

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2013 年 8 月 22 日(22.08.2013)



(10) 国際公開番号

WO 2013/121958 A1

- (51) 国際特許分類:
H04J 99/00 (2009.01) H04J 1/00 (2006.01)
H04B 7/04 (2006.01) H04J 11/00 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2013/052812
- (22) 国際出願日: 2013 年 2 月 7 日(07.02.2013)
- (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 2012-031689 2012 年 2 月 16 日(16.02.2012) JP
- (71) 出願人: シャープ株式会社(SHARP KABUSHIKI KAISHA) [JP/JP]; 〒5458522 大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 番 2 号 Osaka (JP).
- (72) 発明者: 加藤 勝也(KATO, Katsuya), 吉本 貴司(YOSHIMOTO, Takashi), 山田 良太(YAMADA, Ryota), 横枕 梢(YOKOMAKURA, Kozue).
- (74) 代理人: 米津 潔, 外(YONETSU, Kiyoshi et al.); 〒5458522 大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 番 2 号 シャープ株式会社内 Osaka (JP).

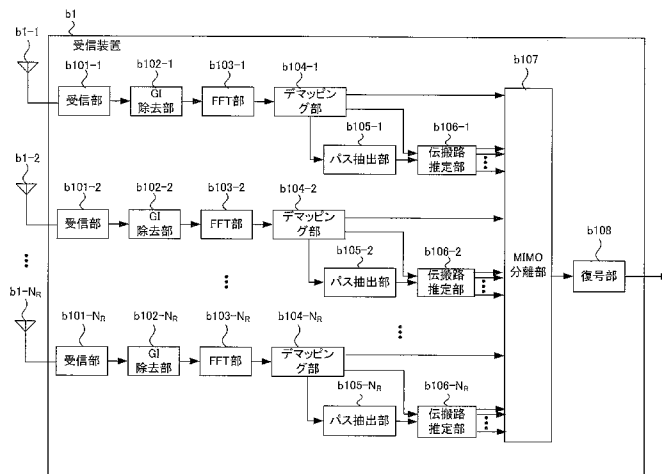
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (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, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, 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 (条約第 21 条(3))

(54) Title: RECEIVING DEVICE, RECEIVING METHOD AND RECEIVING PROGRAM

(54) 発明の名称: 受信装置、受信方法および受信プログラム



b1 Receiving device
b101-1, b101-2, b101-N_R Receiving unit
b102-1, b102-2, b102-N_R GI removing unit
b103-1, b103-2, b103-N_R FFT unit
b104-1, b104-2, b104-N_R Demapping unit
b105-1, b105-2, b105-N_R Pass extraction unit
b106-1, b106-2, b106-N_R Propagation path estimation unit
b107 MIMO separation unit
b108 Decoding unit

(57) Abstract: A GI removing unit (b102-n_R) removes a GI from a received signal. An FFT unit (b103-n_R) performs time frequency conversion on a signal received in step S101. A demapping unit (b104-n_R) separates, from the signal of a frequency region that can be obtained, the received signal of resource elements for which data, a first pilot symbol and a second pilot symbol are transmitted. A pass extraction unit (b105-n_R) uses the first pilot symbol to extract a pass valid for estimation. A propagation path estimation unit (b106-n_R) calculates a first CFR estimation value using the second pilot symbol, calculates a CIR estimation value using pass position information extracted by the pass extraction unit and the first CFR estimation value, and thereafter converts the calculation results to a second CFR estimation value.

(57) 要約: G I 除去部 b 1 0 2 - n_R は、受信信号から G I を除去する。FFT 部 b 1 0 3 - n_R は、ステップ S 1 0 1 で得られる信号に対して時間周波数変換を行う。デマッピング部 b 1 0 4 - n_R は、得られる周波数領域の信号から、データ、第 1 のパイロットシンボル、第 2 のパイロットシンボルそれぞれが送信されたリソースエレメントの受信信号を分離する。パス抽出部 b 1 0 5 - n_R は、第 1 のパイロットシンボルを用いて推定に有効なパスの抽出を行う。伝搬路推定部 b 1 0 6 - n_R は第 2 のパイロットシンボルを用いて第 1 の CFR 推定値を算出し、パス抽出部が抽出したパス位置情報と第 1 の CFR 推定値を用いて C I R 推定値を算出し、その

後第 2 の C F R 推定値に変換する。

明 細 書

発明の名称 : 受信装置、受信方法および受信プログラム

技術分野

[0001] 本発明は、LTEやLTE-Aなどの無線通信システムにおいて、復調用の伝搬路推定を行う受信装置、受信方法および受信プログラムに関する。

背景技術

[0002] 無線通信においては、特に広帯域伝送の場合、先行して受信するパスに加え、建物や山などの障害物からの反射を経由する等して遅延して到来するパスが存在し、このように複数のパスが到来する環境をマルチパス環境という。近年、このようなマルチパス環境で高速・高信頼伝送を実現する手法としてOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing; 直交周波数分割多重) が注目されており、LTE (Long Term Evolution) やLTE-A (LTE-Advanced) 等の次世代移動通信システム、無線LAN、放送等の様々な分野で採用されている。受信装置がOFDM信号を復調する場合には、チャネル推定を行って、サブキャリア毎に伝搬路の周波数応答 (Channel Frequency Response; CFR) を算出する必要がある。これを実現するため、受信装置がその波形 (あるいは、その信号系列) を予め記憶するパイロットシンボルを、送信装置から受信装置へ送信する方法がある。そのパイロットシンボルを用いて高精度なチャネル推定を行うには、高精度な遅延プロファイル (Power Delay Profile; PDP) が必要となる。

[0003] 特許文献1には、チャネルインパルス応答を推定する方法が記載されている。その方法は、パス抽出と、その抽出されたパス情報を用いたチャネルインパルス応答推定の二段階の処理から成る。OFDMにこの技術を用いる場合、推定されたチャネルインパルス応答に時間周波数変換を施して周波数応答に変換してから用いる。

先行技術文献

特許文献

[0004] 特許文献1：特表2002-527997号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0005] しかしながら、LTE-Aでは復調用の伝搬路推定を行うための参照信号として、ユーザ固有の復調用参照信号（Demodulation Reference Signal；DMRS）を用いており、ユーザの使用する帯域にしか参照信号が存在しないため、PDPの推定精度が低下し、結果として伝搬路推定精度も低下するという問題がある。

[0006] 本発明は、斯かる実情に鑑み、無線通信における伝搬路推定精度を大幅に改善することができる受信装置、受信方法および受信プログラムを提供しようとするものである。

課題を解決するための手段

[0007] 本発明は、復調に用いるパイロットシンボルである第2のパイロットシンボルと、前記第2のパイロットシンボルと異なるパイロットシンボルである第1のパイロットシンボルとを受信し、前記第1のパイロットシンボルを用いて電力遅延プロファイルを得る電力遅延プロファイル設定部と、前記電力遅延プロファイルと前記第2のパイロットシンボルとを用いて前記伝搬路推定を行う伝搬路推定部と、を備えることを特徴とする受信装置である。

[0008] 本発明の受信装置において、前記第1のパイロットシンボルと前記第2のパイロットシンボルは異なるリソースに配置されていることを特徴とする。

[0009] また、本発明の受信装置において、前記第1のパイロットシンボルと前記第2のパイロットシンボルは、空間方向の多重方法が異なることを特徴とする。

[0010] また、本発明の受信装置において、前記第1のパイロットシンボルと前記第2のパイロットシンボルは、配置される帯域幅が異なることを特徴とする。

[0011] また、本発明の受信装置において、前記第1のパイロットシンボルよりも前記第2のパイロットシンボルの方が配置される帯域幅が狭いことを特徴と

する。

[0012] また、本発明の受信装置において、前記第2のパイロットシンボルにデータ信号と同じプリコーディングがかかっていることを特徴とする。

[0013] また、本発明の受信装置において、前記電力遅延プロファイル設定部は、有効なパスを抽出してパス情報を生成するパス抽出部として動作し、

前記伝搬路推定部は、前記第2のパイロットシンボルを用いて、前記第2のパイロットシンボルが送信されるサブキャリアにおける周波数応答である第1の周波数応答を推定する第1の周波数応答推定部と、前記パス情報と前記第1の周波数応答を用いて、チャネルインパルス応答を推定するチャネルインパルス応答推定部と、を備えることを特徴とする。

[0014] また、本発明の受信装置において、前記パス抽出部は、第1のパイロットシンボルを用いて、電力遅延プロファイル測定用の周波数応答である仮周波数応答を推定する仮周波数応答推定部と、前記仮周波数応答を仮チャネルインパルス応答に変換する周波数時間変換部と、前記仮チャネルインパルス応答のうち、電力の高い順に所定の数のパスを抽出するパス位置抽出部と、を備えることを特徴とする。

[0015] また、本発明の受信装置において、前記パス抽出部は、選択したパスに候補パスを追加してテストチャネルインパルス応答を推定し、前記テストチャネルインパルス応答の伝搬路適合度を算出し、前記候補パスのうち、追加前の伝搬路適合度を下回るものを削除し、削除されなかった前記伝搬路適合度のうち、大きい順に所定の数のものを選択し、それらに対応する候補パスを新たな選択パスとして選択する一連の処理を、候補パスの個数が所定の数を下回るまで繰り返す、ことを特徴とする。

[0016] また、本発明の受信装置において、前記パス抽出部は、前記伝搬路適合度として、前記仮周波数応答と前記候補パスを追加した場合の伝搬路推定値の誤差の評価値と、抽出したパス数が増えることへのペナルティとの和を用いる、ことを特徴とする。

[0017] また、本発明の受信装置において、前記伝搬路推定部は、前記チャネルイ

ンパルス応答推定部が出力するチャンネルインパルス応答に時間周波数変換を行い、復調用の周波数応答である第2の周波数応答に変換する、ことを特徴とする。

[0018] また、本発明の受信装置において、前記電力遅延プロファイル設定部は、前記仮周波数応答推定部と、前記周波数時間変換部と、前記周波数時間変換部が出力する前記仮チャンネルインパルス応答の電力を算出し、その電力を電力遅延プロファイルに変換し、周波数相関を算出するパス・区間変換部を備える区間抽出部として動作し、

前記伝搬路推定部は、前記第1の周波数応答と、前記周波数相関を用いて、復調用の周波数応答である第2の周波数応答を算出する、ことを特徴とする。

[0019] また、本発明は、復調に用いるパイロットシンボルである第2のパイロットシンボルと、前記第2のパイロットシンボルと異なるパイロットシンボルである第1のパイロットシンボルとを受信し、前記第1のパイロットシンボルを用いて電力遅延プロファイルを得る電力遅延プロファイル設定過程と、前記電力遅延プロファイルと前記第2のパイロットシンボルとを用いて前記伝搬路推定を行う伝搬路推定過程と、を備えることを特徴とする受信方法である。

