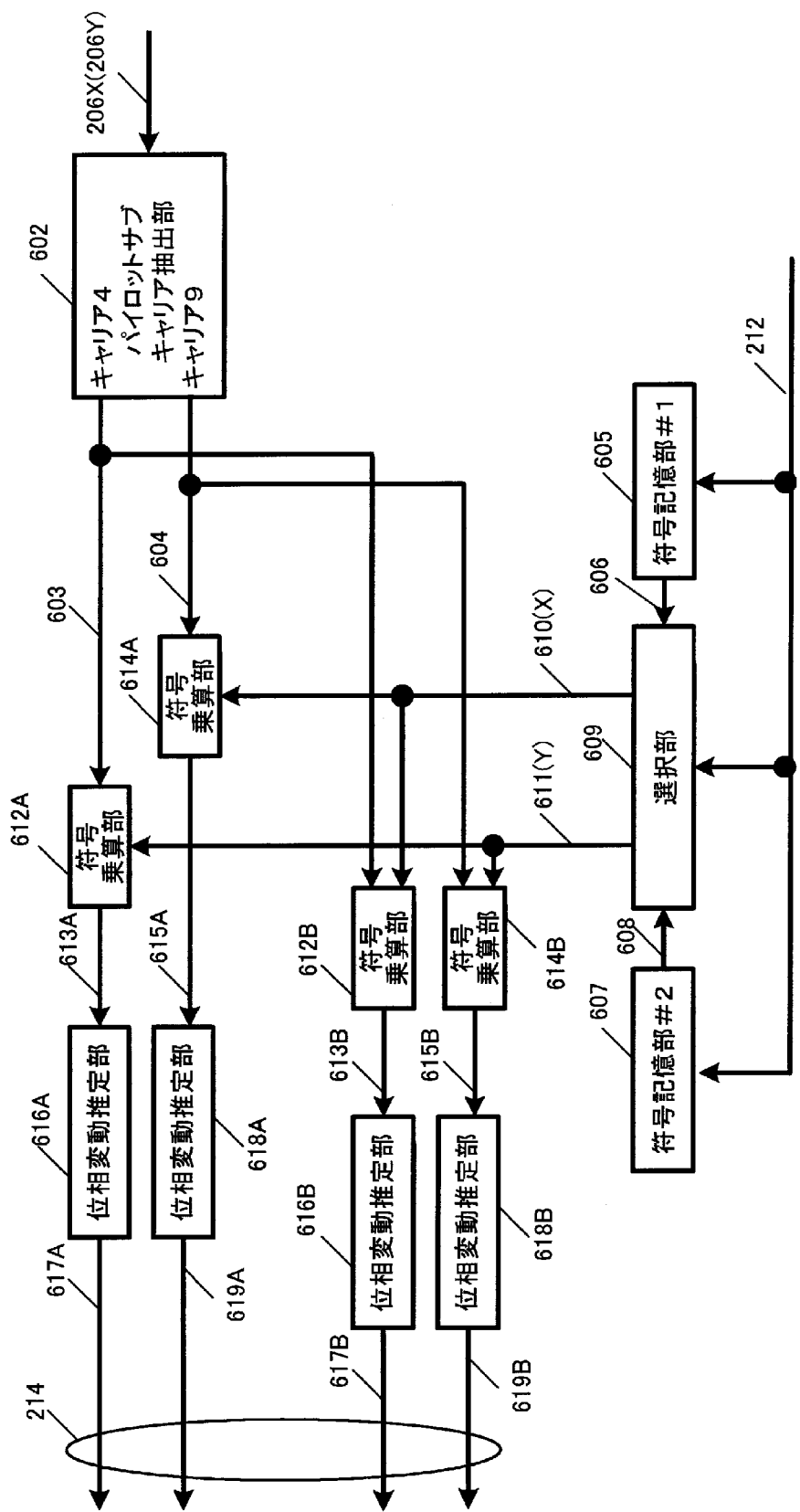


図 5B

[図7]

213 周波数オフセット・位相雑音推定部



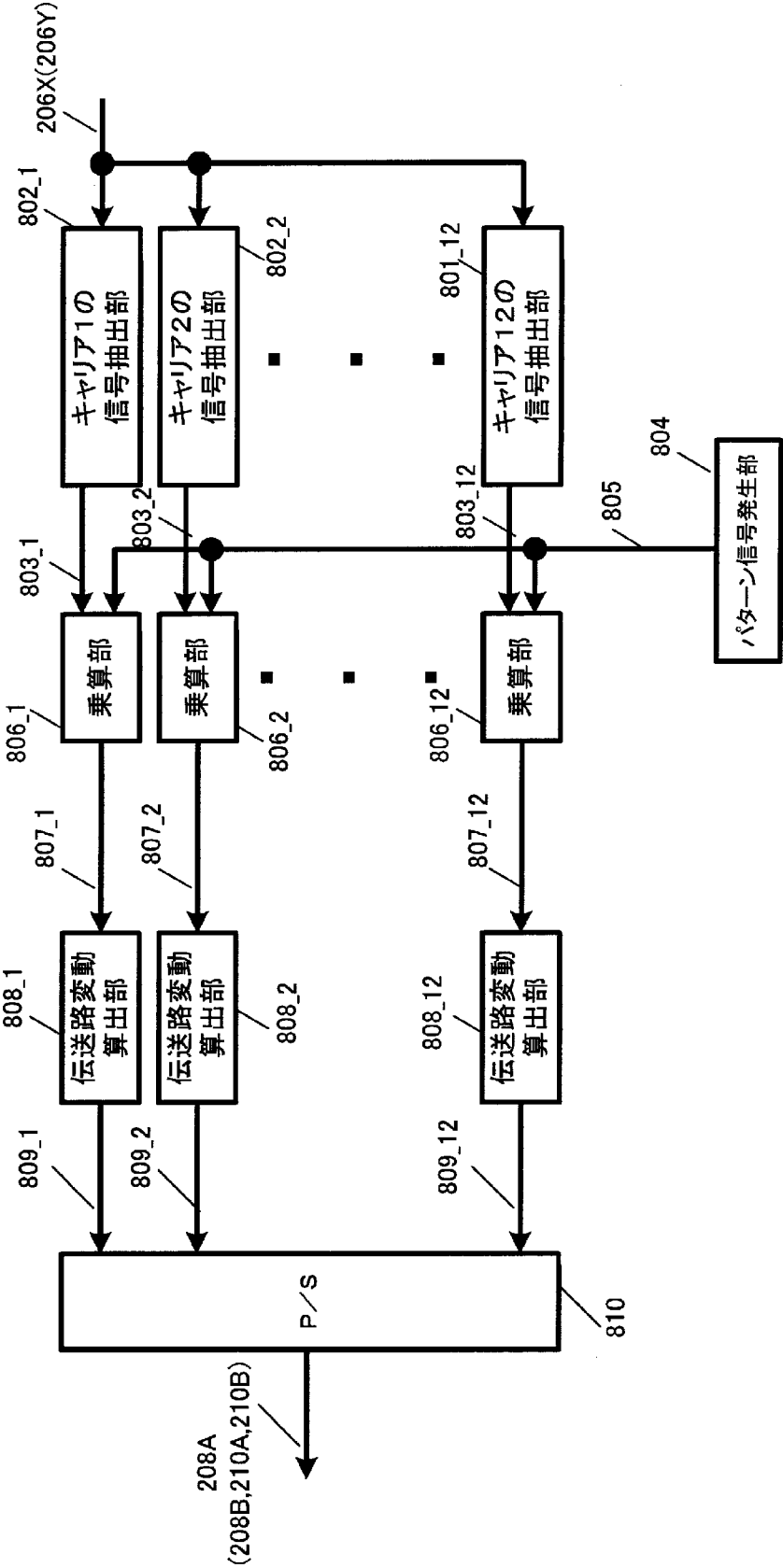
[図8]

(a)				(b)				(c)				(d)			
チャネルA、時間1				チャネルA、時間3				チャネルA、時間5				チャネルA、時間7			
キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)		キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)		キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)		キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)	
1	0	0		1	0	0		1	0	0		1	0	0	
2	1	0		2	-1	0		2	-1	0		2	1	0	
3	0	0		3	0	0		3	0	0		3	0	0	
4	-1	0		4	1	0		4	1	0		4	-1	0	
5	0	0		5	0	0		5	0	0		5	0	0	
6	1	0		6	-1	0		6	-1	0		6	1	0	
7	0	0		7	0	0		7	0	0		7	0	0	
8	1	0		8	-1	0		8	-1	0		8	1	0	
9	0	0		9	0	0		9	0	0		9	0	0	
10	-1	0		10	1	0		10	1	0		10	-1	0	
11	0	0		11	0	0		11	0	0		11	0	0	
12	-1	0		12	1	0		12	1	0		12	-1	0	

時間軸方向の4シンボルで形成される信号は、
すべて同一のパターン

[図9]

207A (207B,209A,209B)

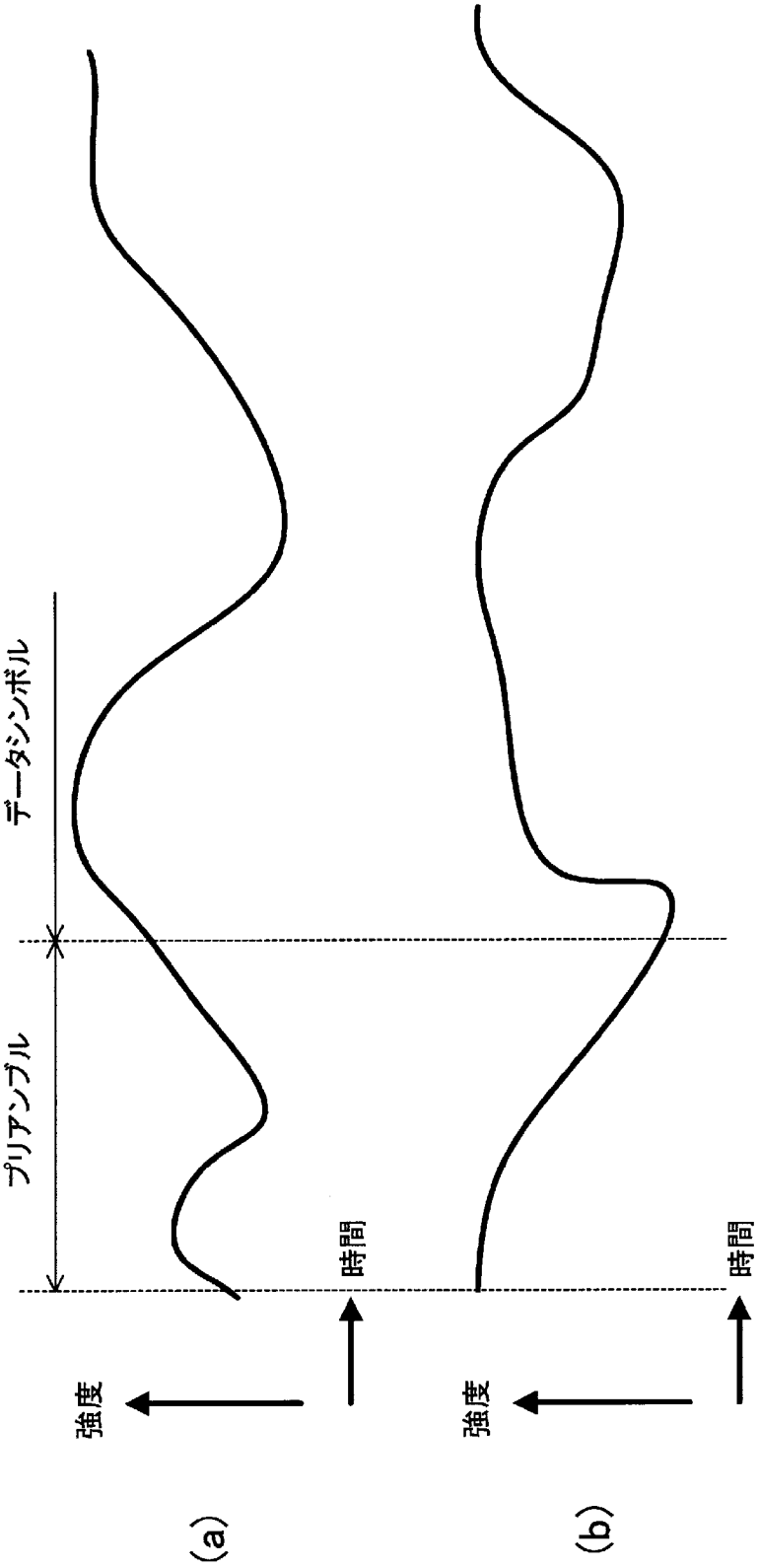


[図10]

時間軸方向の4シンボルで形成される信号は、
すべて同一のパターン

(a) チャネルA、時間1				(b) チャネルA、時間3				(c) チャネルA、時間5				(d) チャネルA、時間7			
キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)		キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)		キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)		キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)	
1	0	0		1	0	0		1	0	0		1	0	0	
2	$\sqrt{1.414}$	0		2	-1.414	0		2	-1.414	0		2	1.414	0	
3	0	0		3	0	0		3	0	0		3	0	0	
4	$\sqrt{1.414}$	0		4	1.414	0		4	1.414	0		4	-1.414	0	
5	0	0		5	0	0		5	0	0		5	0	0	
6	$\sqrt{1.414}$	0		6	-1.414	0		6	-1.414	0		6	1.414	0	
7	0	0		7	0	0		7	0	0		7	0	0	
8	$\sqrt{1.414}$	0		8	-1.414	0		8	-1.414	0		8	1.414	0	
9	0	0		9	0	0		9	0	0		9	0	0	
10	$\sqrt{1.414}$	0		10	1.414	0		10	1.414	0		10	-1.414	0	
11	0	0		11	0	0		11	0	0		11	0	0	
12	$\sqrt{1.414}$	0		12	1.414	0		12	1.414	0		12	-1.414	0	

[図11]



[図12]

(a)

(b)

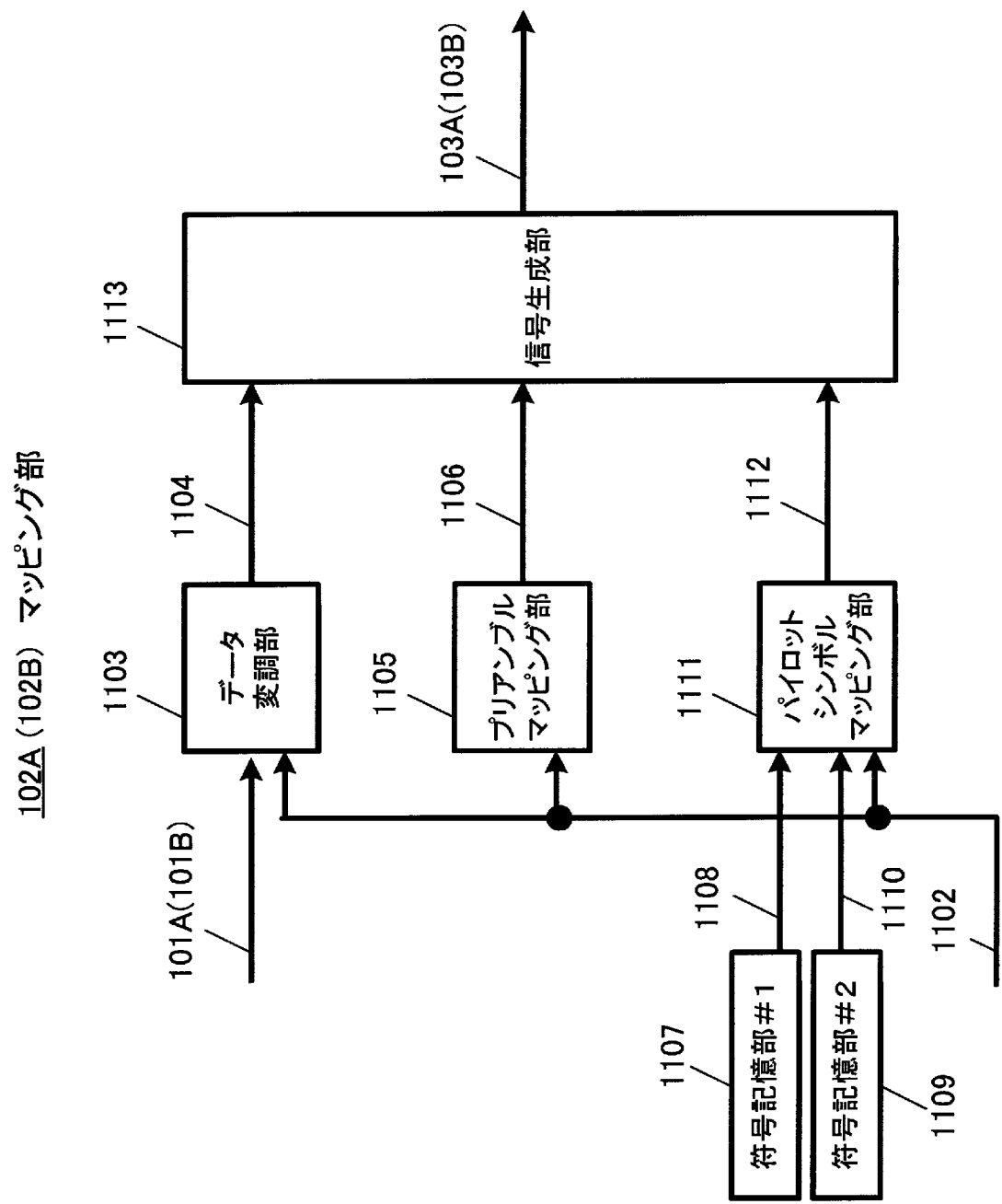
(c)