[0020] また、本発明は、前記受信方法をコンピュータに実行させるための受信プログラムである。

発明の効果

[0021] この発明によれば、伝搬路推定精度を大幅に改善することができ、精度の向上した伝搬路推定値を用いることで、MIMO分離の精度を改善することができる。

図面の簡単な説明

[0022] [図1]本発明の第1の実施形態に係る無線通信システムの概要を示す図である。

[図2]送信装置a1が送信する送信信号を表す図である。

[図3]送信装置 a_1 の構成を示す概略ブロック図である。

[図4]マッピング部 a_{104-n_T} が変調シンボルとパイロットシンボルをマッピングする例を示す図である。

[図5]マッピング部 a_{104-n_T} が変調シンボルとパイロットシンボルをマッピングする例である。

[図6]CSI-RSの一例を示す図である。

[図7]第1の実施形態に係る受信装置 b_1 の構成を示す概略ブロック図である。

[図8]パス抽出部 b_{105-n_R} の構成を示す概略ブロック図である。

[図9]伝搬路推定部 b_{106-n_R} の構成を示す概略ブロック図である。

[図10]第 i シンボルの送信アンテナ a_{1-n_T} からの送信信号 $s_{n_T, i}(t)$ の構成を示す図である。

[図11]受信部 b_{102-n_R} が受信した受信信号の第 i シンボル付近の構成を示す図である。

[図12]符号ベクトル d_u を示す図である。

[図13]仮CFR推定値にIFFT等の周波数時間変換を施し、離散遅延時間 $0 \sim L-1$ までのパスのみを抽出して得られる波形の1例を示す図である。

[図14]入力される位置情報を統合する1例を示す図である。

[図15]第1の実施形態に係る受信装置の動作を示すフローチャートである。

[図16]第2の実施形態に係る受信装置 b_2 の構成を示す概略ブロック図である。

[図17]パス抽出部 b_{205-n_R} の構成を示す概略ブロック図である。

[図18]第2の実施形態に係る受信装置の動作を示すフローチャートである。

[図19]第3の実施形態に係る受信装置 b_3 の構成を示す概略ブロック図である。

[図20]区間設定部 b_{305-n_R} の構成を示す概略ブロック図である。

[図21]仮CIR推定値を、連続値のPDPに変換する1例を示す図である。

[図22]伝搬路推定部 b_{306-n_R} の構成を示す概略ブロック図である。

[図23]第3の実施形態に係る受信装置の動作を示すフローチャートである。

発明を実施するための形態

[0023] 以下、本発明の実施の形態を添付図面を参照して説明する。

[0024] (第1の実施形態)

図1は、本発明の第1の実施形態に係る無線通信システムの概要を示す図である。

[0025] 無線通信システムは、送信装置a1および受信装置b1、受信装置101～103を備える。送信装置a1は、例えば、移動通信システムの基地局（「基地局装置」と言うことがある。）であり、受信装置b1、受信装置101～103は、当該システムの端末（「端末装置」、「移動局」または「移動局装置」と言うことがある。）である。

[0026] 図2は、送信装置a1が送信する送信信号を表している。受信装置b1、受信装置101～103に送信される信号は、帯域201～204のいずれかに割り当てられる。以後、送信装置a1から受信装置b1への送受信について説明する。また、受信装置b1への信号は帯域202を用いるものとして説明する。これは、他の帯域であってもよい。なお、上記の説明では、受信装置の数を4とし、周波数帯域を4つに分割する場合について説明したが、4つでなくともよく、任意であり、例えば2や8等でもよい。

[0027] 送信装置a1は、 N_T 個の送信アンテナa1-1～a1- N_T を備え、そして受信装置b1は、 N_R 個の受信アンテナb1-1～b1- N_R を備える。したがって、無線通信システムは、 $N_T \times N_R$ MIMO、特に、 $N_T \times N_R$ のシングルユーザー MIMOを構成する。なお、MIMOのことを「マイモ」や「ミモ」と言うことがある。

[0028] 図3は、送信装置a1の構成を示す概略ブロック図である。

[0029] 送信装置a1は、符号部a101、変調部a102- n_T 、パイロット生成部a103、マッピング部a104- n_T 、プリコーディング部a105、IFFT (Inverse Fast Fourier Transform; 逆高速フーリエ変換) 部a106- n_T 、GI (Guard Interval; ガードインターバル) 挿入部a107-n

n_T 、送信部 $a108 - n_T$ を含んで構成される。ここで、 $n_T = 1, 2, \dots, N_T$ である。図3では、送信アンテナ $a1 - n_T$ を併せて示す。

[0030] 符号部 $a101$ は、受信装置 $b1$ に送信する情報ビットに対して、畳込み符号、ターボ符号、LDPC (Low Density Parity Check: 低密度パリティ検査) 符号などの誤り訂正符号を用いて符号化し、符号化ビットを生成する。符号部 $a101$ は、生成した符号化ビットを変調部 $a102 - n_T$ に出力する。以後、受信装置 $b1$ に送信する信号のストリーム数を U とし、 N_T 個の変調部 $a102 - n_T$ のうち、 U 個のみを用いる。なお、ここで U は送信ストリーム数である。なお、1つの変調部の出力をシリアルパラレル変換により U 個の信号系列を生成しても良い。

[0031] 変調部 $a102 - n_T$ は、符号部 $a101$ から入力される符号化ビットを、PSK (Phase Shift Keying: 位相変調) や QAM (Quadrature Amplitude Modulation: 直交振幅変調) などの変調方式を用いて変調し、変調シンボルを生成する。変調部 $a102 - u$ は、生成した変調シンボルをマッピング部 $a104 - n_T$ に出力する。

[0032] パイロット生成部 $a103$ は、受信装置 $b1$ が伝搬路推定を行うための参照信号として、 U 通りのパイロットシンボルを生成し、マッピング部 $a104 - n_T$ に出力する。また、パイロット生成部 $a103$ は、受信装置 $101 \sim 103$ が伝搬路推定を行うための参照信号も生成する。詳細はマッピング部 $a104 - n_T$ と併せて説明する。

[0033] マッピング部 $a104 - n_T$ は、変調部 $a102 - n_T$ から入力される変調シンボルと、パイロット生成部 $a103$ から入力されるパイロットシンボルを、予め定められたマッピング情報に基づいてリソースエレメント (時間-周波数帯域) にマッピングして周波数領域の信号を生成し、生成した周波数領域の信号をIFFT部 (周波数時間変換部ともいう) $a106 - n_T$ に出力する。なお、リソースエレメントとは、送信装置 $a1$ が送信するフレームにおいて1つのサブキャリアと1つの後述するFFT区間から成る、変調シンボルを配置する単位である。また、マッピング情報は、送信装置 $a1$ が決定

し、送信装置 a 1 から受信装置 b 1 へ予め通知される。

[0034] プリコーディング部 a 1 0 5 は、マッピング部 a 1 0 4 - n_T から入力される変調シンボルとパイロットシンボルにプリコーディングを施す。なお、C R S にはプリコーディングは行わない。その後、I F F T 部 a 1 0 6 - n_T へ出力する。

[0035] I F F T 部 a 1 0 6 - n_T は、プリコーディング部 a 1 0 5 から入力される周波数領域の信号を周波数-時間変換し、時間領域の信号を生成する。ここで、I F F T を行う単位的时间区間を F F T 区間という。I F F T 部 a 1 0 6 - n_T は、生成した時間領域の信号を G I 挿入部 a 1 0 7 - n_T に出力する。

[0036] G I 挿入部 a 1 0 7 - n_T は、I F F T 部 a 1 0 6 - n_T から入力される時間領域の信号に対して、F F T 区間の信号毎に G I を付加する。ここで、G I とは、F F T 区間の信号の後方の一部を複製したものである。また、ゼロ区間や G o l a y 符号等を用いた既知信号区間としてもよい。G I 挿入部 a 1 0 7 - n_T は、このような信号を F F T 区間の信号の前方に付加する。

[0037] なお、F F T 区間と、G I 挿入部 a 1 0 7 - n_T がその時間区間の信号に付加した G I の時間区間（G I 区間という）と、を併せて O F D M シンボル区間という。また、O F D M シンボル区間の信号を O F D M シンボルという。G I 挿入部 a 1 0 7 - n_T は、G I を付加した信号を送信部 a 1 0 8 - n_T に出力する。

[0038] なお、G I を F F T 区間の後方に挿入してもよい。また、G I はサイクリックプレフィックス（Cyclic Prefix ; CP）とも呼ばれる。

[0039] 送信部 a 1 0 8 - n_T は、G I 挿入部 a 1 0 7 - n_T から入力される信号をデジタル・アナログ（D A）変換し、変換したアナログ信号を波形整形する。送信部 a 1 0 8 - n_T は、波形整形した信号をベースバンド帯から無線周波数帯にアップコンバートし、送信アンテナ a 1 - n_T から受信装置 b 1 へ送信する。

[0040] 図 4 は、マッピング部 a 1 0 4 - n_T が変調シンボルとパイロットシンボル

をマッピングする例であり、LTE-A又はLTEにおいてCRS (Cell specific Reference Signal) をパイロットシンボルとして挿入する場合について示している。CRSは、セル固有のパイロットシンボルであり、同一セルにいる端末は、同じものを受信する。1つの四角はリソースエレメントを表しており、図の401～404のそれぞれに見られるように、時間方向に14個、周波数方向に12個配置された様子を表している。ここで、リソースエレメントとは、送信装置a1が送信する信号において、周波数軸上の1つのサブキャリアと時間軸上の1つのシンボル区間とから成る単位である。なお、この時間方向に14個、周波数方向に12個配置された単位をサブフレームと呼ぶ。CRSでは、4送信アンテナまでしかサポートしておらず、後述するDMRSと異なりプリコーディングも施されていないため、DMRS (Demodulation Reference Signal) を用いて復調を行うユーザが復調用の伝搬路推定に用いることはできない。以後、CRSの送信アンテナ数を N_T とする。

[0041] 図5は、マッピング部a104- n_T が変調シンボルとパイロットシンボルをマッピングする例であり、LTE-AにおいてDMRSをパイロットシンボルとして挿入する場合について示している。図5の501について説明すると、DMRSが配置されているサブキャリア(1、6、11)毎に、DMRSを配置できるリソースエレメントがサブフレーム中に4つ存在する。この4つのリソースエレメントに、パイロットシンボルが最大4ストリーム分、プリコーディングを施した後にコード多重されて挿入される。また、図5の502の挿入パターンも用意されており、他のストリームの分のパイロットシンボルを挿入できるので、最大で8ストリームまで多重することができる。

[0042] 図2に戻ると、CRSは201～204の全帯域に挿入されるが、DMRSは割り当てられた帯域にのみ挿入される。すなわち、受信装置b1へのDMRSは帯域202にのみ挿入される。以後の説明では、第1のパイロットシンボルをパス位置検出用、第2のパイロットシンボルをチャネルインパル

ス応答推定用のパイロットシンボルとして用い、本実施形態では、一例として第1のパイロットシンボルをCRS、第2のパイロットシンボルをDMRSとして説明する。ただし、本発明はこれに限らず、第1のパイロットシンボルと第2のパイロットシンボルが異なるパイロット配置であれば本発明に含まれる。また、配置が異なるとは、異なる周波数、時間など、異なるリソースエレメントに配置されていればよい。また、パイロットシンボルの種類が同じであっても、第1のパイロットシンボルと第2のパイロットシンボルに分けることは可能であり、例えば、パイロットシンボル系列の奇数番目を第1のパイロットシンボル、偶数番目のパイロットシンボル系列を第2のパイロットシンボル系列とすることができる。また、例えば、第1のパイロットシンボルは、CRSではなく、図6に示すLTE-AのCSI-RS (CSI-Reference Signal) 等でもよい。CSI-RSは、基地局にチャネル状態をフィードバックするために使用されるパイロットシンボルである。図6はCSI-RSの一例を示しており、601~604は、1つのサブフレームの中にCSI-RSを配置するリソースエレメントが2つ用意されており、2つのストリームをコード多重して挿入する。それが4つ用意されているので、8ストリームまで挿入することができる。CSI-RSは、CRSと同様に全帯域に挿入される。また、LTE-Aのパイロットシンボルでなくてもよい。

[0043] また、以後の説明では、第1のパイロットシンボルと第2のパイロットシンボルが同じサブフレームに挿入される場合において説明するが、それぞれが時間的に異なるサブフレームに挿入される場合であってもよい。

[0044] 図7は、本実施形態に係る受信装置b1の構成を示す概略ブロック図である。

[0045] この図において、受信装置b1は、受信部b101-n_R、GI除去部b102-n_R、FFT部（時間周波数変換部ともいう）b103-n_R、デマッピング部b104-n_R、パス抽出部b105-n_R、伝搬路推定部b106-n_R、MIMO分離部b107、復号部b108を含んで構成される。ここ

で、 $n_R = 1, 2, \dots, N_R$ である。図7では、受信アンテナ $b1 - n_R$ を併せて示す。

[0046] 受信部 $b101 - n_R$ は、送信装置 $a1$ が送信した送信信号を、受信アンテナ $b1 - n_R$ を介して受信する。受信部 $b101 - n_R$ は、受信した信号に対して、周波数変換及びアナログーデジタル（AD）変換を行う。

[0047] GI除去部 $b102 - n_R$ は、受信部 $b101 - n_R$ から入力される信号から、GIを除去し、FFT部 $b103 - n_R$ へ出力する。

[0048] FFT部 $b103 - n_R$ は、GI除去部 $b102 - n_R$ から入力される時間領域の信号に対して時間周波数変換を行い、変換した周波数領域の信号をデマッピング部 $b104 - n_R$ へ出力する。

[0049] デマッピング部 $b104 - n_R$ は、送信装置 $a1$ から予め通知されたマッピング情報に基づいてデマッピングし、データとパイロットシンボルを分離する。分離された第1のパイロットシンボルをパス抽出部 $b105 - n_R$ 、第2のパイロットシンボルを伝搬路推定部 $b106 - n_R$ 、データをMIMO分離部 $b107$ へ出力する。

[0050] パス抽出部 $b105 - n_R$ は、デマッピング部 $b104 - n_R$ から入力される第1のパイロットシンボルを用いてパス情報を算出し、伝搬路推定部 $b106 - n_R$ へ出力する。具体的な処理は、図8を用いて後述する。

[0051] 伝搬路推定部 $b106 - n_R$ は、デマッピング部 $b104 - n_R$ から入力される第2のパイロットシンボルと、パス抽出部 $b105 - n_R$ から入力されるパス情報を用いて第2のCFR推定値を算出し、MIMO分離部 $b107$ へ出力する。具体的な処理は、図9を用いて後述する。

[0052] MIMO分離部 $b107$ は、伝搬路推定部 $b106 - n_R$ から入力されるU通りの第2のCFR推定値、すなわちQR通りの第2のCFR推定値を用いて、ZF（Zero Forcing）基準、MMSE（最小平均二乗誤差：Minimum Mean Square Error）基準等のフィルタ係数を算出し、MIMO分離を行う。あるいは、QR通りの第2のCFR推定値を用いて、MLD（最尤検出：Maximum Likelihood Detection）等の非線形処理を用いて分離を行なってもよい。

これらの公知技術を用いて、ビット対数尤度比 (Log Likelihood Ratio ; L L R) を算出し、復号部 b 1 0 8 へ出力する。

[0053] 復号部 b 1 0 8 は、M I M O 分離部 b 1 0 7 から入力されるビット L L R を用いて、例えば、最尤復号法 (Maximum Likelihood Decoding)、最大事後確率 (Maximum A posteriori Probability ; M A P)、l o g - M A P、M a x - l o g - M A P、S O V A (Soft Output Viterbi Algorithm) 等を用いて、復号処理を行う。

[0054] 図 8 は、パス抽出部 b 1 0 5 - n_R の構成を示す概略ブロック図である。

[0055] この図において、パス抽出部 b 1 0 5 - n_R は、分離部 b 1 0 5 - $n_R - 1$ 、仮 C F R (周波数応答 : Channel Frequency Response) 推定部 b 1 0 5 - $n_R - 2 - n'_T$ 、F F T 部 b 1 0 5 - $n_R - 3 - n'_T$ 、パス位置抽出部 b 1 0 5 - $n_R - 4 - n'_T$ 、パス位置統合部 b 1 0 5 - $n_R - 5$ を含んで構成される。ここで、 $n'_T = 1, 2, \dots, N'_T$ である。

[0056] 分離部 b 1 0 5 - $n_R - 1$ は、デマッピング部 b 1 0 4 - n_R から入力される、第 1 のパイロットシンボルが挿入されたリソースエレメントの受信信号をストリーム毎に分離し、第 n'_T ストリームの分を仮 C F R 推定部 b 1 0 5 - $n_R - 2 - n'_T$ へ出力する。

[0057] 仮 C F R 推定部 b 1 0 5 - $n_R - 2 - n'_T$ は、第 1 のパイロットシンボルが挿入されているサブキャリアの C F R を推定する (仮 C F R 推定値と呼ぶ)。仮 C F R 推定値を I F F T 部 b 1 0 5 - $n_R - 3 - n'_T$ へ出力する。

[0058] I F F T 部 b 1 0 5 - $n_R - 3 - n'_T$ は、仮 C F R 推定部 b 1 0 5 - $n_R - 2 - n'_T$ から入力される仮 C F R 推定値に周波数時間変換を行い、仮チャネルインパルス応答 (Channel Impulse Response ; C I R) 推定値に変換する。仮 C I R 推定値をパス位置抽出部 b 1 0 5 - $n_R - 4 - n'_T$ に出力する。

[0059] パス位置抽出部 b 1 0 5 - $n_R - 4 - n'_T$ は、I F F T 部 b 1 0 5 - $n_R - 3 - n'_T$ から入力される仮 C I R 推定値のうち、電力の高い順に N_s 個のパスを抽出する。抽出したパス情報をパス位置統合部 b 1 0 5 - $n_R - 5$ へ出力する。なお、 N_s の値は、5 0、6 0、7 0 等、受信装置 b 1 の設計段階で決め

ておいてもよいし、設計段階では可変として受信装置 $b1$ のファームウェアやソフトウェアをアップデートする際に更新する等をしてよい。

[0060] パス位置統合部 $b105 - n_R - 5$ は、パス位置抽出部 $b105 - n_R - 4 - n'_T$ から入力される N'_T 通りのパス情報を統合し、伝搬路推定部 $b106 - n_R$ へ出力する。この動作は動作原理と併せて後述する。

[0061] 図9は、伝搬路推定部 $b106 - n_R$ の構成を示す概略ブロック図である。

[0062] この図において、伝搬路推定部 $b106 - n_R$ は、第1のCFR推定部 $b106 - n_R - 1$ 、CIR推定部 $b106 - n_R - 2 - u$ 、第2のCFR推定部 $b106 - n_R - 3 - u$ を含んで構成される。ここで、 $u = 1, 2, \dots, U_{max}$ である。なお、 U_{max} は受信装置 $b1$ が受信できる最大のストリーム数である。送信ストリーム数が U 個の場合は、 $u = 1, 2, \dots, U_{max}$ のうち、 U 個のみを用いる。これは以後も同様である。

[0063] 第1のCFR推定部 $b106 - n_R - 1$ は、デマッピング部 $b104 - n_R$ から入力される第2のパイロットシンボルを用いて、第2のパイロットシンボルが挿入されているサブキャリアの第1のCFRを、多重されている U 個のストリームの分だけ推定する。第2のパイロットシンボルがDMRSである場合は、対象となるサブキャリアでコード多重されているDMRSを解けばよい。推定した第 u ストリームの第1のCFR推定値をCIR推定部 $b106 - n_R - 2 - u$ へ出力する。

[0064] CIR推定部 $b106 - n_R - 2 - u$ は、第1のCFR推定部 $b106 - n_R - 1$ から入力される第 u ストリームの第1のCFR推定値と、パス抽出部 $b105 - n_R$ から入力されるパス情報とを用いてCIR推定値を算出する。算出したCIR推定値を第2のCFR推定部 $b106 - n_R - 3 - u$ へ出力する。

[0065] 第2のCFR推定部 $b106 - n_R - 3 - u$ は、CIR推定部 $b106 - n_R - 2 - u$ から入力されるCIR推定値に時間周波数変換を行い、CFRに変換する（第2のCFRと呼ぶ）。第2のCFR推定部 $b106 - n_R - 3 - u$ は、算出した第2のCFR推定値をMIMO分離部 $b107$ へ出力する。

[0066] <動作原理について>

以下、受信装置 b 1 の動作原理について、図 7 を参照しながら説明する。

[0067] 受信部 b 1 0 2 - n_R が受信した時刻 t の受信信号 r_{n_R} (t) は、次式 (1) ~ (3) で表わされる。

[0068] [数1]

$$r_{n_R}(t) = \sum_{n_T=1}^{N_T} \int_0^{T_D} h_{n_R, n_T}(\tau) s_{n_T}(t-\tau) d\tau + z_{n_R}(t) \quad \cdots (1)$$

$$s_{n_T}(t) = \sum_{i=0}^{\infty} s_{n_T, i}(t) \quad \cdots (2)$$

$$s_{n_T, i}(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} S_{n_T, i, n} \exp[j2\pi m \Delta_f (t - iT_s - T_G)] \quad \text{for } iT_s \leq t < (i+1)T_s \quad \cdots (3)$$