(d)

チャネルA、時間1				チャネルA、時間3				チャネルA、時間5				チャネルA、時間7			
キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)		キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)		キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)		キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)	
1	0	0		1	0	0		1	0	0		1	0	0	
2	1.0	1.0		2	-1.0	-1.0		2	-1.0	-1.0		2	1.0	1.0	
3	0	0		3	0	0		3	0	0		3	0	0	
4	-1.0	-1.0		4	1.0	1.0		4	1.0	1.0		4	-1.0	-1.0	
5	0	0		5	0	0		5	0	0		5	0	0	
6	1.0	1.0		6	-1.0	-1.0		6	-1.0	-1.0		6	1.0	1.0	
7	0	0		7	0	0		7	0	0		7	0	0	
8	-1.0	-1.0		8	-1.0	-1.0		8	-1.0	-1.0		8	1.0	1.0	
9	0	0		9	0	0		9	0	0		9	0	0	
10	1.0	-1.0		10	1.0	1.0		10	1.0	1.0		10	-1.0	-1.0	
11	0	0		11	0	0		11	0	0		11	0	0	
12	-1.0	-1.0		12	1.0	1.0		12	1.0	1.0		12	-1.0	-1.0	

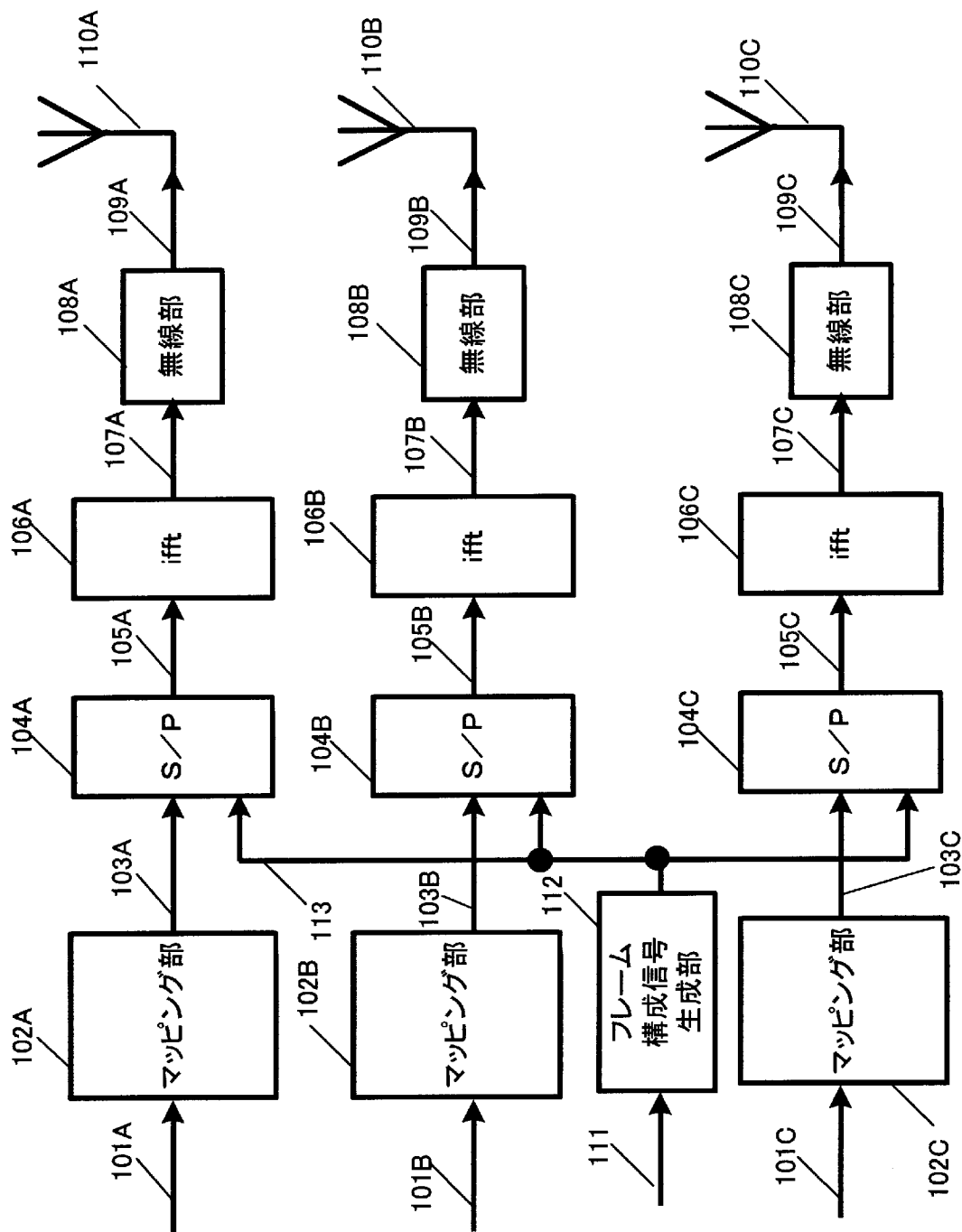
時間軸方向の4シンボルで形成される信号は、
すべて同一のパターン

[図13]



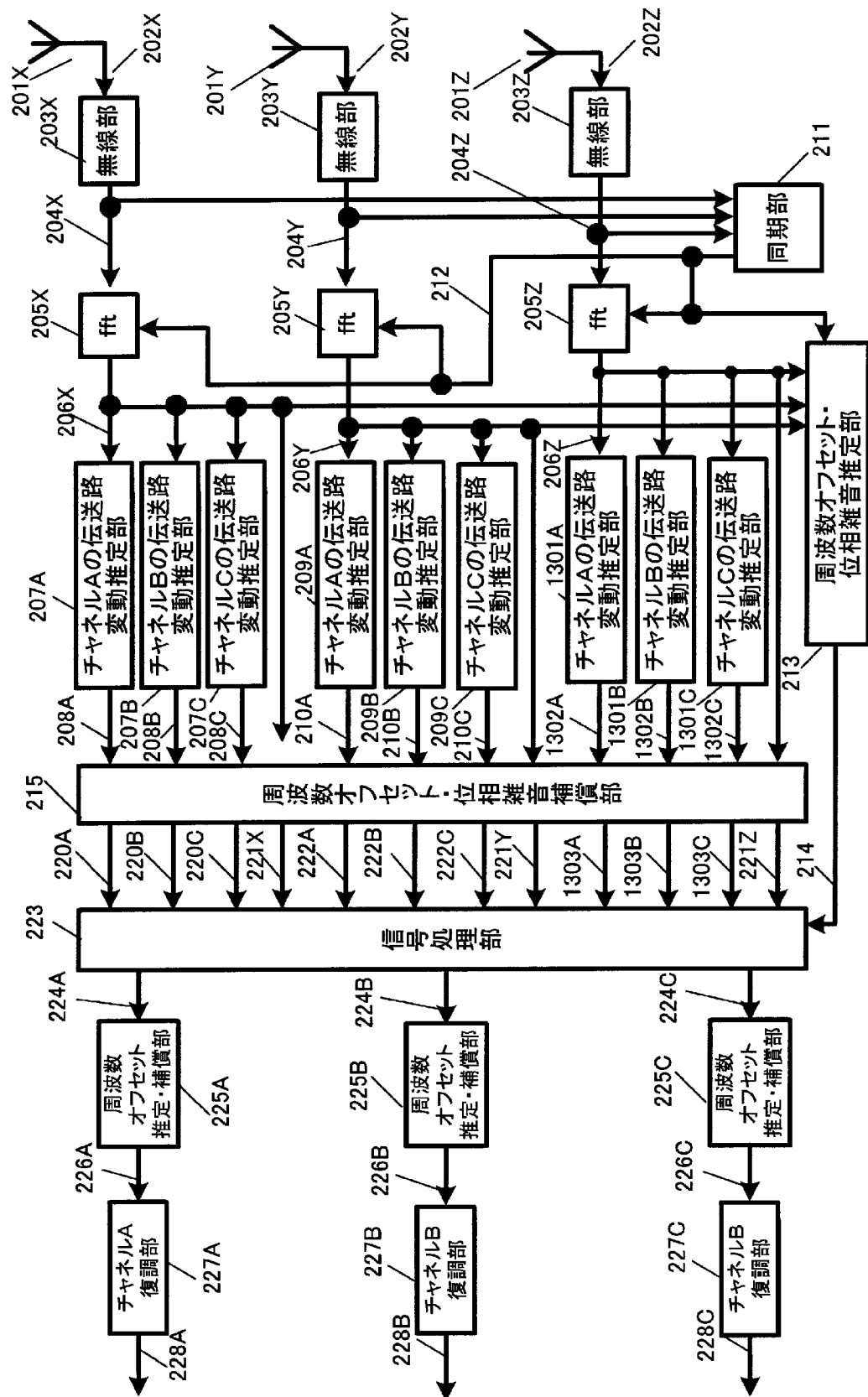
[図14]

1200 MIMO-OFDM送信装置

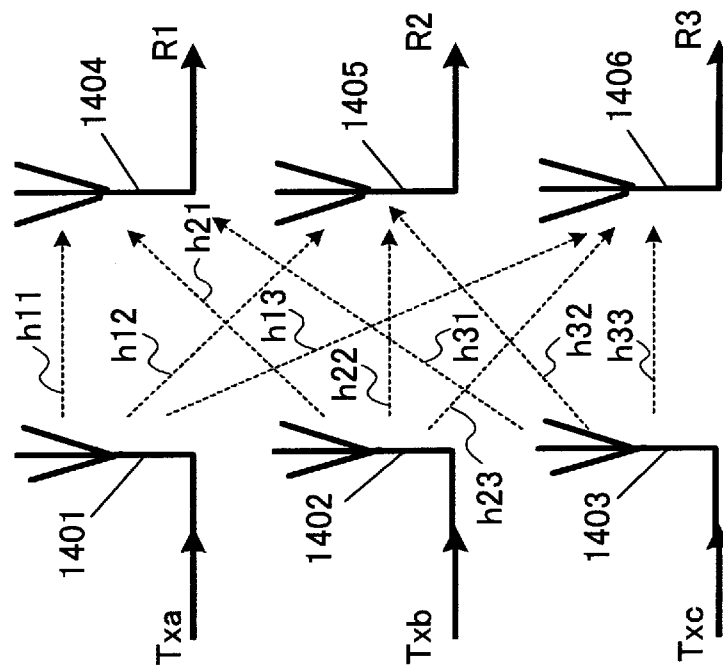


[図15]

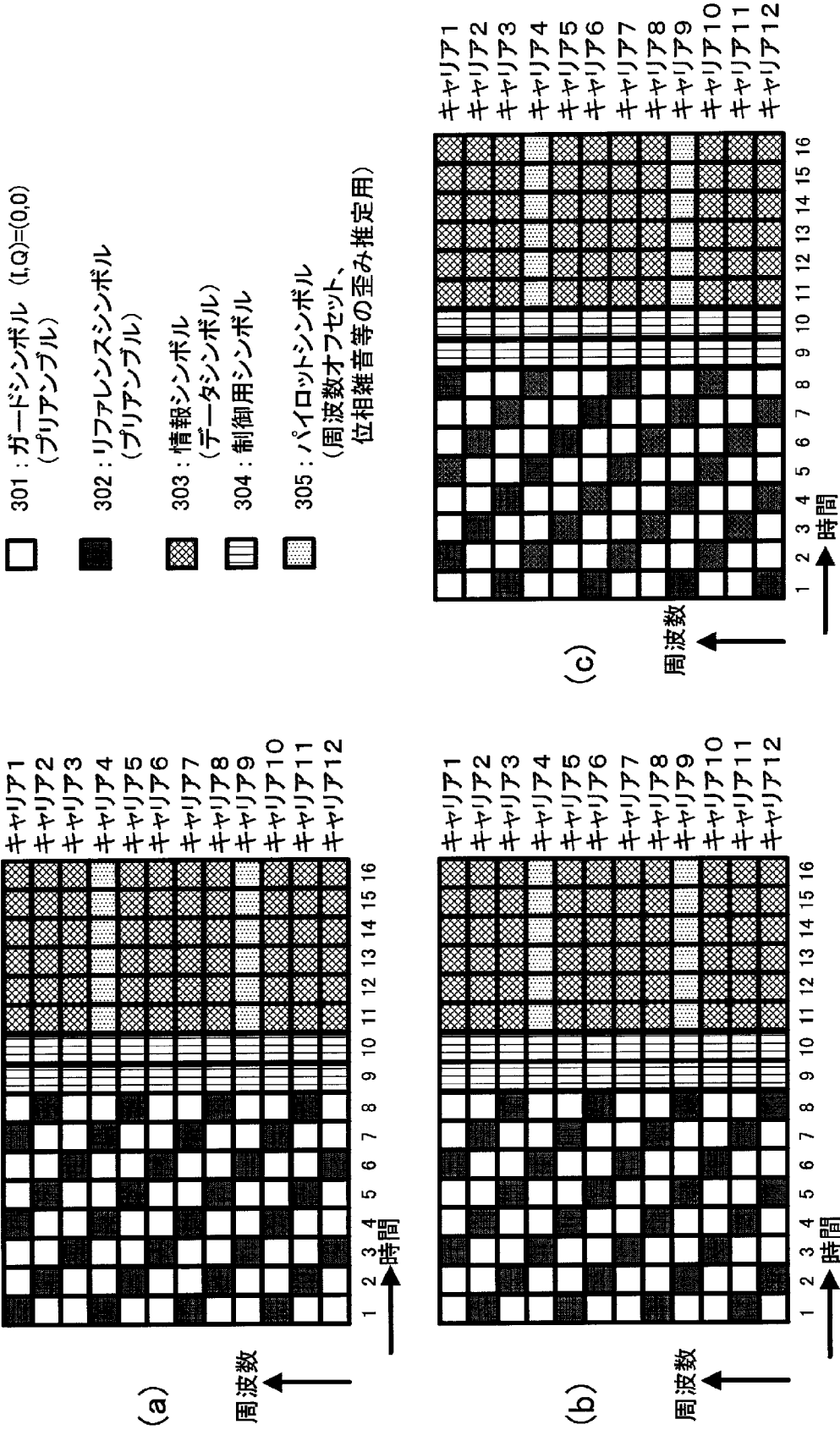
1300 MIMO-OFDM受信装置



[図16]