[0069] ここで、T_Dは最大遅延時間、h_{n_R, n_T} (τ) は、送信アンテナ a 1 - n_T から受信アンテナ b 1 - n_R への、遅延時間 τ における複素振幅、s_{n_T} (t) は送信アンテナ a 1 - n_T からの送信信号、z_{n_R} (t) は受信アンテナ b 1 - n_R における雑音、s_{n_T, i} (t) は第 i シンボルのみの送信アンテナ a 1 - n_T からの送信信号、N は F F T ポイント数、S_{n_T, i, n} は第 i シンボルの第 n サブキャリアの送信アンテナ a 1 - n_T からの変調信号、T_G はガードインターバル長、T_s は O F D M シンボル区間の長さ、Δ_f はサブキャリア間の周波数間隔である。なお、τ = 0 ~ T_D の複素振幅 h_{n_R, n_T} (τ) をまとめてチャネルインパルス応答という。ただし、送信信号と受信信号の先行波が同期しているものとしてモデル化を行い、サブフレーム内でのチャネル変動は無いものとしている。

[0070] 図 1 0 に、第 i シンボルの送信アンテナ a 1 - n_T からの送信信号 s_{n_T, i} (t) の構成を示す。送信信号 s_{n_T} (t) は、これら 1 つ 1 つの O F D M シンボルが時間的に並んだ形で構成される。

[0071] 図 1 1 に、受信部 b 1 0 2 - n_R が受信した受信信号の第 i シンボル付近の構成を示す。簡単のため、先行波と 3 つの遅延パスのみが到来する場合を示し、n_T = 1 として図示したが、実際は式 (1) でモデル化したように、遅延パスは連続的に到来する。

[0072] 以後、第 i シンボルの復調・復号について考える。受信部 $b101 - n_R$ でデジタル領域の受信信号が得られ、 $G1$ 除去部 $b102 - n_R$ で $G1$ を除去し、FFT部 $b103 - n_R$ で時間周波数変換を行う。これらの結果、得られる第 i シンボルにおける第 n サブキャリアの受信信号 $R_{n_R, i, n}$ は、次式 (4) ~ (5) で表される。

[0073] [数2]

$$\begin{aligned} R_{n_R, i, n} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=N_g}^{N_g+N-1} r_{n_R}(iT_s + k\Delta_t) \exp\left[-j\frac{2\pi}{N}(k - N_g)\right] \\ &= \sum_{n_i=1}^{N_T} H_{n_R, n_T, n} S_{n_T, i, n} + Z_{n_R, i, n} \quad \dots (4) \end{aligned}$$

$$H_{n_R, n_T, n} = \int_0^{T_D} h_{n_R, n_T}(\tau) \exp(-j2\pi m \Delta_f \tau) \quad \dots (5)$$

[0074] ここで、 $H_{n_R, n_T, n}$ は第 n サブキャリアにおける送信アンテナ $a1 - n_T$ から受信アンテナ $b1 - n_R$ へのCFR、 $Z_{n_R, i, n}$ は第 i シンボルにおける第 n サブキャリアの受信アンテナ $b1 - n_R$ における雑音、 Δ_t はデジタル信号のサンプリング周波数であり、 $\Delta_t = 1/N\Delta_f$ の関係がある。なお、 T_D は T_G を超えていないものとしてモデル化を行った。また、 $T_G = N_g \Delta_t$ である。なお、 $S_{n_T, i, n}$ は図3の送信装置 $a1$ におけるプリコーディング部 $a105$ が出力する信号である。

[0075] 受信アンテナ $b1 - 1 \sim b1 - N_R$ における受信信号をベクトル表記したものを $R_{i, n}$ とすると、 $R_{i, n}$ は次式 (6) ~ (8) で表される。

[0076] [数3]

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{i, n} &= (R_{1, i, n} \quad \dots \quad R_{N_R, i, n})^T \\ &= \mathbf{H}_n \mathbf{S}_{i, n} + \mathbf{Z}_{i, n} \quad \dots (6) \end{aligned}$$

$$\mathbf{H}_n = \begin{pmatrix} H_{1,1,n} & \dots & H_{1,N_T,n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_R,1,n} & \dots & H_{N_R,N_T,n} \end{pmatrix} \quad \dots (7)$$

$$\mathbf{Z}_{i, n} = (Z_{1, i, n} \quad \dots \quad Z_{N_R, i, n})^T \quad \dots (8)$$

[0077] ここで、 $\mathbf{H}_n$ は $N_R \times N_T$ のCFR行列、 $\mathbf{S}_{i, n}$ は $N_T \times 1$ の送信信号ベクトル

ル、 $\mathbf{Z}_{i,n}$ は $N_R \times 1$ の雑音ベクトル、 $\mathbf{X}^T$ は $\mathbf{X}$ の転置を表す。また、 $N_T \times U$ のプリコーディング行列 $\mathbf{V}$ を次式(9)で表すことにする。なお、プリコーディングをすることは伝送特性が改善するという点で好適であるが、プリコーディングをしない場合も本発明に含まれる。

[0078] [数4]

$$\mathbf{V} = \begin{pmatrix} v_{1,1} & \cdots & v_{1,U} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ v_{N_R,1} & \cdots & v_{N_R,U} \end{pmatrix} \cdots \quad (9)$$

[0079] 第 i シンボル第 n サブキャリアの第 u ストリームにおけるプリコーディング前の送信信号を $c_{u,i,n}$ とすると、受信信号ベクトル $\mathbf{R}_{i,n}$ は次式(10)～(13)のように書き直せる。

[0080] [数5]

$$\mathbf{R}_{i,n} = \mathbf{H}_{v,n} \mathbf{c}_{i,n} + \mathbf{Z}_{i,n} \cdots \quad (10)$$

$$\mathbf{H}_{v,n} = \mathbf{H}_n \mathbf{V}$$

$$= \begin{pmatrix} H_{v,1,1,n} & \cdots & H_{v,1,U,n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{v,N_R,1,n} & \cdots & H_{v,N_R,U,n} \end{pmatrix} \cdots \quad (11)$$

$$H_{v,n_R,u,n} = \sum_{n_T=1}^{N_T} H_{n_R,n_T,n} v_{n_T,u} \cdots \quad (12)$$

$$\mathbf{c}_{i,n} = (c_{1,i,n} \cdots c_{U,i,n})^T \cdots \quad (13)$$

[0081] 従って、送信された変調シンボルである $c_{u,i,n}$ を推定するには、プリコーディングの影響を受けた後のCFRである $H_{v,n_R,n_T,n}$ を推定して用いればよい。

[0082] ここでは、復調に用いる $H_{v,n_R,n_T,n}$ の推定値である第2のCFR推定値 $H''_{v,n_R,n_T,n}$ が得られているものとして、受信装置b1の残りの機能を説明する。 $H''_{v,n_R,n_T,n}$ を推定するパス抽出部b105- n_R および伝搬路推定部b106- n_R の動作原理は後述する。

[0083] MIMO分離部b107は、例えばMMSE基準のMIMO分離を用いた場合、第 i シンボル第 n サブキャリアの第 u ストリームにおける分離後シン

ボル $c'_{u,i,n}$ を次式 (14)、(15) を用いて算出する。

[0084] [数6]

$$c'_{u,i,n} = \mathbf{e}_u^T (\mathbf{H}_{v,n}^{H} \mathbf{H}_{v,n} + \sigma^2 \mathbf{I}_U)^{-1} \mathbf{H}_{v,n}^{H} R_{i,n} \quad \dots (14)$$

$$\mathbf{H}_{v,n} = \begin{pmatrix} H_{v,1,1,n}^{H} & \dots & H_{v,1,U,n}^{H} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{v,N_R,1,n}^{H} & \dots & H_{v,N_R,U,n}^{H} \end{pmatrix} \quad \dots (15)$$

[0085] ここで、 $\mathbf{X}^H$ は $\mathbf{X}$ の複素共役転置を表し、 $\mathbf{e}_u$ はサイズが $U \times 1$ で、第 u 要素だけが 1 で他が 0 のベクトルである。従って、例えば $U=4$ のとき、 $\mathbf{e}_2 = (0 \ 1 \ 0 \ 0)^T$ となる。また、 σ^2 は $Z_{N_R,i,n}$ の電力であり、復号の結果を用いて得られる $c_{u,i,n}$ のレプリカ $c''_{u,i,n}$ を用いて、次式 (16) のように推定することができる。

[0086] [数7]

$$\sigma^2 = \frac{1}{NN_R} \sum_{n=0}^{N-1} (\mathbf{R}_{i,n} - \mathbf{H}_{i,n}^{H} \mathbf{c}_{i,n}'')^H (\mathbf{R}_{i,n} - \mathbf{H}_{i,n}^{H} \mathbf{c}_{i,n}'') \quad \dots (16)$$

[0087] ただし、 N 個全てのサブキャリアを使っていない場合は、適宜平均するサブキャリア数を調整する。この処理を、復号の終わっているシンボルで行えばよい。なお、式 (16) のようにサブキャリア方向の平均化だけでなく、シンボルに関して平均 (i に関する平均) してもよいし、その際に過去の結果ほど忘却するような重み付け平均を行ってもよい。また、 $c''_{u,i,n}$ として、復号部 b108 の出力結果を用いて作成されるソフトレプリカを用いてもよいし、あるいは復調結果を硬判定したハードレプリカを用いてもよい。また、復号結果ではなく、復調結果 $c''_{u,i,n}$ をそのまま用いてもよいし、あるいはそれを硬判定したハードレプリカを用いてもよい。また、パイロットシンボルに該当する場合は、そのままパイロットシンボルを用いればよい。

[0088] MIMO 分離部 b107 は、式 (14) の MIMO 分離後シンボル $c'_{u,i,n}$ からビット対数尤度比を算出する。この算出処理には等価振幅利得が用いられる。具体的には、QPSK の場合、次式 (17) で表わされる第 i シンボル第 n サブキャリアの第 u ストリームにおける等価振幅利得 $\mu_{u,i,n}$ に対して

、ビット対数尤度比 λ は、次式（１８）、（１９）で表わされる。ここで、式（１８）、（１９）は、それぞれ、１ビット目のビット $b_{u,i,n,0}$ 、２ビット目のビット $b_{u,i,n,1}$ のビット対数尤度比 $\lambda(b_{u,i,n,0})$ 、 $\lambda(b_{u,i,n,1})$ である。

[0089] [数8]

$$\mu_{u,i,n} = \mathbf{e}_u^T \left(\mathbf{H}_{v,n}^{*H} \mathbf{H}_{v,n}^{*} + \sigma^2 \mathbf{I}_U \right)^{-1} \mathbf{H}_{v,n}^{*H} \mathbf{e}_u \quad \dots (17)$$

$$\lambda(b_{u,i,n,0}) = \frac{4 \operatorname{Re}[c'_{u,i,n}]}{\sqrt{2}(1 - \mu_{u,i,n})} \quad \dots (18)$$

$$\lambda(b_{u,i,n,1}) = \frac{4 \operatorname{Im}[S'_{u,i,n}]}{\sqrt{2}(1 - \mu_{u,i,n})} \quad \dots (19)$$

[0090] 次に、伝搬路推定について説明する。まずは、図９を参照しながら第２のＣＦＲ推定値を算出する方法について説明し、その後に図８を参照しながらパス抽出について説明する。

[0091] 第１のＣＦＲ推定部 $b106 - n_R - 1$ では、図５のように挿入されているＤＭＲＳを用いて第１のＣＦＲ推定値を算出する。ＬＴＥ－Ａでは、図５の５０１のパターンに第１、２、５、７ストリームのＤＭＲＳ、５０２のパターンに第３、４、６、８ストリームのＤＭＲＳを挿入する。説明のため、図５の５０１を用いて、第１、２、５、７ストリームのＤＭＲＳを挿入する場合について説明する。

[0092] ＤＭＲＳでは、同一サブキャリアの４つのリソースエレメントを用いて符号多重を行う。サイズ 4×1 の第 u ストリームの符号ベクトルを $\mathbf{d}_u$ とすると、図５の５０１のＤＭＲＳが挿入されるサブキャリアの各リソースエレメントの信号は、次式（２０）のようになる。

[0093] [数9]

$$(c_{u,5,n} \ c_{u,6,n} \ c_{u,12,n} \ c_{u,13,n})^T = \mathbf{d}_u c_{p,u,n} \quad \dots (20)$$

[0094] ここで、 $c_{p,u,n}$ は第 u ストリームの第 n サブキャリアにおけるパイロットシンボルであり、 n は図５の５０１を参照すると、１、５、１１に制限される。該当するリソースエレメントには、第１、２、５、７ストリームからは

信号を送信しない。また、 d_u は図12で表される。従って、式(20)が表すリソースエレメントにおける受信アンテナ $b1 - n_R$ が受信する受信信号は、式(10)を参照すると、次式(21)のようになる。

[0095] [数10]

$$\begin{aligned} & \left(R_{n_R,5,n} \quad R_{n_R,6,n} \quad R_{n_R,12,n} \quad R_{n_R,13,n} \right)^T \\ & = \sum_{u \in \{1,2,5,7\}} H_{v,n_R,u,n} \mathbf{d}_u^T c_{p,u,n} + \left(Z_{n_R,5,n} \quad Z_{n_R,6,n} \quad Z_{n_R,12,n} \quad Z_{n_R,13,n} \right)^T \quad \dots \quad (21) \end{aligned}$$

[0096] このとき、第1のCFR推定値 $H'_{v,n_R,u,n}$ は符号ベクトル d_u を式(21)の受信信号ベクトルに乗算することで得ることができ、次式(22)、(23)のように表される。

[0097] [数11]

$$\begin{aligned} H'_{v,n_R,u,n} &= \frac{1}{4c_{p,u,n}} \mathbf{d}_u^T \left(R_{n_R,5,n} \quad R_{n_R,6,n} \quad R_{n_R,12,n} \quad R_{n_R,13,n} \right)^T \\ &= H_{v,n_R,u,n} + Z'_{v,n_R,u,n} \quad \dots \quad (22) \\ Z'_{v,n_R,u,n} &= \frac{1}{4c_{p,u,n}} \mathbf{d}_u^T \left(Z_{n_R,5,n} \quad Z_{n_R,6,n} \quad Z_{n_R,12,n} \quad Z_{n_R,13,n} \right)^T \quad \dots \quad (23) \end{aligned}$$

[0098] これは、図12の通り、 d_u ($u=1, 2, 5, 7$) がそれぞれ直交していることを利用している。 $u=3, 4, 6, 8$ についても、式(22)と同様の操作を、図5の502における該当サブキャリア(図中では0、4、10)それぞれに対して行うことで、得ることができる。

[0099] 次にCIR推定部6106- n_R-2-u を説明する。

[0100] 第1の実施形態では、チャネルインパルス応答 $h(\tau)$ が、 $\tau=0, \Delta_t, \dots, D\Delta_t$ でサンプリングできるものと仮定する。ここで、 $D\Delta_t = T_d$ である。これは、伝搬路がFIR(Finite Impulse Response; 有限インパルス応答)フィルタと仮定し、その係数を推定することでCIRを推定したものとするに相当する。このとき、第1のCFR推定値 $H'_{v,n_R,u,n}$ を要素に持つベクトル $H'_{v,n_R,u}$ は次式(24)~(28)のようになる。

[0101]

[数12]

$$\mathbf{H}'_{v,n_R,u} = \begin{pmatrix} H'_{v,n_R,u,n_1} & H'_{v,n_R,u,n_2} & \cdots & H'_{v,n_R,u,n_P} \end{pmatrix}^T \\ = \mathbf{F} \mathbf{h}_{v,n_R,u} + \mathbf{Z}'_{v,n_R,u} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (24)$$

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & \exp\left(-j\frac{2\pi n_1}{N}\right) & \cdots & \exp\left(-j\frac{2\pi n_1}{N}(L-1)\right) \\ 1 & \exp\left(-j\frac{2\pi n_2}{N}\right) & \cdots & \exp\left(-j\frac{2\pi n_2}{N}(L-1)\right) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \exp\left(-j\frac{2\pi n_P}{N}\right) & \cdots & \exp\left(-j\frac{2\pi n_P}{N}(L-1)\right) \end{bmatrix} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (25)$$

$$\mathbf{h}_{v,n_R,u} = \begin{pmatrix} h_{v,n_R,u,0} & \cdots & h_{v,n_R,u,L-1} \end{pmatrix}^T \quad \cdot \cdot \cdot \quad (26)$$

$$h_{v,n_R,u,d} = \sum_{n_T=1}^{N_T} h_{n_R,n_T}(d\Delta_t) v_{n_T,u} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (27)$$

$$\mathbf{Z}'_{v,n_R,u} = \begin{pmatrix} Z'_{v,n_R,u,n_1} & \cdots & Z'_{v,n_R,u,n_P} \end{pmatrix}^T \quad \cdot \cdot \cdot \quad (28)$$

[0102] ここで、 n_1 、 $\cdot \cdot \cdot$ n_P は、パイロットサブキャリアであり、 P はパイロットサブキャリア数である。図5の501を参照すると、 $n_1=1$ 、 $n_2=5$ 、 $n_3=11$ であり、さらに割り当てられる周波数が続く場合は、 $n_4=13$ 、 $n_5=17$ 、 $n_6=23$ 、となっていく。また、 $\mathbf{F}$ は $P \times L$ の離散フーリエ変換行列であり、 L は想定する最大の離散遅延時間である。 L は $L > D$ となっていればよく、大きめの値を設定すればよい。例えば、GIポイント数 N_g を設定してもよいし、それを超える値を設定してもよい。

[0103] このとき、CIR推定ベクトル $\mathbf{h}_{v,n_R,u}$ はMMSEを用いると、次式(29)、(30)のように表される。

[0104] [数13]

$$\mathbf{h}'_{v,n_R,u} = \mathbf{C}_{v,h} \mathbf{F}^H \left(\mathbf{F} \mathbf{C}_{v,h} \mathbf{F}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_P \right)^{-1} \mathbf{H}'_{v,n_R,u} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (29)$$

$$\mathbf{C}_{v,h} = E \left[\mathbf{h}_{v,n_R,u} \mathbf{h}_{v,n_R,u}^H \right] \quad \cdot \cdot \cdot \quad (30)$$

[0105] ここで、 $E[X]$ は X のアンサンブル平均を表し、 $\mathbf{C}_{v,h}$ の対角要素は PDP を表す。 $\mathbf{C}_{v,h}$ は、後述するパス抽出部6105- n_R で求める。

[0106] 次に、第2のCFR推定部b106-n_R-3-uを説明する。第2のCFR推定部b106-n_R-3-uは、CIR推定部b106-n_R-3-uから入力されるCIR推定値に時間周波数変換を行なって、第2のCFR推定値 $H''_{v, n_R, u, n}$ を推定する。これは、次式(31)、(32)のようを得ることができる。

[0107] [数14]

$$\begin{aligned} \mathbf{H}''_{v, n_R, u} &= \begin{pmatrix} H''_{v, n_R, u, 0} & \cdots & H''_{v, n_R, u, N-1} \end{pmatrix}^T \\ &= \mathbf{F}_A \mathbf{h}'_{v, n_R, u} \quad \cdots (31) \end{aligned}$$

$$\mathbf{F}_A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & \exp\left(-j\frac{2\pi}{N}\right) & \cdots & \exp\left(-j\frac{2\pi}{N}(L-1)\right) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \exp\left(-j\frac{2\pi(N-1)}{N}\right) & \cdots & \exp\left(-j\frac{2\pi(N-1)}{N}(L-1)\right) \end{bmatrix} \quad \cdots (32)$$

[0108] ここで、 $\mathbf{F}_A$ は、 $n=0 \sim n=N-1$ の全帯域をカバーする $N \times L$ の離散フーリエ変換行列であり、MIMO分離部b107には、ユーザの割り当てられた帯域における第2のCFR推定値 $H''_{v, n_R, u, n}$ を出力する。

[0109] 次に、図8を参照しながら、パス抽出部b105-n_Rの動作について説明する。分離部b105-n_R-1は、第 n'_t ストリーム毎に第1のパイロットシンボルが配置されているリソースエレメントの受信信号を分離する。図4に戻ると、第1ストリームのCRSは401におけるグレーのリソースエレメント、第2ストリームの場合は402におけるグレーのリソースエレメントの受信信号を取り出して、仮CFR推定部b105-n_R-2-n'_tに出力する。

[0110] 図4の通り、CRSでは、パイロットシンボルがプリコーディングを施さずに送信され、同一リソースエレメントでは、他のアンテナから信号が送信されないため、仮CFR推定値 $H'_{n_R, n'_T, n}$ を次式(33)のように計算できる。

[0111] [数15]

$$H'_{n_R, n'_T, n} = \frac{R_{n_R, i, n}}{c_{n'_T, i, n}} \quad \cdots (33)$$

[0112] ここで、 $c_{n'T, i, n}$ はCRSであり、シンボル番号 i とサブキャリア番号が図4のグレーの位置である場合のみ成り立つ。なお、図4の401と402については、同一サブキャリアにパイロットシンボルが2つ配置されるので、それぞれの位置で式(33)を用いて仮CFR推定値を算出し、それら2つを平均したものを今後用いる。

[0113] IFFT部b105-n_R-3-n'_Tでは、式(33)で得られる仮CFR推定値 $H'_{n_R, n'T, n}$ にIFFT等の周波数時間変換を施す。さらに、離散遅延時間0~L-1までのパスのみを抽出する。図13は、この結果得られる波形の1例であり、L=10としている。パス1301~1310のうち、レベルの高い順に6パス抽出する場合、パス1301~1303、1306~1308だけが残る。このように抽出したパス情報を、パス位置統合部b105-n_R-5に出力する。