[図17]



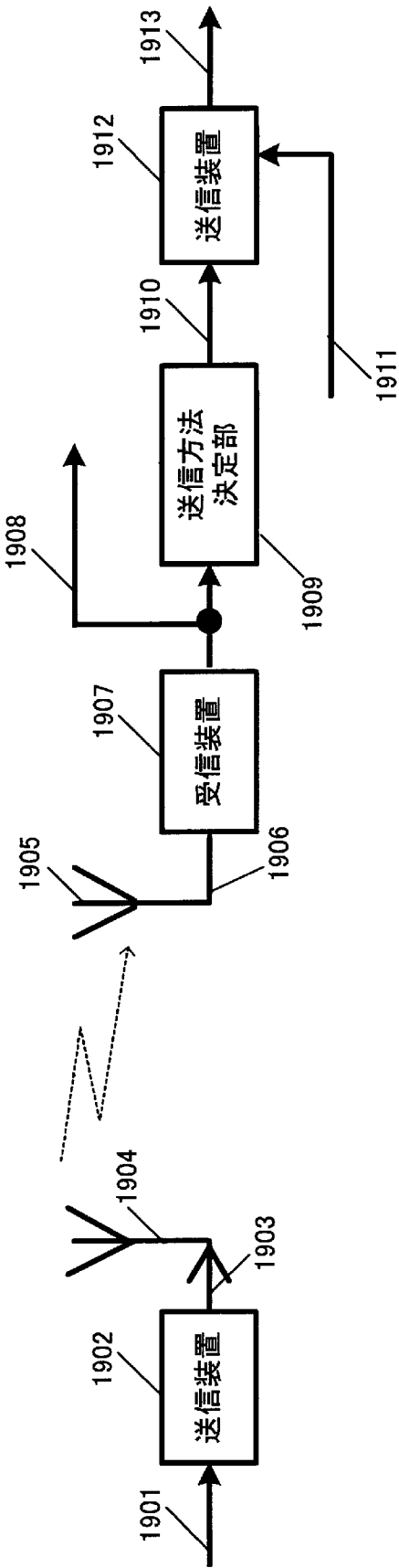
[図18]

(a)			(b)			(c)		
チャネルA、時間1			チャネルA、時間2			チャネルA、時間3		
キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)	キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)	キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)
1	1.732	0	1	0	0	1	0	0
2	0	0	2	1.732	0	2	0	0
3	0	0	3	0	0	3	1.732	0
4	-1.732	0	4	0	0	4	0	0
5	0	0	5	-1.732	0	5	0	0
6	0	0	6	0	0	6	-1.732	0
7	1.732	0	7	0	0	7	0	0
8	0	0	8	1.732	0	8	0	0
9	0	0	9	0	0	9	1.732	0
10	-1.732	0	10	0	0	10	0	0
11	0	0	11	-1.732	0	11	0	0
12	0	0	12	0	0	12	-1.732	0

[図19]

(a)			(b)			(c)		
チャネルA、時間1			チャネルA、時間2			チャネルA、時間3		
キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)	キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)	キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)
1	1.225	1.225	1	0	0	1	0	0
2	0	0	2	1.225	1.225	2	0	0
3	0	0	3	0	0	3	1.225	1.225
4	-1.225	-1.225	4	0	0	4	0	0
5	0	0	5	-1.225	-1.225	5	0	0
6	0	0	6	0	0	6	-1.225	-1.225
7	1.225	1.225	7	0	0	7	0	0
8	0	0	8	1.225	1.225	8	0	0
9	0	0	9	0	0	9	1.225	1.225
10	-1.225	-1.225	10	0	0	10	0	0
11	0	0	11	-1.225	-1.225	11	0	0
12	0	0	12	0	0	12	-1.225	-1.225

[図20]



(a) 端末

(b) アクセスポイント(AP)

[図21]

MIMO方式	変調方式	正規化係数
2送信空間多重MIMO	BPSK	1
	QPSK	$1/\sqrt{2}$
	16QAM	$1/\sqrt{10}$
	64QAM	$1/\sqrt{42}$
3送信空間多重MIMO	BPSK	$\sqrt{2}/\sqrt{3}$
	QPSK	$1/\sqrt{3}$
	16QAM	$1/\sqrt{15}$
	64QAM	$1/\sqrt{63}$

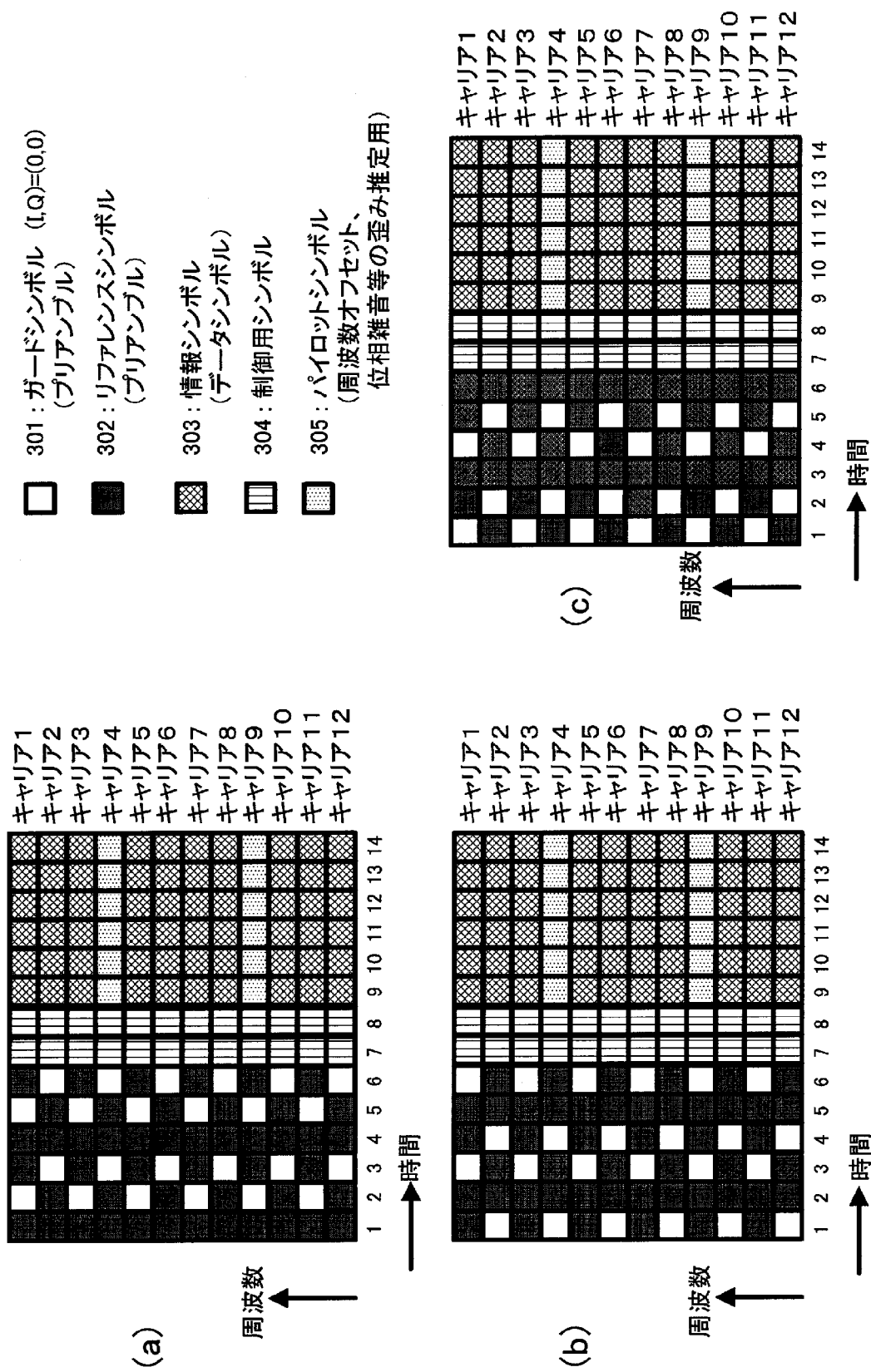
[図22]

(a)			(b)			(c)		
チャンネルA、時間1			チャンネルA、時間2			チャンネルA、時間3		
キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)	キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)	キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)
1	1.414	0	1	0	0	1	0	0
2	0	0	2	1.414	0	2	0	0
3	0	0	3	0	0	3	1.414	0
4	-1.414	0	4	0	0	4	0	0
5	0	0	5	-1.414	0	5	0	0
6	0	0	6	0	0	6	-1.414	0
7	1.414	0	7	0	0	7	0	0
8	0	0	8	1.414	0	8	0	0
9	0	0	9	0	0	9	1.414	0
10	-1.414	0	10	0	0	10	0	0
11	0	0	11	-1.414	0	11	0	0
12	0	0	12	0	0	12	-1.414	0

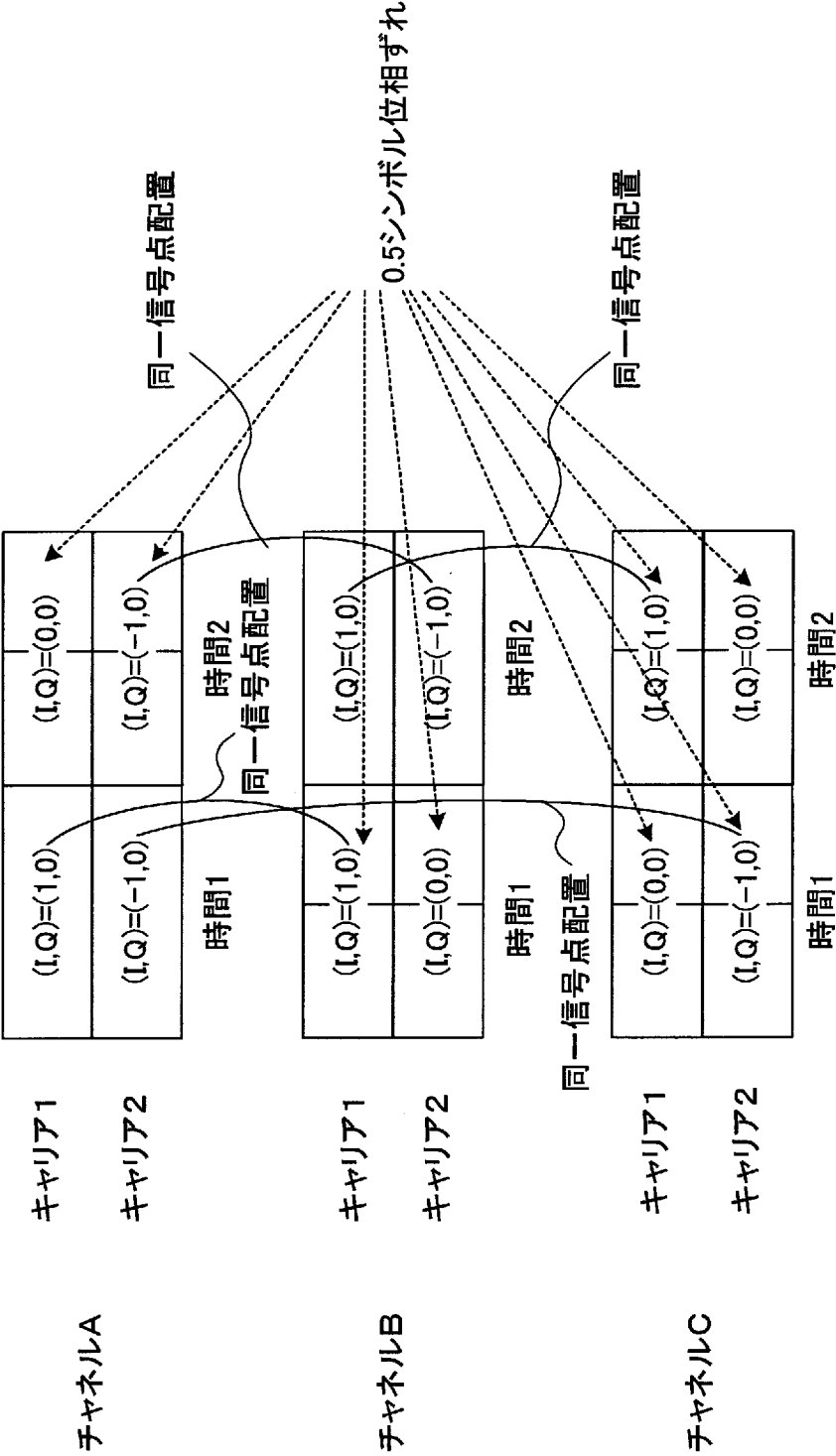
[図23]

(a)				(b)				(c)			
チャンネルA、時間1				チャンネルA、時間2				チャンネルA、時間3			
キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)		キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)		キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)	
1	1.0	1.0		1	0	0		1	0	0	
2	0	0		2	1.0	1.0		2	0	0	
3	0	0		3	0	0		3	1.0	1.0	
4	-1.0	-1.0		4	0	0		4	0	0	
5	0	0		5	-1.0	-1.0		5	0	0	
6	0	0		6	0	0		6	-1.0	-1.0	
7	1.0	1.0		7	0	0		7	0	0	
8	0	0		8	1.0	1.0		8	0	0	
9	0	0		9	0	0		9	1.0	1.0	
10	-1.0	-1.0		10	0	0		10	0	0	
11	0	0		11	-1.0	-1.0		11	0	0	
12	0	0		12	0	0		12	-1.0	-1.0	

[図24]



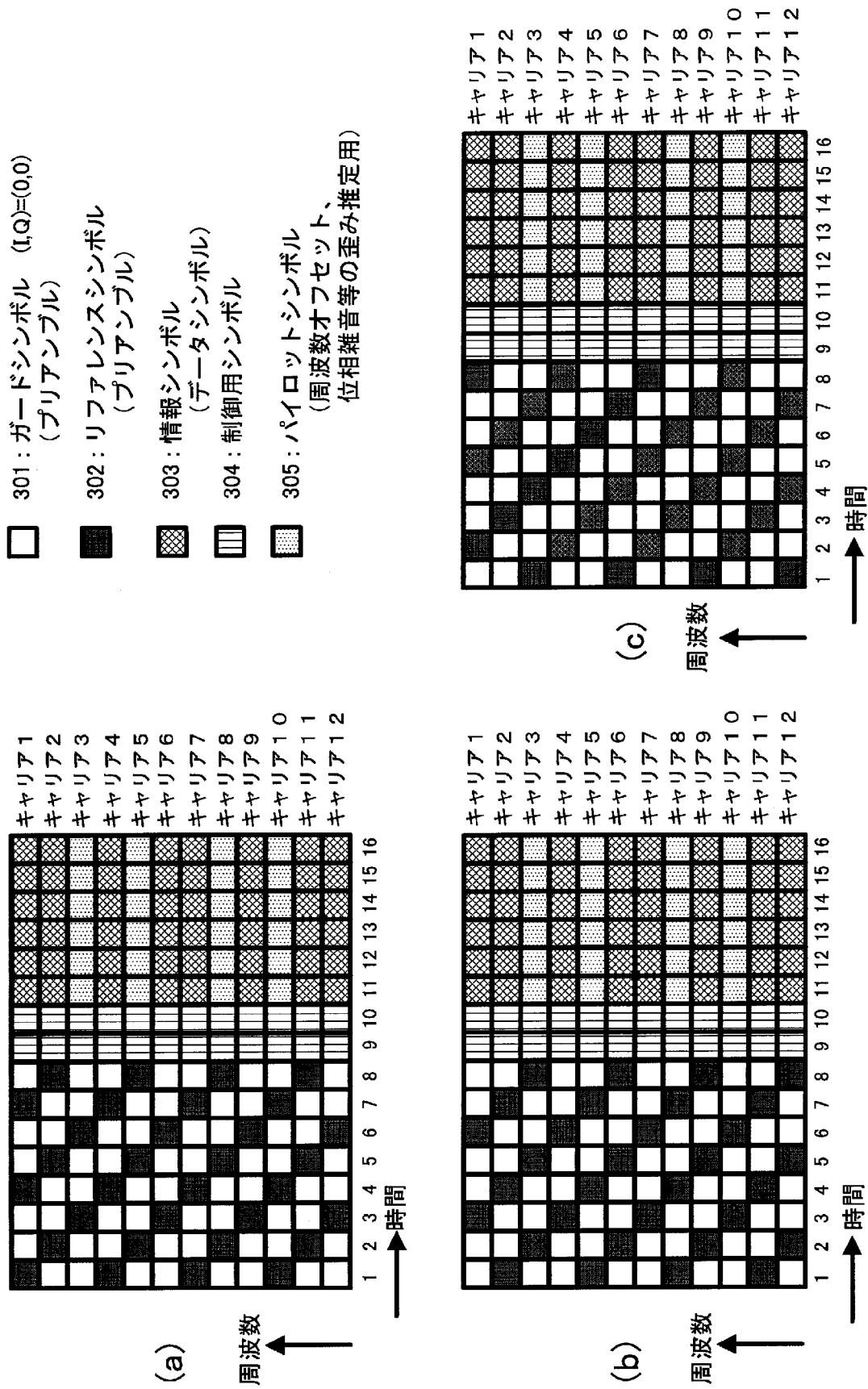
[図25]



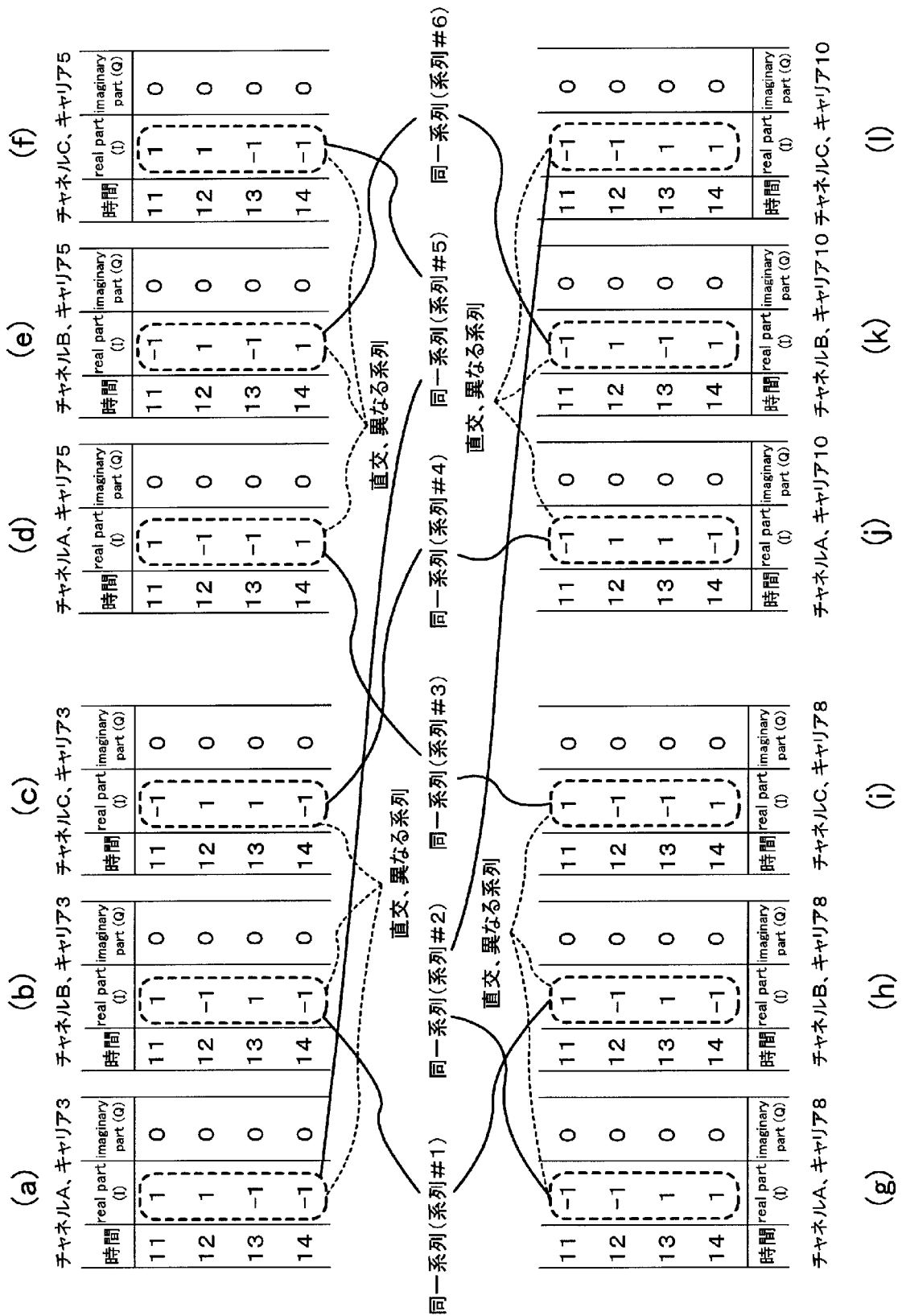
[図26]

MIMO方式	変調方式	正規化係数
1系統送信	BPSK	1
	QPSK	$1/\sqrt{2}$
	16QAM	$1/\sqrt{10}$
	64QAM	$1/\sqrt{42}$
2送信空間多重MIMO	BPSK	$1/\sqrt{2}$
	QPSK	$1/\sqrt{4}$
	16QAM	$1/\sqrt{20}$
	64QAM	$1/\sqrt{84}$
3送信空間多重MIMO	BPSK	$1/\sqrt{3}$
	QPSK	$1/\sqrt{6}$
	16QAM	$1/\sqrt{30}$
	64QAM	$1/\sqrt{126}$

[図27]

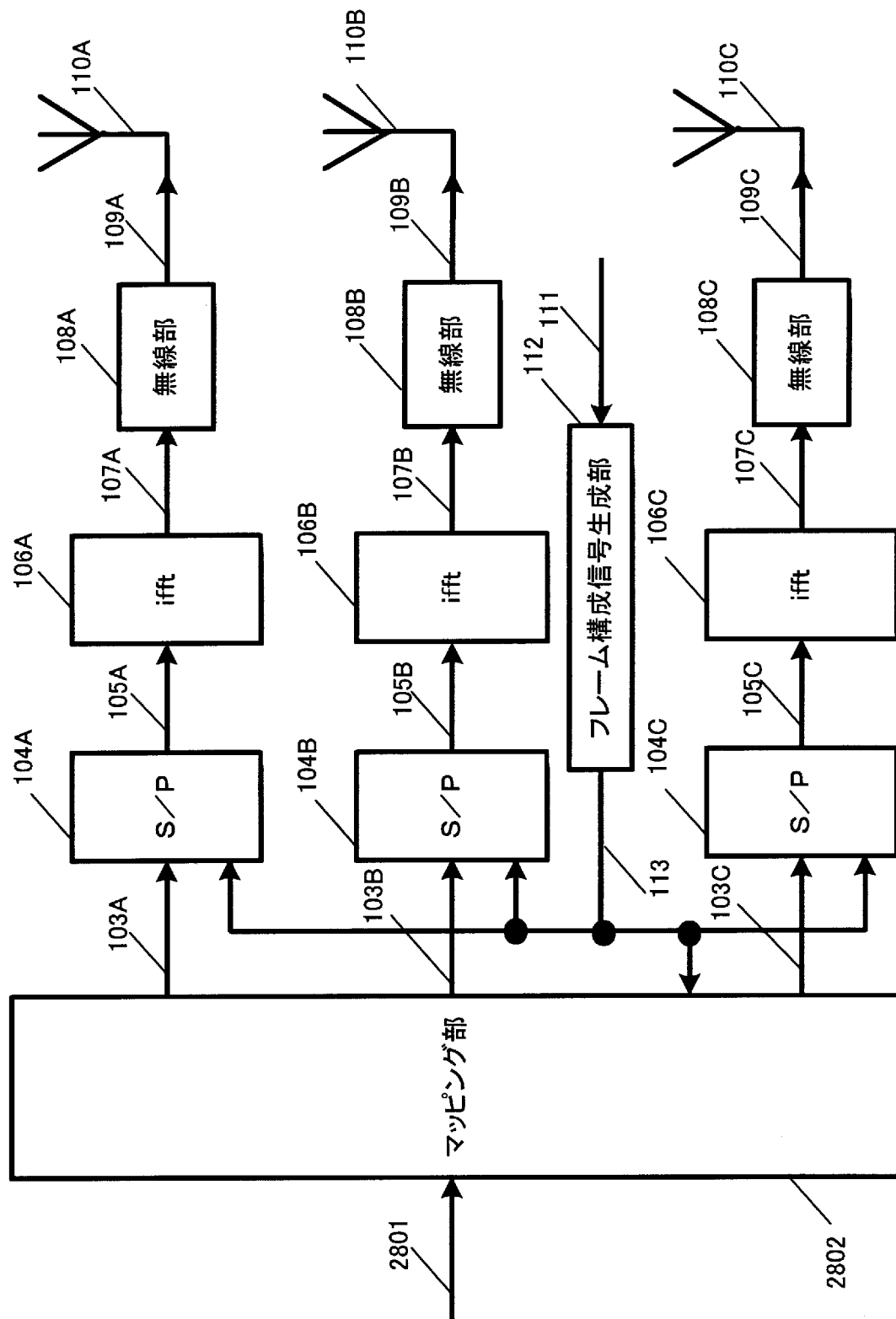


[図28]

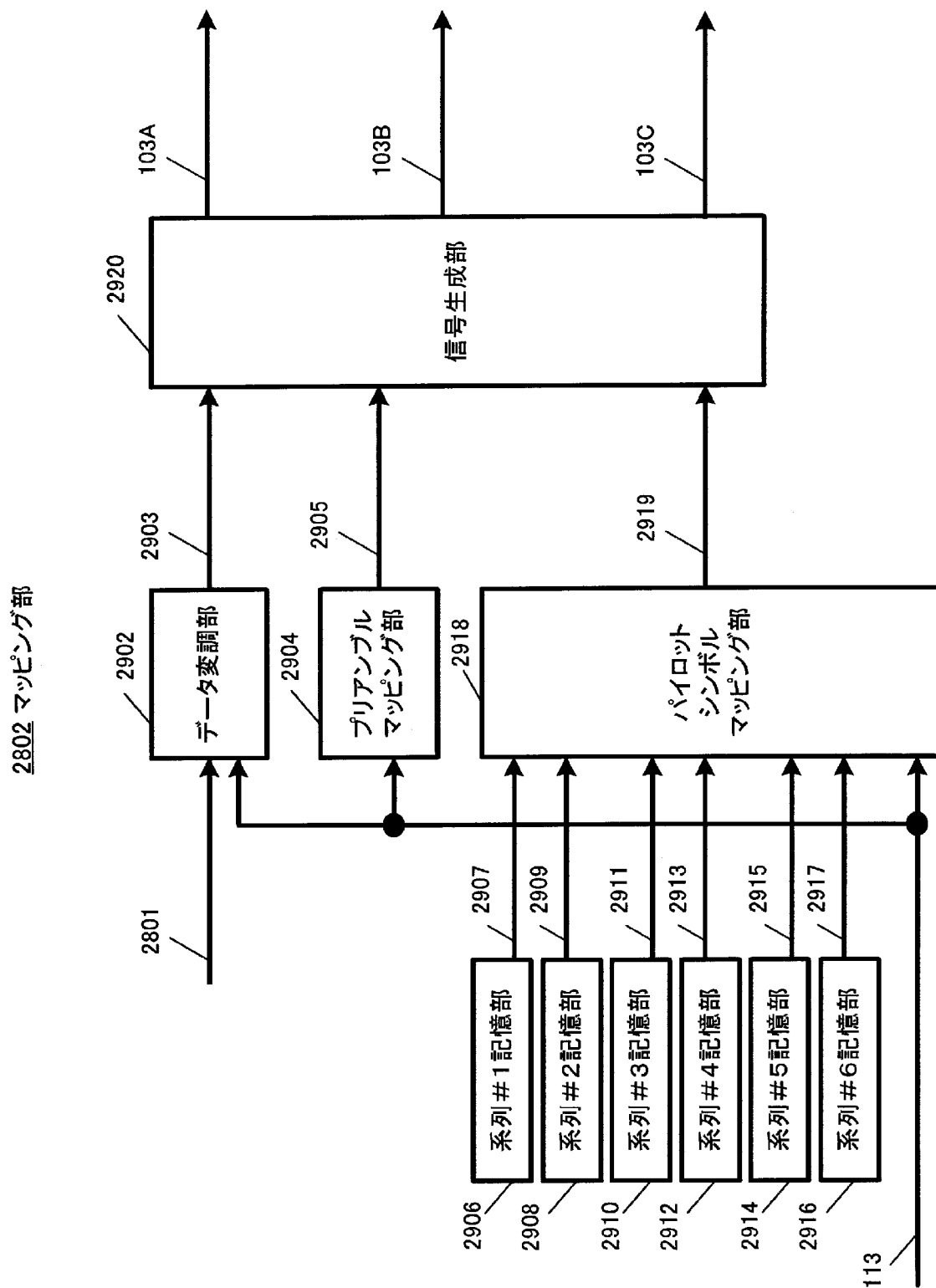


[図29]