[0114] パス位置統合部b105-n_R-5は、入力されるN'_T通りのパス位置情報を統合する。具体的には、離散遅延時間dが、1~N'_Tのストリームのうち、いずれかで抽出されていれば、他のストリームで抽出されていなくても、その位置dは抽出したものとする。例えば、図14のように統合される。

[0115] なお、図4の通り、CRSの場合は第1、2アンテナに挿入するパイロットシンボルが多いので、第1、2のみでパス抽出を行なってもよい。つまり、図8の、n'_T=1、2についてのみ、仮CFR推定部b105-n_R-2-n'_T~パス位置抽出部b105-n_R-4-n'_Tを動作させるようにしてもよい。また、第1、2のどちらか一方だけでパス抽出を行なってもよい。

[0116] 抽出された位置を1、そうではない位置を0とするサイズL×1のパス位置情報ベクトルをqとすると、式(29)の計算で用いる $C_{v, h}$ を次式(34)のように求める。

[0117] [数16]

$$C_{v, h} = \alpha \text{diag}(\mathbf{q}) \cdots (34)$$

[0118] ここで、 $\text{diag}(\mathbf{q})$ は、qの各要素を主対角要素に持つL×Lの行列である。例えば、 $\mathbf{q} = (1 \ 1 \ 0 \ 1)^T$ のとき、次式(35)のようにな

る。

[0119] [数17]

$$\text{diag}(\mathbf{q}) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdots (35)$$

[0120] また、 α はハイパーパラメータであり、0.5や0.25等の固定値を割り当ててもよいし、式(29)を計算する度に、EM (Expectation Maximization) アルゴリズム等の公知技術を用いて最適化してもよい。

[0121] <受信装置b1の動作について>

図15は、本実施形態に係る受信装置の動作を示すフローチャートである。なお、この図が示す動作は、図7の受信部b101-n_Rが受信信号をGI除去部b102-n_Rに出力した後の処理である。

[0122] (ステップS101) GI除去部b102-n_Rは、受信信号からGIを除去する。その後、ステップS102へ進む。

[0123] (ステップS102) FFT部b103-n_Rは、ステップS101で得られる信号に対して時間周波数変換を行う。デマッピング部b104-n_Rは、得られる周波数領域の信号から、データ、第1のパイロットシンボル、第2のパイロットシンボルそれぞれが送信されたリソースエレメントの受信信号を分離する。データが送信されたリソースエレメントの受信信号をMIMO分離部b107へ、第1のパイロットシンボルが送信されたリソースエレメントの受信信号をパス抽出部b105-n_Rへ、第2のパイロットシンボルが送信されたリソースエレメントの受信信号を伝搬路推定部b106-n_Rへ出力する。また、パス抽出部b105-n_Rの分離部b105-n_R-1は、第1のパイロットシンボルが送信されたリソースエレメントの受信信号を送信アンテナ毎に分離する。その後、ステップS103へ進む。

[0124] (ステップS103) 仮CFR推定部b105-n_R-2-n'_Tは、第1のパイロットシンボルが送信されたリソースエレメントにおける仮CFR推定値を送信アンテナ毎に算出する。その後、ステップS104へ進む。

- [0125] (ステップS104) IFFT部 $b105 - n_R - 3 - n'_T$ は、ステップS103で得られる仮CFR推定値に周波数時間変換を行い、仮CIR推定値に変換する。その後、ステップS105へ進む。
- [0126] (ステップS105) パス位置抽出部 $b105 - n_R - 4 - n'_T$ は、ステップS104で得られる仮CIR推定値のうち、電力の高い順番に所定の数のパスを抽出する。その後、ステップS106へ進む。
- [0127] (ステップS106) パス位置統合部 $b105 - n_R - 5$ は、ステップS105で得られる送信アンテナ毎のパス位置を統合する。その後、ステップS107へ進む。
- [0128] (ステップS107) 伝搬路推定部 $b106 - n_R$ (図9) の第1のCFR推定部 $b106 - n_R - 1$ は、ステップS102で得られる第2のパイロットシンボルが送信されたリソースエレメントの受信信号を用いて、第1のCFR推定値を算出する。その後、ステップS108へ進む。
- [0129] (ステップS108) CIR推定部 $b106 - n_R - 2 - u$ は、ステップS106で得られるパス位置情報と、ステップS107で得られる第1のCFR推定値を用いて、CIR推定値を算出する。その後、ステップS109へ進む。
- [0130] (ステップS109) 第2のCFR推定部 $b106 - n_R - 3 - u$ は、ステップS108で得られるCIR推定値に時間周波数変換を行い、第2のCFR推定値に変換する。その後、ステップS110へ進む。
- [0131] (ステップS110) MIMO分離部 $b107$ は、ステップS102で得られるデータが送信されたリソースエレメントの受信信号と、ステップS109で得られる第2のCFR推定値を用いてMIMO分離を行い、符号化ビットのLLRを算出する。その後、ステップS111へ進む。
- [0132] (ステップS111) 復号部 $b108$ は、ステップS110で得られる符号化ビットのLLRを用いて復号を行う。その後、受信装置 $b1$ は動作を終了する。
- [0133] このように、本実施形態によれば、PDP設定部はパス抽出部として動作

し、第1のパイロットシンボルを用いて推定に有効なパスの抽出を行う。その後、伝搬路推定部は第2のパイロットシンボルを用いて第1のCFR推定値を算出し、パス抽出部が抽出したパス位置情報と第1のCFR推定値を用いてCIR推定値を算出し、その後第2のCFR推定値に変換する。第2のパイロットシンボルが挿入される帯域より、第1のパイロットシンボルが挿入される帯域の方が広帯域である場合等にこの技術を用いることで、パス抽出精度が向上し、精度の向上したパス情報を用いて第2のCFR推定値を算出することで、伝搬路推定精度が向上する。精度の向上した伝搬路推定値を用いることで、MIMO分離の精度を改善することができる。

[0134] なお、上記第1の実施形態において、図7のように受信装置b1がパス抽出部b105-n_RをN_R個備える場合について説明したが、1つであってもよい。その場合、1つのパス抽出部で抽出したパス情報を伝搬路推定部b106-n_Rのうち全てで共有することができる。

[0135] なお、上記第1の実施形態において、復調用の伝搬路推定値として第2のCFR推定値を用いる場合について説明したが、CIR推定値を用いて干渉除去処理を行う受信装置等に、本実施形態の伝搬路推定技術を適用してもよい。

[0136] (第2の実施形態)

以下、図面を参照しながら本発明の第2の実施形態について詳しく説明する。第1の実施形態では、送信装置a1が第1のパイロットシンボルと第2のパイロットシンボルを周波数領域にマッピングして送信し、受信装置b1が、第1のパイロットシンボルを用い、得られる仮CIR推定値のうち、電力の高い順に所定の個数のパスを抽出する。また、第2のパイロットシンボルと得られるパス情報を用いて第2のCFR推定値を算出する。本実施形態では、パスの伝搬路適合度を1つずつ算出し、伝搬路適合度が大きい順にパスを抽出していく場合について説明する。

[0137] 本実施形態に係る送信装置a2の構成は、第1の実施形態に係る送信装置a1と同じのため、説明を省略する。

[0138] 図16は、本実施形態に係る受信装置b2の構成を示す概略ブロック図である。図16の受信装置b2と、図7の受信装置b1とを比較すると、パス抽出部b205-n_Rが異なる。しかし、その他の機能（受信部b101-n_R、GI除去部b102-n_R、FFT部b103-n_R、デマッピング部b104-n_R、伝搬路推定部b106-n_R、MIMO分離部b107、復号部b108）が持つ動作は、受信装置b1と同じである。第1の実施形態と同じ動作の説明は省略する。

[0139] 図17は、パス抽出部b205-n_Rの構成を示す概略ブロック図である。図17のパス抽出部b205-n_Rと、図8のパス抽出部b105-n_Rとを比較すると、IFFT部b105-n_R-3-n'_T、パス位置抽出部b105-n_R-4-n'_T、パス位置統合部b105-n_R-5を備えず、テストCIR推定部b205-n_R-3、伝搬路適合度算出部b205-n_R-4、不要候補パス除去部b205-n_R-5、判断部b205-n_R-6、パス決定部b205-n_R-7を備える。しかし、その他の機能（分離部b105-n_R-1、仮CFR推定部b105-n_R-2-n'_T）が持つ動作は、パス抽出部b105-n_Rと同じである。パス抽出部b105-n_Rと同じ動作の説明は省略する。

[0140] また、パス抽出部b105-n_Rは、一次記憶場所（図面を見やすくするために図示せず）を備え、「選択したパス(selected_path)」、「候補パス(candidate_path)」、「1つ前の伝搬路適合度(channel_match_prev)」および「伝搬路適合度(channel_match)」を記憶する。

[0141] テストCIR推定部b205-n_R-3は、「選択したパス(selected_path)」に保存されているパスに加え、「候補パス(candidate_path)」の要素を1つ追加した場合のCIR推定値を、仮CFR推定部b105-n_R-2-n'_Tから入力される仮CFR推定値を用いて算出する。すなわち、「候補パス(candidate_path)」の要素数分のCIR推定が行われる。算出したテストCIR推定値と、算出に用いた仮CFR推定値を伝搬路適合度算出部b205-n_R-4に出力する。

- [0142] 伝搬路適合度算出部 $b205-n_R-4$ は、テストCIR推定部 $b205-n_R-3$ から入力される仮CFR推定値と、「候補パス (candidate_path)」の要素数分のテストCIR推定値と、を用いて各場合の伝搬路適合度を算出し、「伝搬路適合度 (channel_match)」に保存する。伝搬路適合度の算出の詳細は、後述する。
- [0143] 伝搬路適合度算出部 $b205-n_R-4$ は、算出した伝搬路適合度を不要候補パス除去部 $b205-n_R-5$ へ出力する。
- [0144] 不要候補パス除去部 $b205-n_R-5$ は、入力される伝搬路適合度を「1つ前の伝搬路適合度 (channel_match_prev)」と比較して、前者が後者より小さい場合は、その小さな伝搬路適合度を「伝搬路適合度 (channel_match)」の内容から削除する。また、不要候補パス除去部 $b205-n_R-5$ は、その小さな伝搬路適合度に対応する「候補パス (candidate_path)」の要素も削除する。その後、削除を行った後の「候補パス (candidate_path)」を判断部 $b205-n_R-6$ へ出力する。
- [0145] 判断部 $b205-n_R-6$ は、パス抽出処理を続行するか否かを判断する。不要候補パス除去部 $b205-n_R-5$ から入力される「候補パス (candidate_path)」の要素数が所定の個数より小さくなっていた場合、そこでパス抽出処理を終了とし、「選択したパス (selected_path)」に保存されているパス番号と「候補パス (candidate_path)」に保存されているパス番号をパス情報として伝搬路推定部 $b106-n_R$ へ出力する。そうではない場合は、「候補パス (candidate_path)」をパス決定部 $b205-n_R-7$ へ出力する。なお、ここで用いる所定の個数は、受信装置 $b2$ の設計段階で決めておいてもよいし、受信装置 $b2$ のファームウェアやソフトウェアをアップデートする際に更新する等でもよい。特に、所定の個数を1とした場合は、「候補パス (candidate_path)」がなくなるまでパス抽出を行う。
- [0146] パス決定部 $b205-n_R-7$ は、「伝搬路適合度 (channel_match)」に保存されている伝搬路適合度のうち、最大のものを選択する。選択された伝搬路適合度に対応する「候補パス (candidate_path)」を、新たな抽出パス