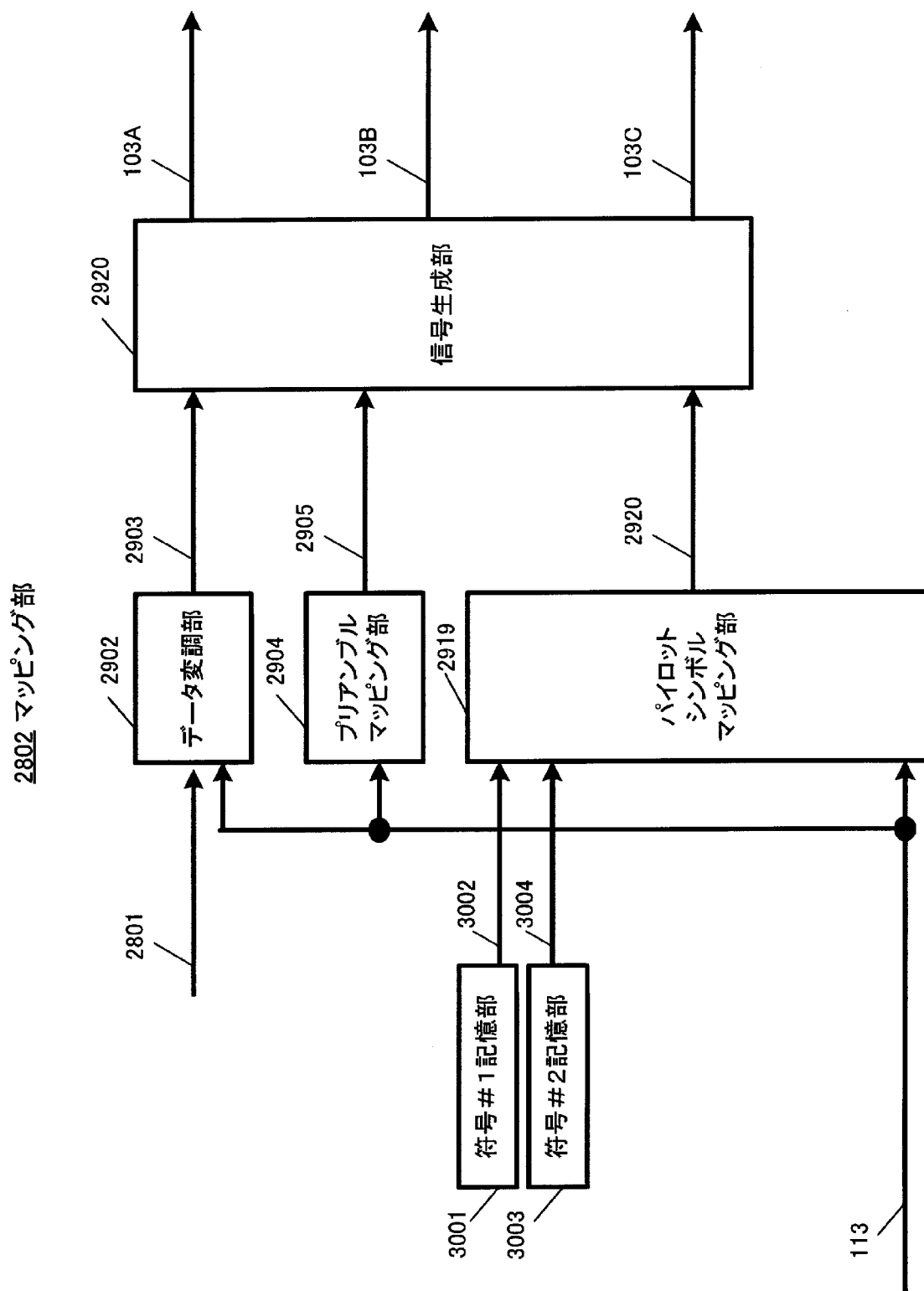
2800 MIMO-OFDM送信装置



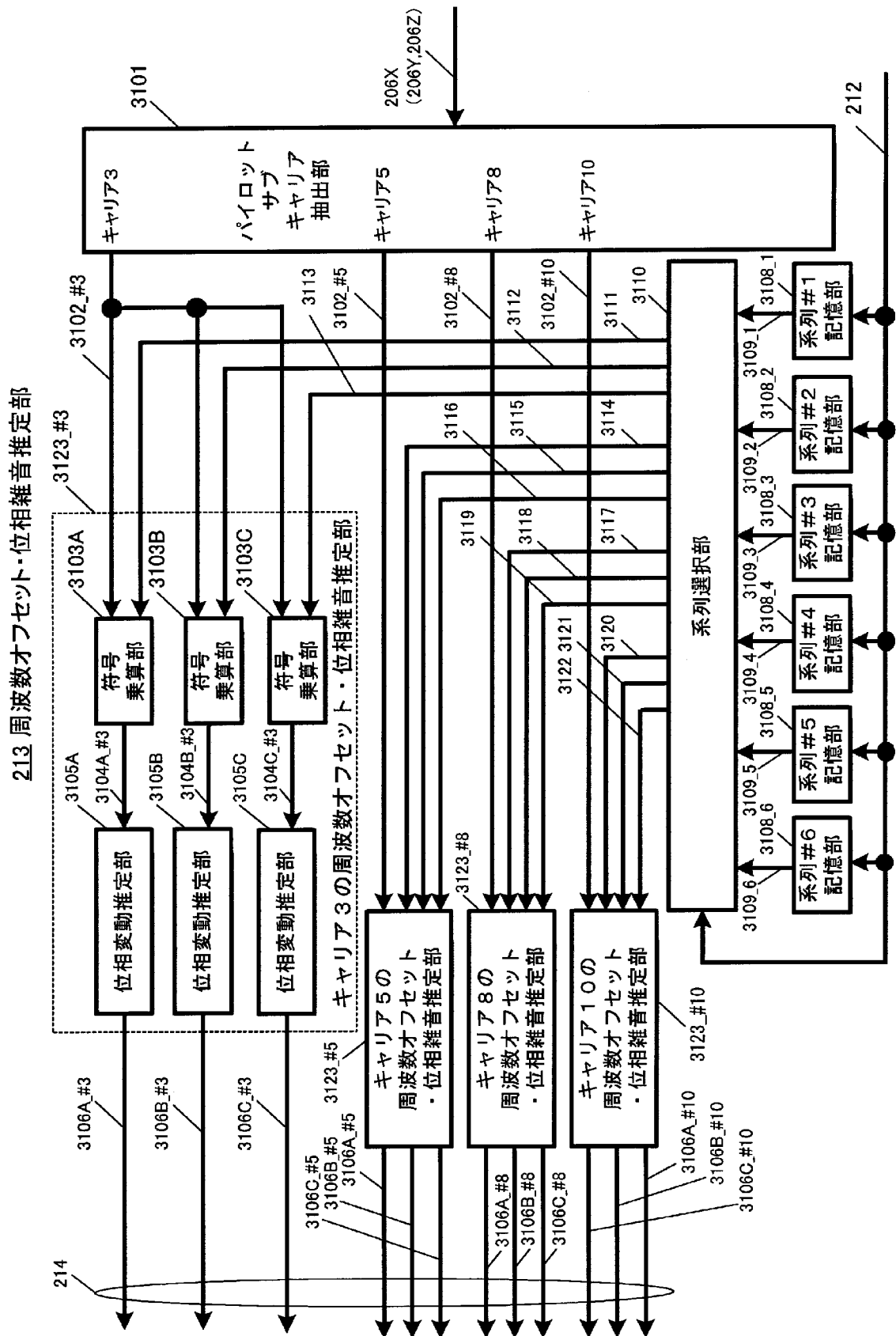
[図30]



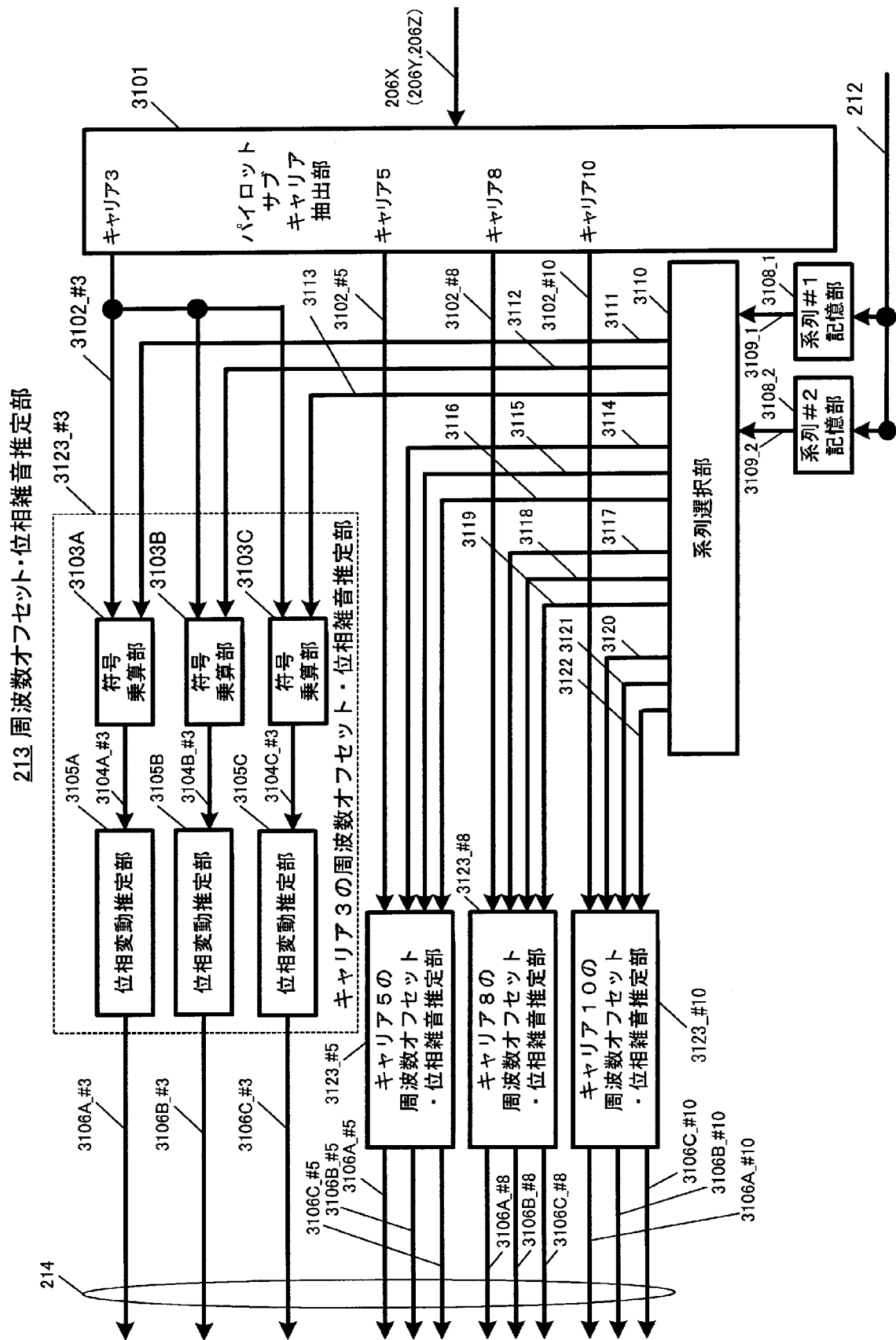
[図31]



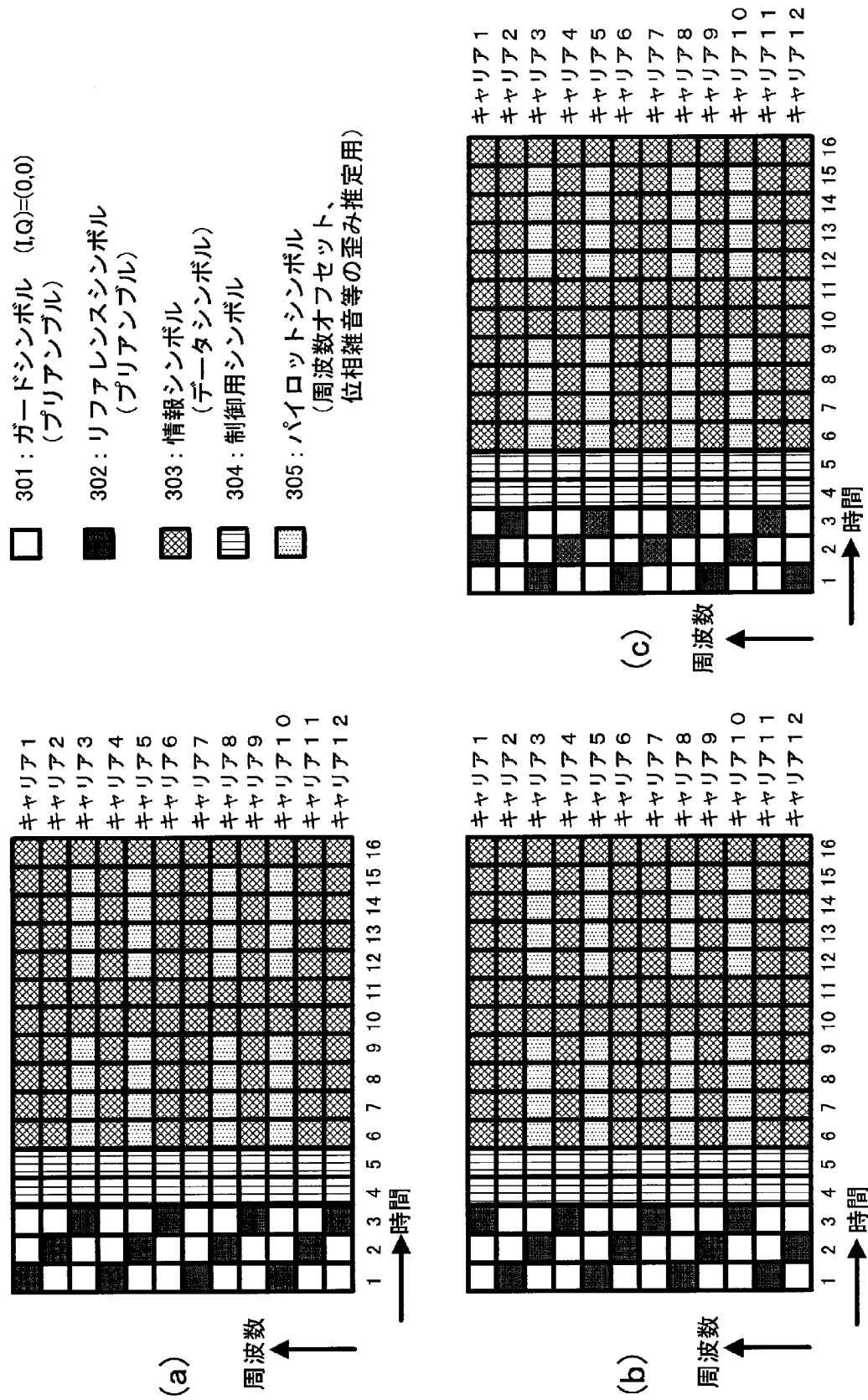
[図32]



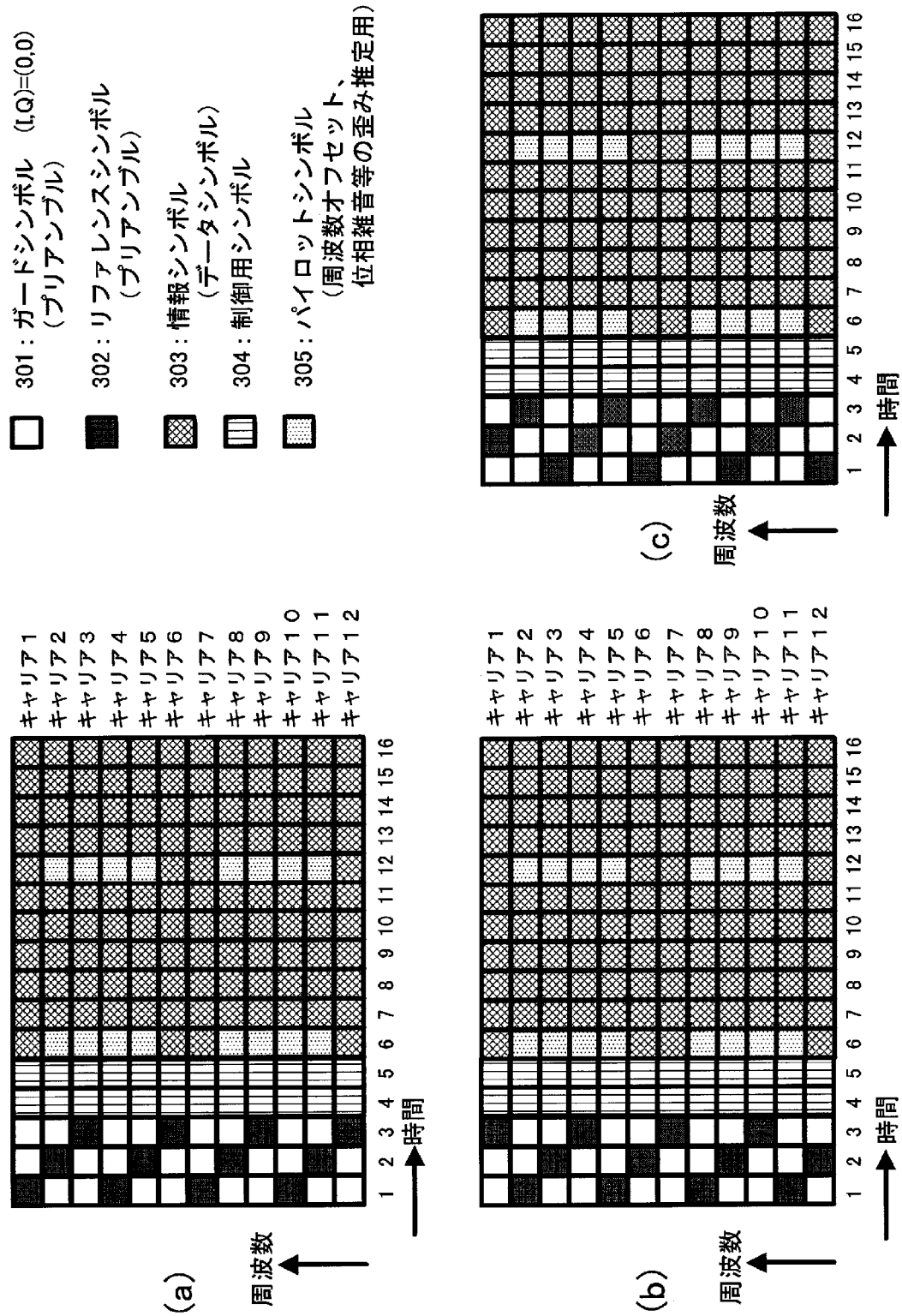
[図33]



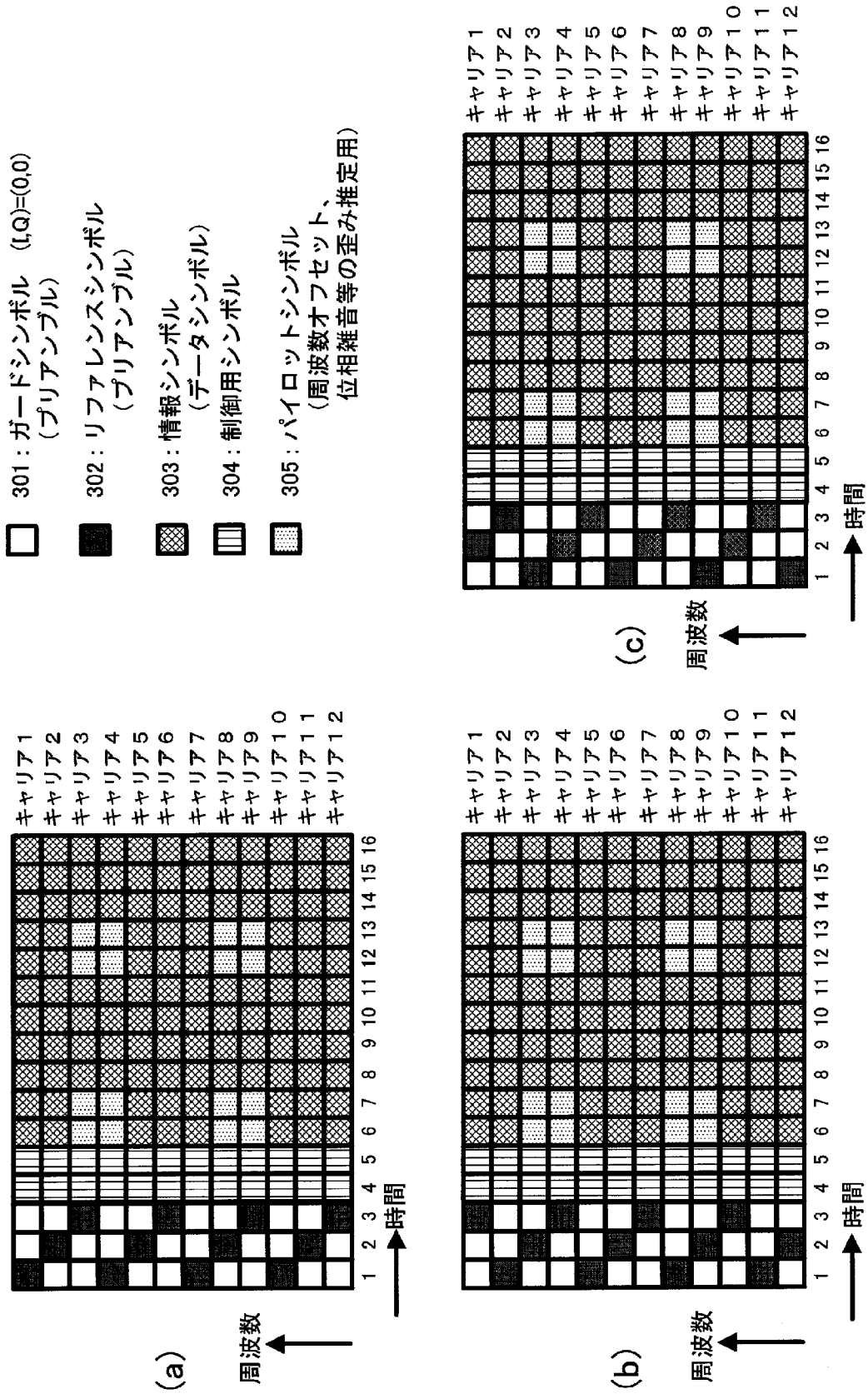
[図34]



[図35]

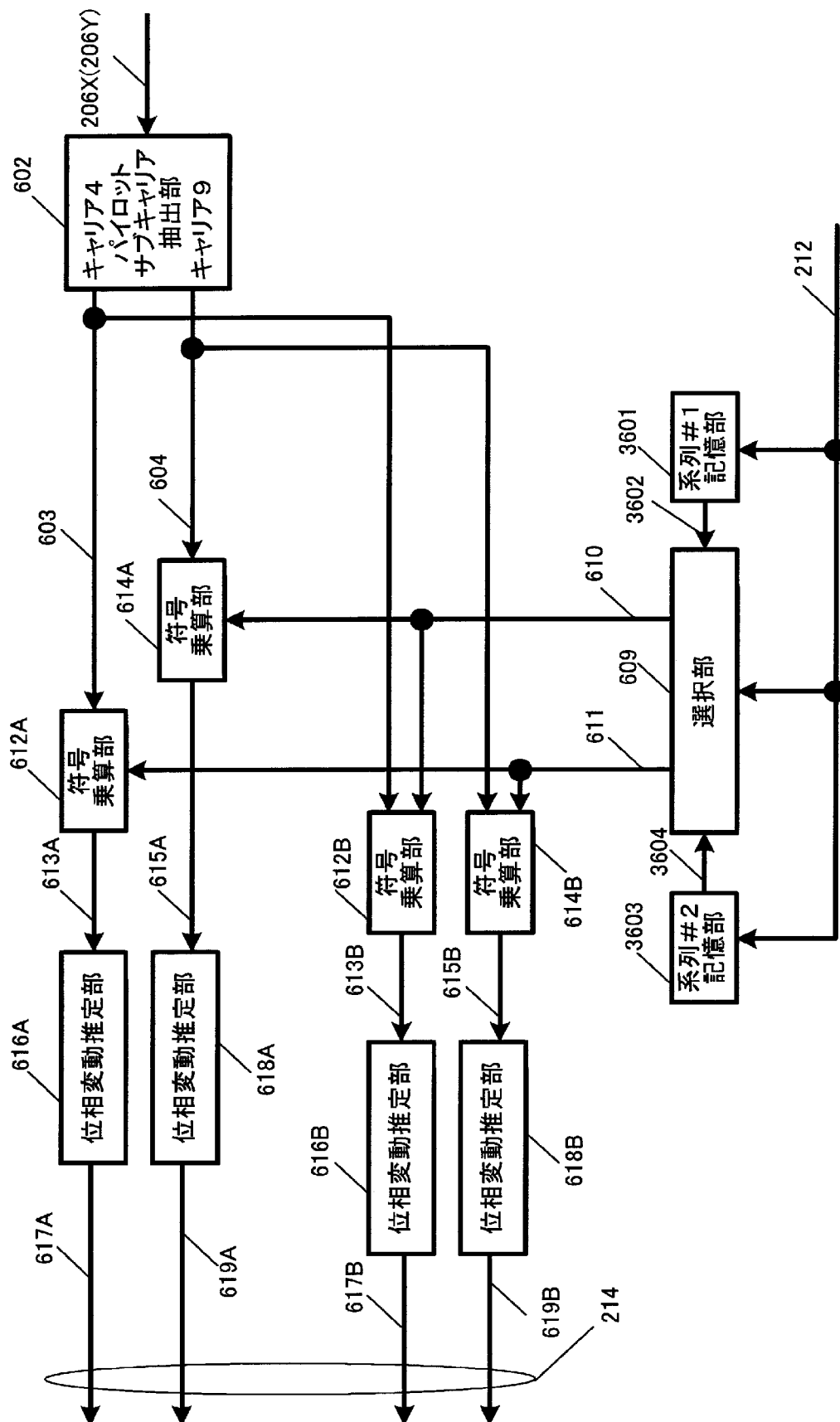


[図36]

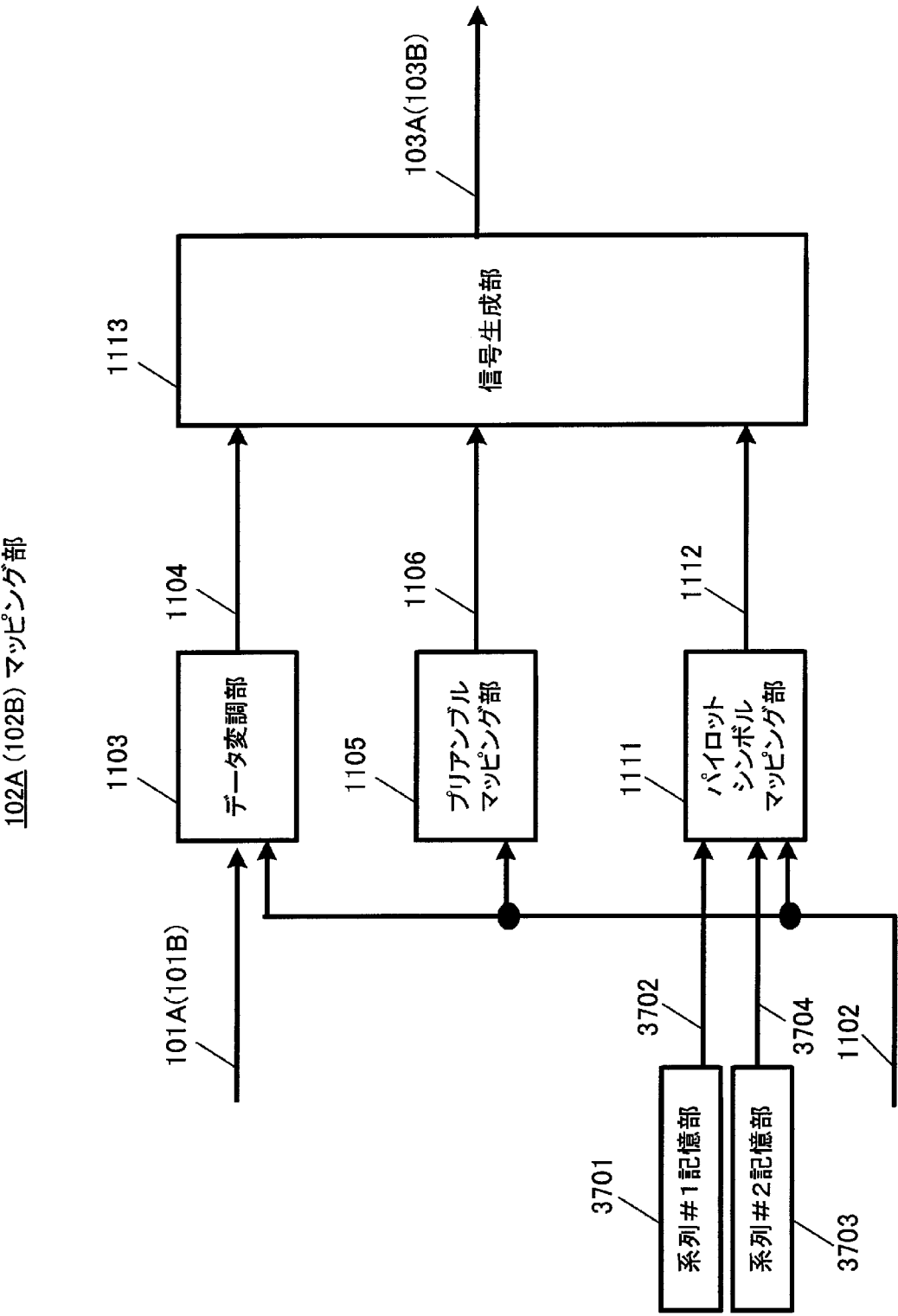


[図37]