として決定し、「選択したパス (selected_path)」に保存する。また、選択された伝搬路適合度を「1つ前の伝搬路適合度 (channel_match_prev)」に保存する。

[0147] <動作原理について>

初期値として、一次記憶場所の「選択したパス (selected_path)」を空とし、一次記憶場所の「候補パス (candidate_path)」を0～Lとし、一次記憶場所の「1つ前の伝搬路適合度 (channel_match_prev)」を小さい値（例えば、負の無限大）とする。なお、Lは第1の実施形態と同様、想定する最大遅延時間である。

[0148] 「選択したパス (selected_path)」に保存されているパスに、「候補パス (candidate_path)」の1つのパスを加えた場合の、送信アンテナ n'_T からテストCIR推定ベクトル $\mathbf{h}_{q, n_R, n'_T}$ を推定する。具体的には、式(29)のMMSEの手法を用いればよい。ただし、式(29)中のCFR推定ベクトルは式(33)で得られる仮CFR推定値を要素に持つものに変更し ($\mathbf{H}_{n_R, n'_T}$ とする)、式(29)中の離散フーリエ変換行列Fは、式(25)における定義を変化させる。具体的には、式(25)中の $n_1, n_2, \dots, n_P$ を、式(33)で仮CFRを推定したサブキャリア番号に変更する。また、式(29)中の雑音電力 σ'^2 も変更する。具体的には、図4を参照すると、 $n'_T = 1, 2$ の場合は、 $0.5\sigma^2$ とし、 $n'_T = 3, 4$ の場合は σ^2 とする ($\sigma_{n'_T}^2$ とする)。

[0149] 式(29)中の $\mathbf{C}_{v, h}$ は式(34)でqを「選択したパス (selected_path)」に保存されているパスに、「候補パス (candidate_path)」の1つのパスを加えた場合のものとすればよい。このとき、 $\mathbf{h}_{q, n_R, n'_T}$ の伝搬路適合度 $b(q)$ は、次式(36)のように表される。

[0150] [数18]

$$b(q) = \sum_{n'_T=1}^{N_T} \frac{(\mathbf{F}^H \mathbf{H}_{n_R, n'_T})^H \mathbf{h}_{q, n_R, n'_T}}{\sigma_{n'_T}^2} - x|q| \quad \dots (36)$$

[0151] ただし、 $|q|$ はqの要素数、すなわちその時点で抽出されているパス数

である。また、式(36)の第1項は、仮CFR推定値と、 q のパス番号のときに算出したCIR推定値との誤差の評価値であり、具体的には相互相関を用いている。また、第2項はパス数が増加することに対するペナルティを表している。 x はペナルティの大小を決めるパラメータであり、具体的には2やパイロットシンボルの配置されたサブキャリア数の自然対数値等を用いればよい。なお、2の場合はAIC(Akaike Information Criteria; 赤池情報量規準)であり、パイロットシンボルの配置されたサブキャリア数の自然対数値の場合はBIC(Bayesian Information Criteria; ベイズ情報量規準)と呼ばれる。

[0152] <受信装置b2の動作について>

図18は、本実施形態に係る受信装置の動作を示すフローチャートである。なお、この図が示す動作は、図16の受信部b101- n_R が受信信号をGI除去部b102- n_R に出力した後の処理である。

[0153] (ステップS201) GI除去部b102- n_R は、受信信号からGIを除去する。その後、ステップS202へ進む。

[0154] (ステップS202) FFT部b103- n_R は、ステップS201で得られる信号に対して時間周波数変換を行う。デマッピング部b104- n_R は、得られる周波数領域の信号から、データ、第1のパイロットシンボル、第2のパイロットシンボルそれぞれが送信されたリソースエレメントの受信信号を分離する。データが送信されたリソースエレメントの受信信号をMIMO分離部b107へ、第1のパイロットシンボルが送信されたリソースエレメントの受信信号をパス抽出部b205- n_R へ、第2のパイロットシンボルが送信されたリソースエレメントの受信信号を伝搬路推定部b106- n_R へ出力する。また、パス抽出部b205- n_R の分離部b105- n_R-1 は、第1のパイロットシンボルが送信されたリソースエレメントの受信信号を送信アンテナ毎に分離する。その後、ステップS203へ進む。

[0155] (ステップS203) 仮CFR推定部b105- $n_R-2-n'_T$ は、第1のパイロットシンボルが送信されたリソースエレメントにおける仮CFR推定

値を送信アンテナ毎に算出する。その後、ステップS 2 0 4へ進む。

[0156] (ステップS 2 0 4) テストC I R推定部b 2 0 5 - n_R - 3は、「選択したパス (selected_path)」に保存されているパス番号に、「候補パス (candidate_path)」の各要素を追加した場合のテストC I R推定値を算出する。その後、ステップS 2 0 5へ進む。

[0157] (ステップS 2 0 5) 伝搬路適合度算出部b 2 0 5 - n_R - 4は、ステップS 2 0 4で得られるテストC I R推定値のそれぞれについて、ステップS 2 0 3で得られる仮C F R推定値を用いて「伝搬路適合度 (channel_match)」を算出する。その後、ステップS 2 0 6へ進む。

[0158] (ステップS 2 0 6) 不要候補パス除去部b 2 0 5 - n_R - 5は、ステップS 2 0 5で得られる「伝搬路適合度 (channel_match)」のうち、「1つ前の伝搬路適合度 (channel_match_prev)」を下回る要素を選択し、その要素に対応する候補パスの要素を削除する。その後、ステップS 2 0 7へ進む。

[0159] (ステップS 2 0 7) 判断部b 2 0 5 - n_R - 6は、ステップS 2 0 6の結果、「候補パス (candidate_path)」の要素数が所定の数を下回った場合、「選択したパス (selected_path)」に保存されているパス番号と「候補パス (candidate_path)」に保存されているパス番号を、パス情報として伝搬路推定部b 1 0 6 - n_Rへ出力する。その後、ステップS 2 0 9へ進む。条件に当てはまらない場合、ステップS 2 0 8へ進む。

[0160] (ステップS 2 0 8) パス決定部b 2 0 5 - n_R - 7は、「伝搬路適合度 (channel_match)」の要素のうち、最大のものに対応する「候補パス (candidate_path)」の要素を選択し、「選択したパス (selected_path)」に移動する。すなわち、選択されたパス番号は「候補パス (candidate_path)」から削除される。その後、ステップS 2 0 4へ戻る。

[0161] (ステップS 2 0 9) 伝搬路推定部b 1 0 6 - n_Rの第1のC F R推定部b 1 0 6 - n_R - 1は、ステップS 2 0 2で得られる第2のパイロットシンボルが送信されたリソースエレメントの受信信号を用いて、第1のC F R推定値を算出する。その後、ステップS 2 1 0へ進む。

- [0162] (ステップS 2 1 0) C I R 推定部 $b\ 1\ 0\ 6 - n_R - 2 - u$ は、ステップ S 2 0 7 で得られるパス位置情報と、ステップ S 2 0 9 で得られる第 1 の C F R 推定値を用いて、C I R 推定値を算出する。その後、ステップ S 2 1 1 へ進む。
- [0163] (ステップS 2 1 1) 第 2 の C F R 推定部 $b\ 1\ 0\ 6 - n_R - 3 - u$ は、ステップ S 2 1 0 で得られる C I R 推定値に時間周波数変換を行い、第 2 の C F R 推定値に変換する。その後、ステップ S 2 1 2 へ進む。
- [0164] (ステップS 2 1 2) M I M O 分離部 $b\ 1\ 0\ 7$ は、ステップ S 2 0 2 で得られるデータが送信されたリソースエレメントの受信信号と、ステップ S 2 1 1 で得られる第 2 の C F R 推定値を用いて M I M O 分離を行い、符号化ビットの L L R を算出する。その後、ステップ S 2 1 3 へ進む。
- [0165] (ステップS 2 1 3) 復号部 $b\ 1\ 0\ 8$ は、ステップ S 2 1 2 で得られる符号化ビットの L L R を用いて復号を行う。その後、受信装置 $b\ 2$ は動作を終了する。
- [0166] このように、本実施形態によれば、パス抽出部は、伝搬路適合度を向上させるパスを 1 つずつ抽出することで、不要なパスが抽出されることを防ぐことができる。このため、伝搬路推定精度が向上し、精度の向上した伝搬路推定値を用いることで、M I M O 分離の精度を改善することができる。
- [0167] なお、上記第 2 の実施形態の説明では、式 (3 6) のように全ての送信アンテナからのテスト C I R 推定値を用いて伝搬路適合度を算出しているが、1 つであってもよい。図 4 の通り、 $n'_T = 1, 2$ の方がパイロットシンボル数が多いため、それらのいずれかを用いればパス抽出精度を向上させることができる。
- [0168] なお、上記第 2 の実施形態の説明では、パス決定部 $b\ 2\ 0\ 5 - n_R - 7$ が 1 つの繰り返し処理で決定するパス数は 1 つとしたが、それより多くてもよく、例えば、3 の場合は、伝搬路適合度の大きい順に 3 つのパスを抽出する。なお、その際は、3 つのパスを追加した場合の伝搬路適合度を算出し、その伝搬路適合度を「1 つ前の伝搬路適合度 (channel_match_prev)」に保存す

る。

[0169] なお、上記第2の実施形態において、図16のように受信装置b2がパス抽出部b205-n_RをN_R個備える場合について説明したが、1つであってもよい。その場合、1つのパス抽出部で抽出したパス情報を伝搬路推定部b106-n_Rのうち全てで共有する。

[0170] (第3の実施形態)

以下、図面を参照しながら本発明の第3の実施形態について詳しく説明する。第1の実施形態では、送信装置a1が第1のパイロットシンボルと第2のパイロットシンボルを周波数領域にマッピングして送信し、受信装置b1が、第1のパイロットシンボルを用い、得られる仮CIR推定値のうち、電力の高い順に所定の個数のパスを抽出する。また、第2のパイロットシンボルと得られるパス情報を用いて第2のCFR推定値を算出する。本実施形態では、得られるパス情報から連続的なPDPを設定し、PDPから算出できる周波数相関を用いて第2のCFR推定値を算出する場合について説明する。