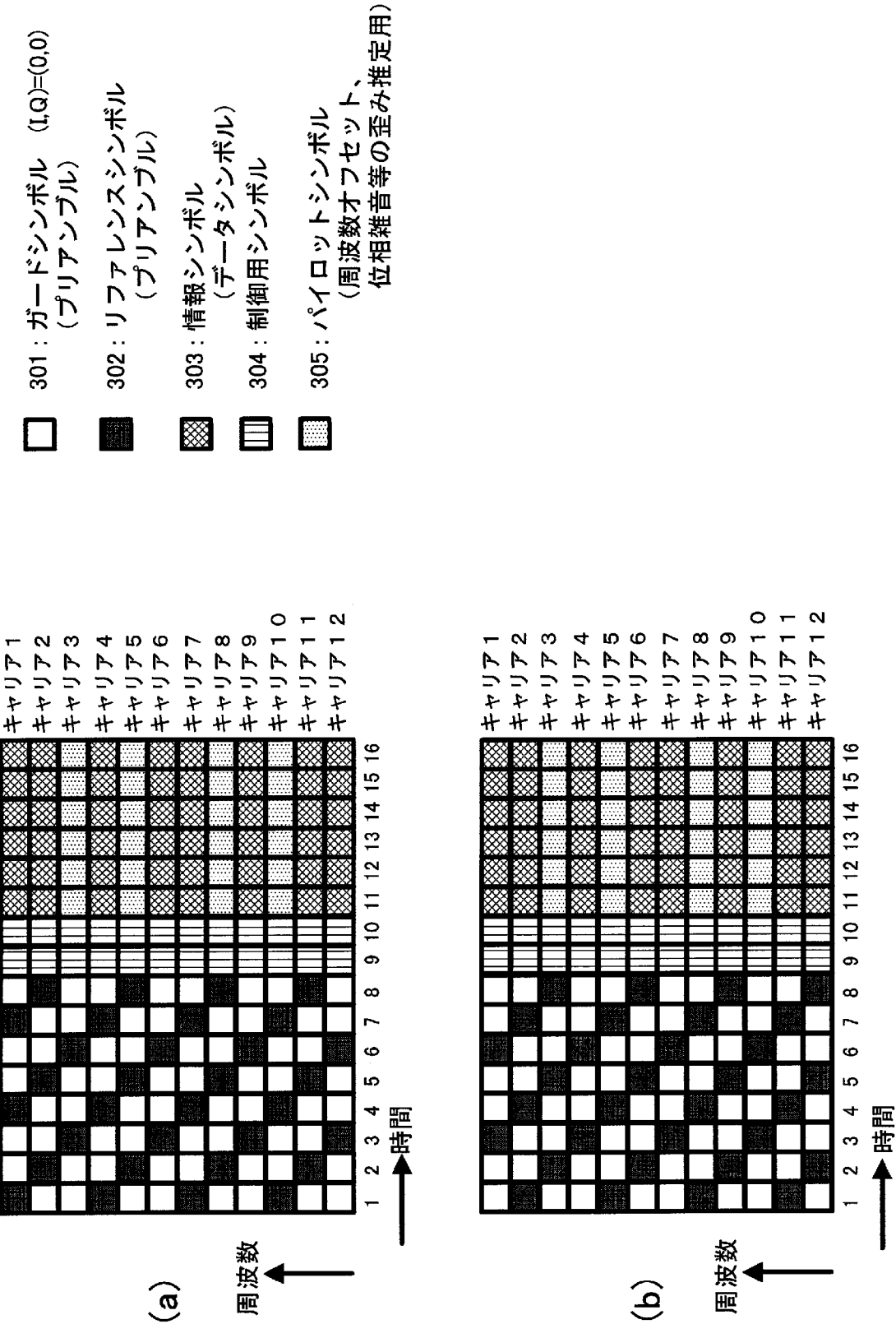
213 周波数オフセット・位相雑音推定部



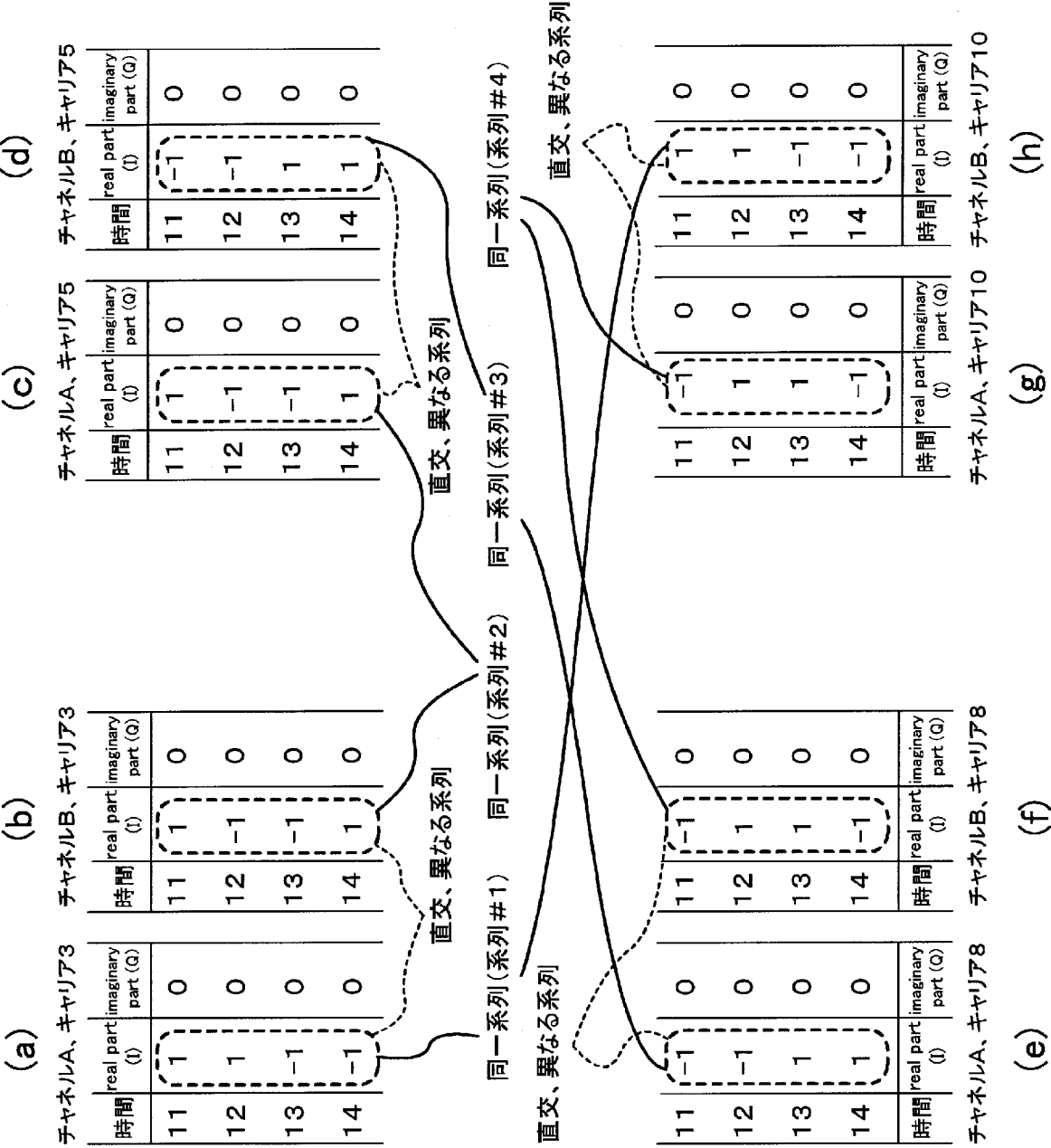
[図38]



[図39]

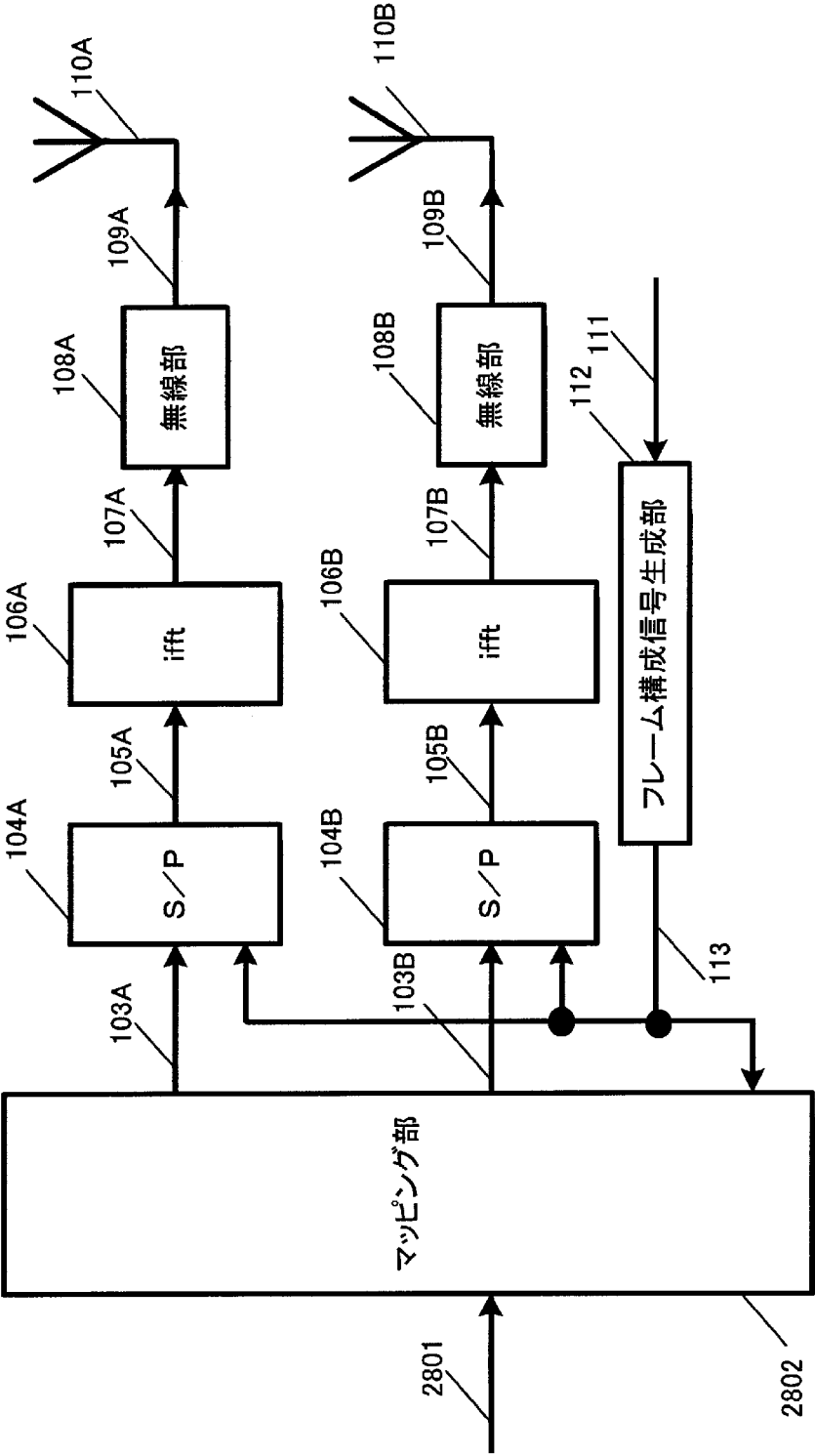


[図40]

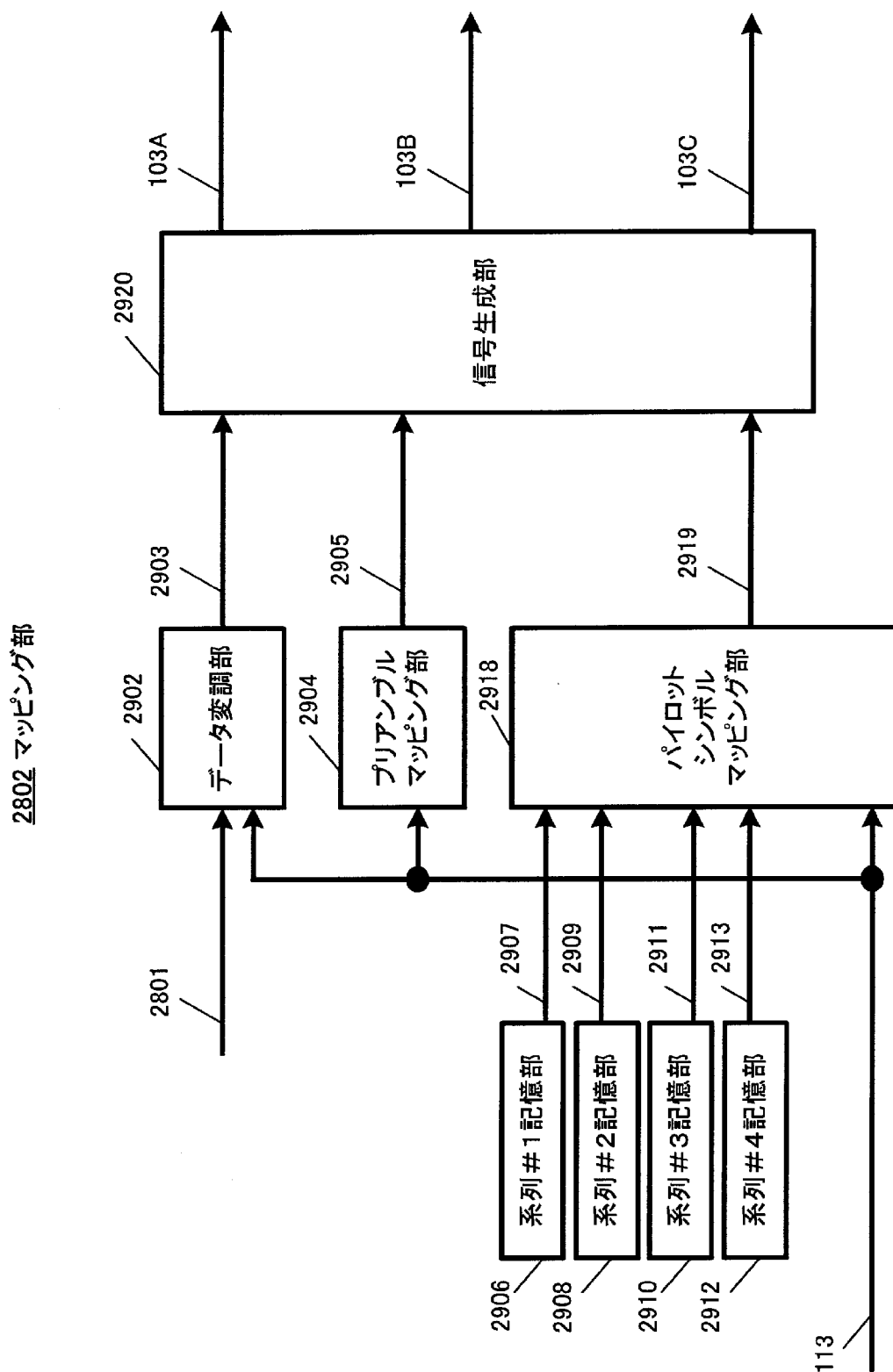


[図41]

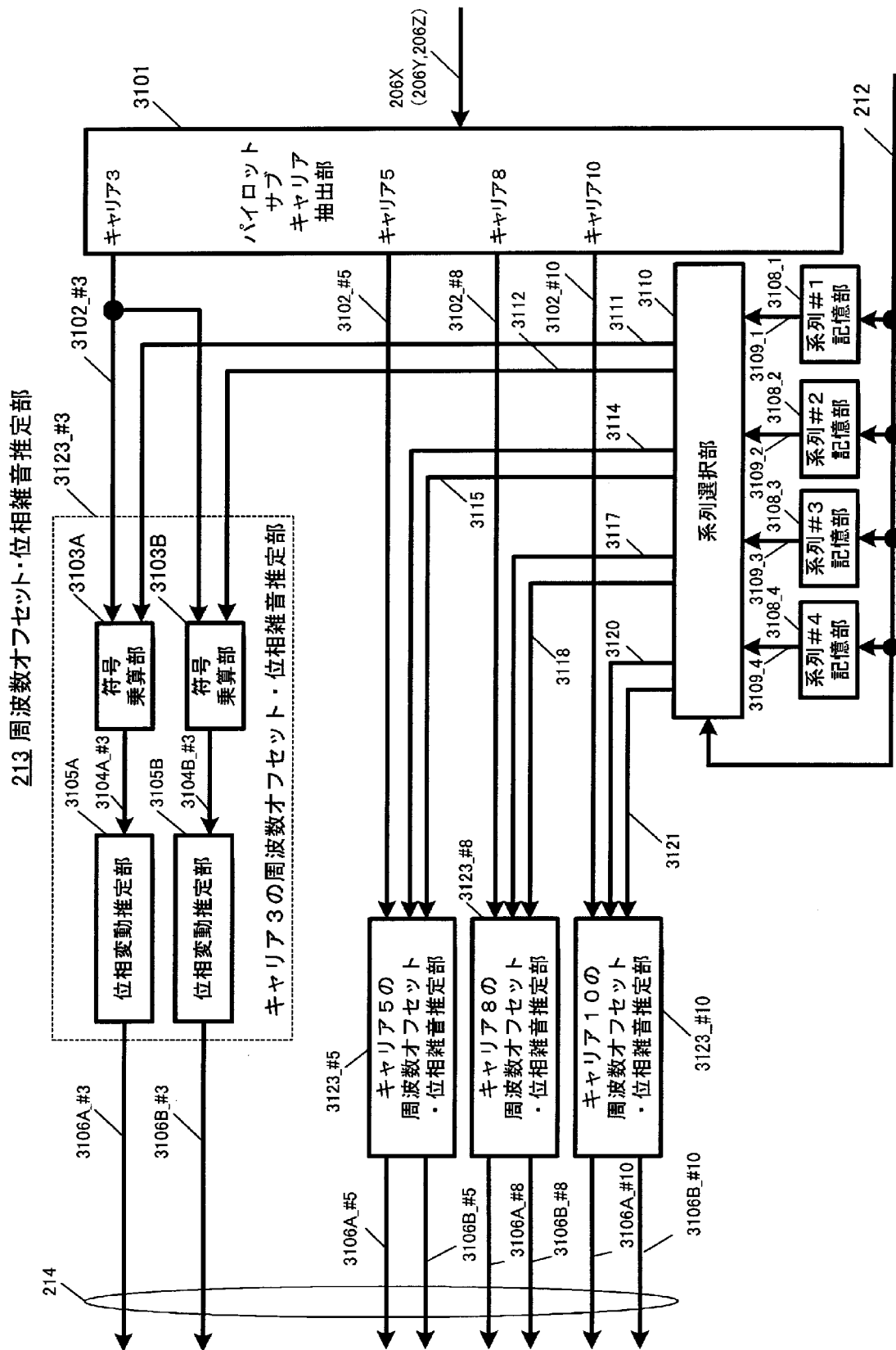
4000 MIMO-OFDM送信装置



[図42]

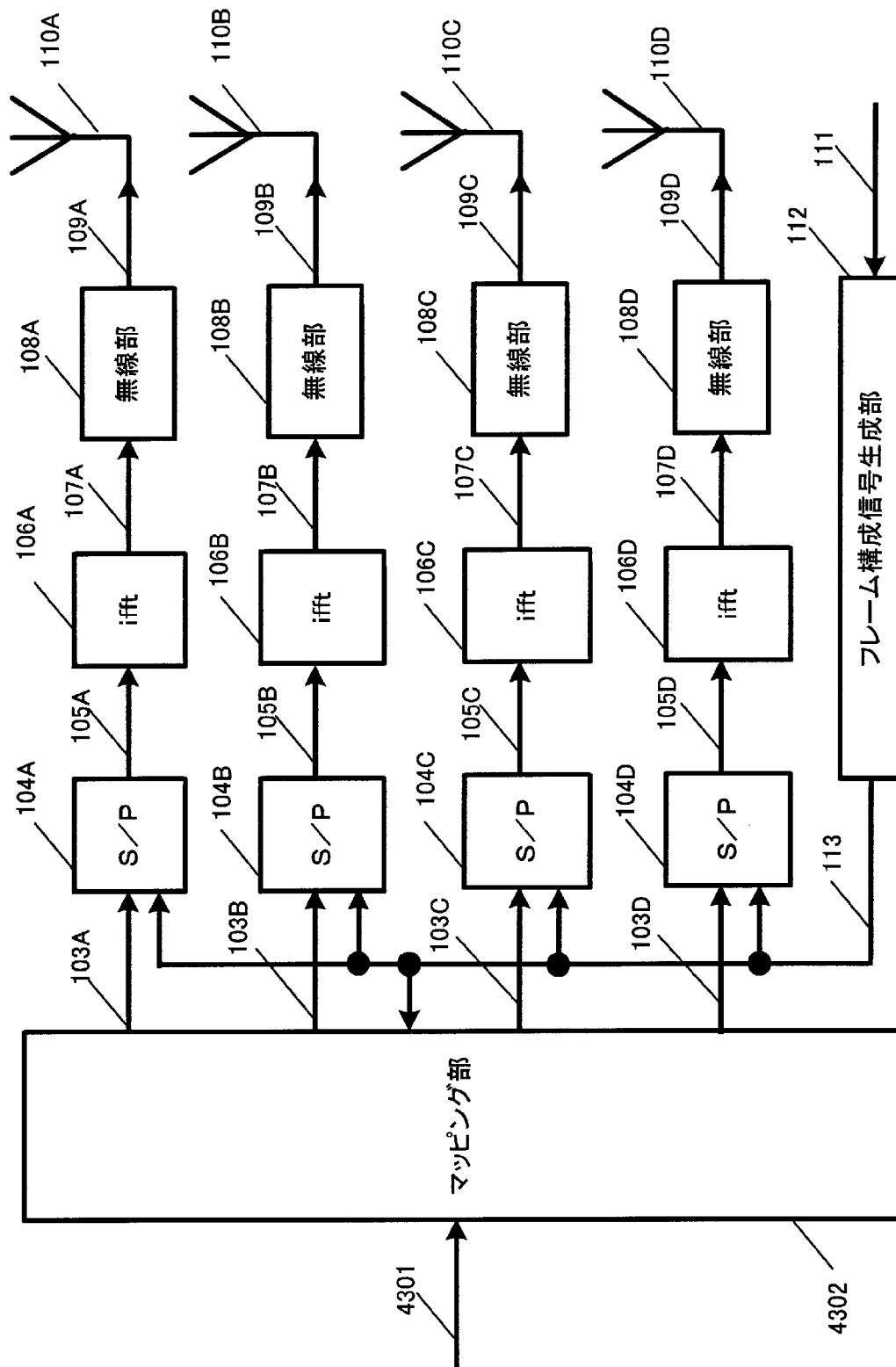


[図43]

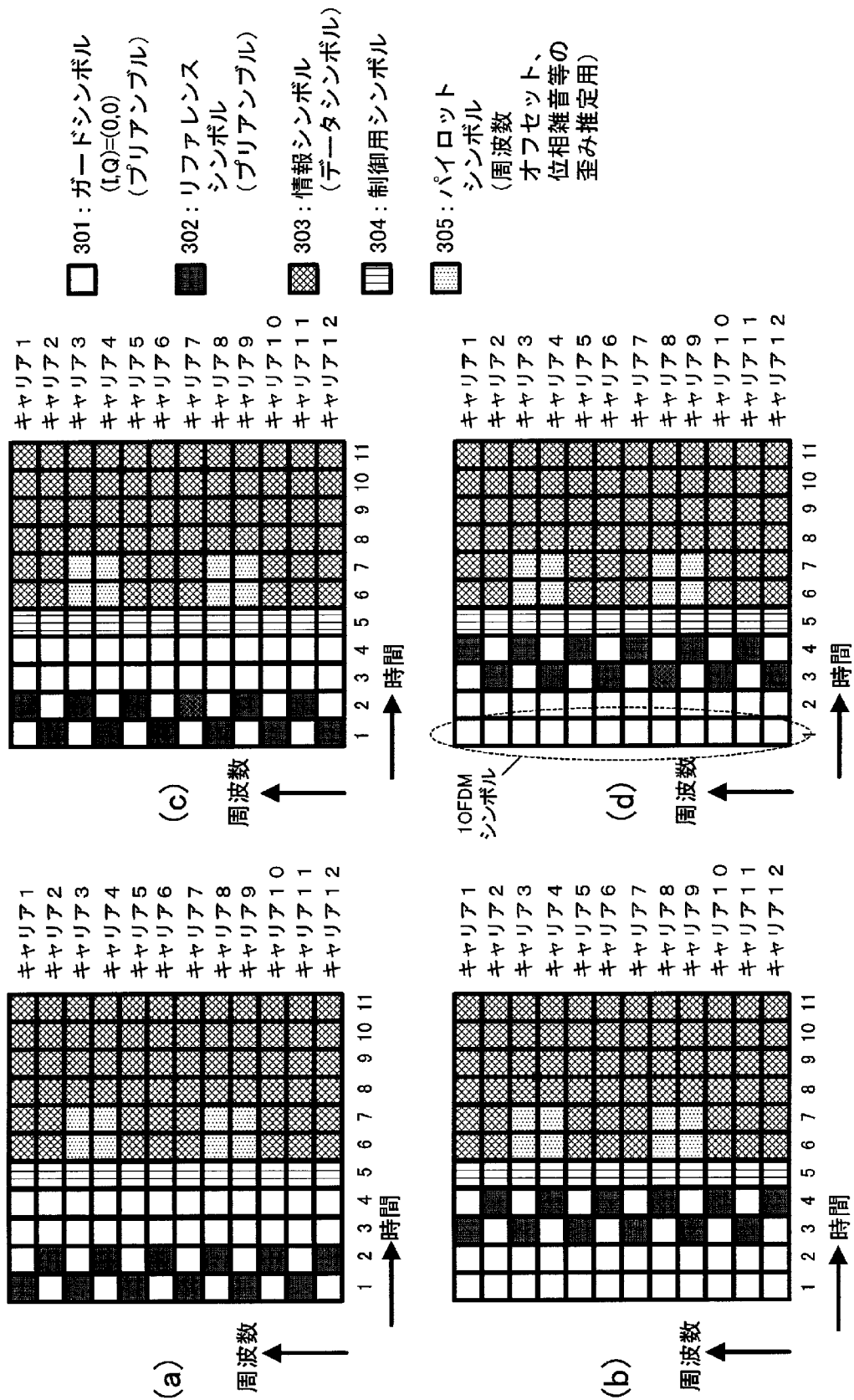


[図44]

4300 MIMO-OFDM送信装置



[図45]



[図46]

MIMO方式	変調方式	正規化係数
4送信空間多重MIMO	BPSK	$1/2$
	QPSK	$1/2\sqrt{2}$
	16QAM	$1/2\sqrt{10}$
	64QAM	$1/2\sqrt{42}$

[図47]

(a)

チャンネルA、時間1

キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)
1	2	0
2	0	0
3	-2	0
4	0	0
5	2	0
6	0	0
7	2	0
8	0	0
9	-2	0
10	0	0
11	-2	0
12	0	0

(b)

チャンネルC、時間1

キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)
1	0	0
2	-2	0
3	0	0
4	2	0
5	0	0
6	-2	0
7	0	0
8	-2	0
9	0	0
10	2	0
11	0	0
12	2	0

(c)

チャンネルA、時間2

キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)
1	0	0
2	-2	0
3	0	0
4	2	0
5	0	0
6	-2	0
7	0	0
8	-2	0
9	0	0
10	2	0
11	0	0
12	2	0

(d)

チャンネルD、時間2

キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)
1	2	0
2	0	0
3	-2	0
4	0	0
5	2	0
6	0	0
7	2	0
8	0	0
9	-2	0
10	0	0
11	-2	0
12	0	0

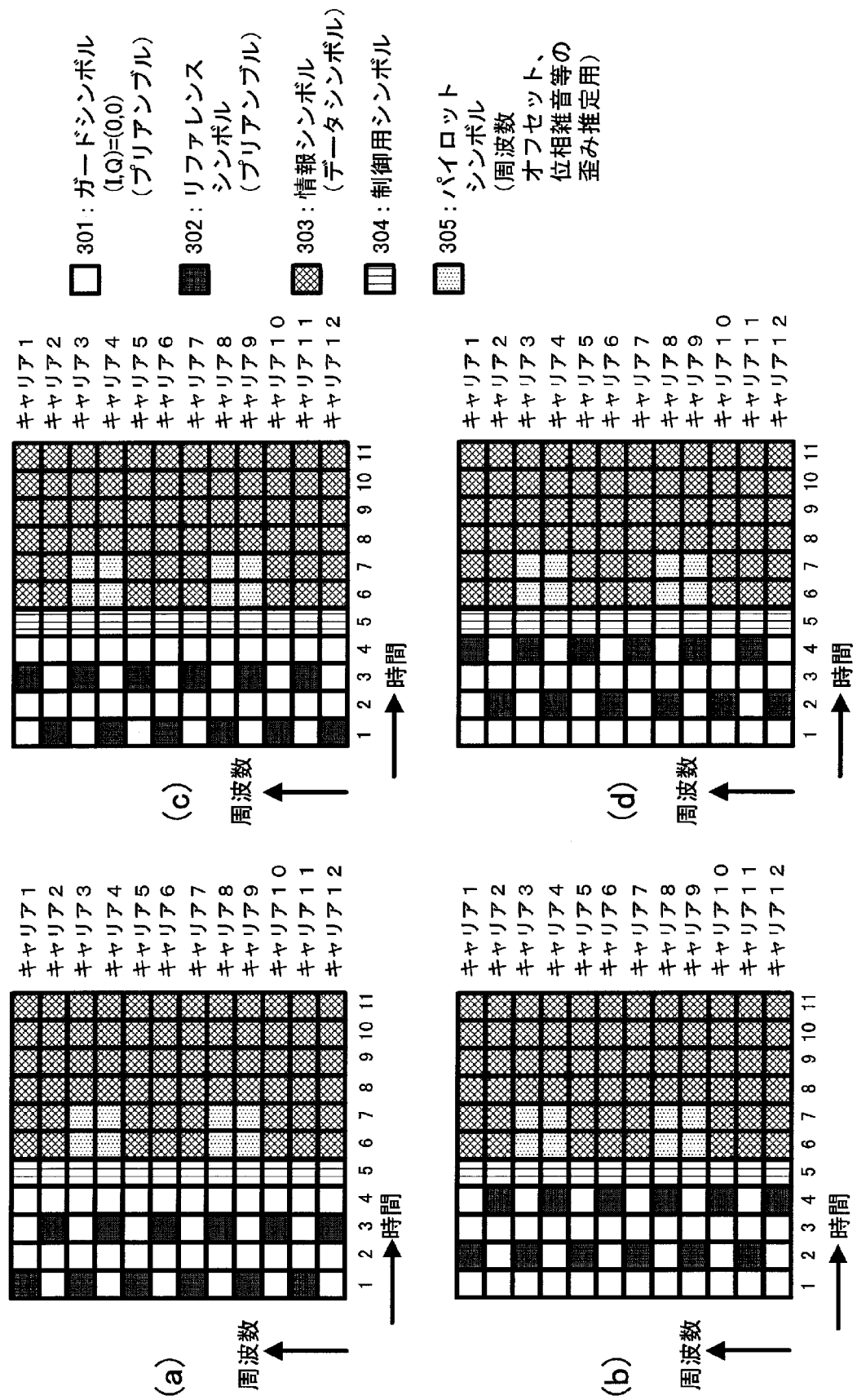
位相関係は
異なって
いてもよい

[図48]

(a)				(b)				(c)				(d)			
チャンネルB、時間3				チャンネルD、時間3				チャンネルB、時間4				チャンネルD、時間4			
キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)		キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)		キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)		キャリア	real part (I)	imaginary part (Q)	
1	2	0		1	0	0		1	0	0		1	2	0	
2	0	0	2	2	-2	0		2	-2	0		2	0	0	
3	-2	0	3	3	0	0		3	0	0		3	-2	0	
4	0	0	4	4	2	0		4	2	0		4	0	0	
5	2	0	5	5	0	0		5	0	0		5	2	0	
6	0	0	6	6	-2	0		6	-2	0		6	0	0	
7	2	0	7	7	0	0		7	0	0		7	2	0	
8	0	0	8	8	-2	0		8	-2	0		8	0	0	
9	-2	0	9	9	0	0		9	0	0		9	-2	0	
10	0	0	10	10	2	0		10	2	0		10	0	0	
11	-2	0	11	11	0	0		11	0	0		11	-2	0	
12	0	0	12	12	2	0		12	2	0		12	0	0	

位相関係は異なっていない

[図49]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2006/316653

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04J15/00(2006.01)i, H04B7/005(2006.01)i, H04B7/04(2006.01)i, H04B7/06(2006.01)i, H04J11/00(2006.01)i, H04Q7/36(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04J15/00, H04B7/005, H04B7/04, H04B7/06, H04J11/00, H04Q7/36

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2006
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2006	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2006

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X Y A	JP 2005-124125 A (Nippon Hoso Kyokai), 12 May, 2005 (12.05.05), Full text; all drawings (Family: none)	1, 5 4 2, 3, 6, 7
Y A	JP 10-500807 A (Qualcomm, Inc.), 20 January, 1998 (20.01.98), Full text; all drawings & WO 1995/022210 A2 & AU 1876295 A & WO 1995/022210 A3 & ZA 9500797 A & FI 963153 A & EP 775393 A1 & BR 9506683 A & AU 682939 B & JP 10-500807 A & KR 97701459 A & MX 9603371 A1 & CN 1146832 A & JP 3272728 B2 & US 2002/0054580 A1 & CN 1345165 A & JP 2002-186018 A & US 6473447 B1 & EP 1317079 A2	4 1-3, 5-7

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
18 October, 2006 (18.10.06)

Date of mailing of the international search report
24 October, 2006 (24.10.06)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2006/316653

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	Oberli, C. Daneshrad, B., "Maximum likelihood tracking algorithms for MIMO-OFDM" 2004.06.20, IN:in: Communications, 2004 IEEE International Conference on, Vol.4, pp.2468 - 2472	1-7

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H04J15/00(2006.01)i, H04B7/005(2006.01)i, H04B7/04(2006.01)i, H04B7/06(2006.01)i,
H04J11/00(2006.01)i, H04Q7/36(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H04J15/00, H04B7/005, H04B7/04, H04B7/06, H04J11/00, H04Q7/36

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 0 6 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 0 6 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 0 6 年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X Y A	JP 2005-124125 A（日本放送協会）2005.05.12, 全文, 全図 （ファミリーなし）	1, 5 4 2, 3, 6, 7

☒ C 欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

1 8 . 1 0 . 2 0 0 6

国際調査報告の発送日

2 4 . 1 0 . 2 0 0 6

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A / J P）
郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5
東京都千代田区霞が関三丁目 4 番 3 号

特許庁審査官（権限のある職員）

彦田 克文

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 5 5 6

5 K

3 4 6 2

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y A	JP 10-500807 A (クアルコム・インコーポレイテッド) 1998.01.20, 全文, 全図 & WO 1995/022210 A2 & AU 1876295 A & WO 1995/022210 A3 & ZA 9500797 A & FI 963153 A & EP 775393 A1 & BR 9506683 A & AU 682939 B & JP 10-500807 A & KR 97701459 A & MX 9603371 A1 & CN 1146832 A & JP 3272728 B2 & US 2002/0054580 A1 & CN 1345165 A & JP 2002-186018 A & US 6473447 B1 & EP 1317079 A2	4 1-3, 5-7
A	Oberli, C. Daneshrad, B., "Maximum likelihood tracking algorithms for MIMO-OFDM" 2004.06.20, IN:in: Communications, 2004 IEEE International Conference on, Vol.4 , pp.2468 - 2472	1-7