[0171] 本実施形態に係る送信装置a3の構成は、第1の実施形態に係る送信装置a1と同じため、説明を省略する。

[0172] 図19は、本実施形態に係る受信装置b3の構成を示す概略ブロック図である。図19の受信装置b3と、図7の受信装置b1とを比較すると、パス抽出部b105-n_Rの代わりに区間設定部b305-n_Rを備え、伝搬路推定部b306-n_Rが異なる。しかし、その他の機能（受信部b101-n_R、GI除去部b102-n_R、FFT部b103-n_R、デマッピング部b104-n_R、MIMO分離部b107、復号部b108）が持つ動作は、受信装置b1と同じである。第1の実施形態と同じ動作の説明は省略する。

[0173] 図20は、区間設定部b305-n_Rの構成を示す概略ブロック図である。図20の区間設定部b305-n_Rと、図8のパス抽出部b105-n_Rとを比較すると、パス位置抽出部b105-n_R-4-n'_Tとパス統合部b105-n_R-5を備えず、パス・区間変換部b305-n_R-4-n'_Tと周波数相

関算出部 $b305 - n_R - 5$ を備える。しかし、その他の機能（分離部 $b105 - n_R - 1$ 、仮CFR推定部 $b105 - n_R - 2 - n'_T$ 、IFFT部 $b105 - n_R - 3 - n'_T$ ）が持つ動作は、受信装置 $b1$ と同じである。第1の実施形態と同じ動作の説明は省略する。

[0174] パス・区間変換部 $b305 - n_R - 4 - n'_T$ は、IFFT部 $b105 - n_R - 3 - n'_T$ から入力される仮CIR推定値を、連続値のPDPに変換する。具体的には、仮CIR推定値が図13のようになったとすると、図21のように変換する。例えば、区間2101はパス1301から変換されており、パス1301の電力を a とすると、区間2101の高さを a/Δ_t とし、区間2101の横幅は Δ_t となる。このようにして得られるPDPを、周波数相関算出部 $b305 - n_R - 5$ へ出力する。

[0175] 周波数相関算出部 $b305 - n_R - 5$ は、まず、パス・変換部 $b305 - n_R - 4 - n'_T$ から入力されるPDPを平均する。その後、平均されたPDPから周波数相関を算出し、伝搬路推定部 $b306 - n_R$ へ出力する。周波数相関の算出方法の詳細は後述する。

[0176] 図22は、伝搬路推定部 $b306 - n_R$ の構成を示す概略ブロック図である。図22の伝搬路推定部 $b306 - n_R$ と、図9の伝搬路推定部 $b106 - n_R$ とを比較すると、第1のCFR推定部 $b106 - n_R - 1$ の動作は同じであるため、説明は省略する。

[0177] 第2のCFR推定部 $b306 - n_R - 2 - u$ は、第1のCFR推定部 $b106 - n_R - 1$ から入力される第1のCFR推定値と、周波数相関算出部 $b305 - n_R - 5$ から入力される周波数相関の値から第2のCFR推定値を算出し、MIMO分離部 $b107$ へ出力する。

[0178] <動作原理について>

第1の実施形態の説明と同様に、まず第2のCFR推定値の算出方法を説明し、その中で必要となる周波数相関の算出方法を説明する。

[0179] 第1の実施形態では式(31)で算出されていた第2のCFR推定ベクトル $H''_{v, n_R, u}$ は次式(37)～(39)のように表される。

[0180] [数19]

$$\mathbf{H}'_{v,n_R,u} = \mathbf{R}_{full,pilot} (\mathbf{R}_{pilot,pilot} + \sigma^2 \mathbf{I}_P)^{-1} \mathbf{H}'_{v,n_R,u} \quad \dots (37)$$

$$\mathbf{R}_{full,pilot} = \begin{pmatrix} \rho_{0,n_1} & \rho_{0,n_2} & \cdots & \rho_{0,n_P} \\ \rho_{1,n_1} & \rho_{1,n_2} & \cdots & \rho_{1,n_P} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{N-1,n_1} & \rho_{N-1,n_2} & \cdots & \rho_{N-1,n_P} \end{pmatrix} \quad \dots (38)$$

$$\mathbf{R}_{pilot,pilot} = \begin{pmatrix} \rho_{n_1,n_1} & \rho_{n_1,n_2} & \cdots & \rho_{n_1,n_P} \\ \rho_{n_2,n_1} & \rho_{n_2,n_2} & \cdots & \rho_{n_2,n_P} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{n_P,n_1} & \rho_{n_P,n_2} & \cdots & \rho_{n_P,n_P} \end{pmatrix} \quad \dots (39)$$

[0181] ここで、 $\mathbf{H}'_{v,n_R,u}$ は第1の実施形態と同様に第1のCFR推定値であり、 $\rho_{n,m}$ はサブキャリア n と m 間の周波数相関である。横軸を遅延時間 τ とするPDPを $C(\tau)$ とすると、 $\rho_{n,m}$ は次式(40)のようになる。

[0182] [数20]

$$\rho_{n,m} = \int_0^D C(\tau) \exp[-j2\pi(n-m)\Delta_f \tau] d\tau \quad \dots (40)$$

$\rho_{n,m}$ は区間設定部より入力される。

[0183] 次に、式(40)の算出方法を説明する。図21で説明した通り、本実施形態では、図13のように、仮CIR推定値を算出して、それから図21のようなPDPに変換する。これを $C(\tau)$ とすることで、式(40)の計算を行う。

[0184] <受信装置b3の動作について>

図23は、本実施形態に係る受信装置の動作を示すフローチャートである。なお、この図が示す動作は、図19の受信部b101- n_R が受信信号をGI除去部b102- n_R に出力した後の処理である。

[0185] (ステップS301) GI除去部b102- n_R は、受信信号からGIを除去する。その後、ステップS302へ進む。

[0186] (ステップS302) FFT部b103- n_R は、ステップS301で得られる信号に対して時間周波数変換を行う。デマッピング部b104- n_R は、得られる周波数領域の信号から、データ、第1のパイロットシンボル、第2

のパイロットシンボルそれぞれが送信されたリソースエレメントの受信信号を分離する。データが送信されたリソースエレメントの受信信号をMIMO分離部b107へ、第1のパイロットシンボルが送信されたリソースエレメントの受信信号を区間設定部b305- n_R へ、第2のパイロットシンボルが送信されたリソースエレメントの受信信号を伝搬路推定部b306- n_R へ出力する。また、区間設定部b305- n_R の分離部b105- n_R-1 は、第1のパイロットシンボルが送信されたリソースエレメントの受信信号を送信アンテナ毎に分離する。その後、ステップS303へ進む。

[0187] (ステップS303) 仮CFR推定部b105- $n_R-2-n'_T$ は、第1のパイロットシンボルが送信されたリソースエレメントにおける仮CFR推定値を送信アンテナ毎に算出する。その後、ステップS304へ進む。

[0188] (ステップS304) IFFT部b105- $n_R-3-n'_T$ は、ステップS303で得られる仮CFR推定値に周波数時間変換を行い、仮CIR推定値に変換する。その後、ステップS305へ進む。

[0189] (ステップS305) 周波数相関算出部b305- n_R-5 は、ステップS304で得られる仮CIR推定値をPDPに変換し、変換したPDPから周波数相関を算出する。その後、ステップS306へ進む。

[0190] (ステップS306) 伝搬路推定部b306- n_R の第1のCFR推定部b106- n_R-1 は、ステップS302で得られる第2のパイロットシンボルが送信されたリソースエレメントの受信信号を用いて、第1のCFR推定値を算出する。その後、ステップS307へ進む。

[0191] (ステップS307) 第2のCFR推定部b306- n_R-2-u は、ステップS305で得られる周波数相関と、ステップS306で得られる第1のCFR推定値を用いて、第2のCFR推定値を算出する。その後、ステップS308へ進む。

[0192] (ステップS308) MIMO分離部b107は、ステップS302で得られるデータが送信されたリソースエレメントの受信信号と、ステップS307で得られる第2のCFR推定値を用いてMIMO分離を行い、符号化ビ

ットのLLRを算出する。その後、ステップS309へ進む。

[0193] (ステップS309) 復号部b108は、ステップS308で得られる符号化ビットのLLRを用いて復号を行う。その後、受信装置b3は動作を終了する。

[0194] このように、本実施形態によれば、PDP設定部は、第1のパイロットシンボルを用いて仮CIR推定値を算出し、算出した仮CIR推定値をPDPに変換し、変換したPDPから周波数相関を算出する。また、第2のパイロットシンボルを用いて第1のCFR推定値を算出する。これらの周波数相関と、第1のCFR推定値を用いて、第2のCFR推定値を算出する。第1のパイロットシンボルが挿入される帯域の方が広帯域である場合等にこの技術を用いることで周波数相関算出精度が向上し、精度の向上した周波数相関を用いて第2のCFR推定値を算出することで、伝搬路推定精度が向上する。精度の向上した伝搬路推定値を用いることで、MIMO分離の精度を改善することができる。

[0195] なお、上記第3の実施形態の説明では、図20の通り、周波数相関算出部b305-n_R-5は、パス・区間変換部b305-n_R-4-n'_Tから入力されるN'_T通りのPDPを平均してから周波数相関を算出するが、1つだけを用いてもよい。図4の通り、n'_T=1、2のパイロットシンボルの数が多いので、n'_T=1、2のいずれか1つを用いることで、周波数相関算出精度を向上させることができる。

[0196] なお、上記第3の実施形態において、第1の実施形態あるいは第2の実施形態のパス抽出を行なって、パス数を削減してからPDPに変換してもよい。

[0197] なお、上記第1～第3の実施形態の説明では、MIMO分離を行うことを前提としているが、MIMOでなくともよい。MIMOではない場合は、推定した第2のCFR推定値を伝搬路補償に用いる。

[0198] なお、上述した実施形態における送信装置a1及び受信装置b1～b3の一部、例えば、パス抽出部b105-n_R、伝搬路推定部b106-n_Rをコ

ンピュータで実現するようにしても良い。その場合、この制御機能を実現するためのプログラムをコンピュータ読み取り可能な記録媒体に記録して、この記録媒体に記録されたプログラムをコンピュータシステムに読み込ませ、実行することによって実現しても良い。

[0199] なお、ここでいう「コンピュータシステム」とは、送信装置 a 1 又は受信装置 b 1 ～ b 3 に内蔵されたコンピュータシステムであって、OS や周辺機器等のハードウェアを含むものとする。さらに、「コンピュータ読み取り可能な記録媒体」とは、フレキシブルディスク、光磁気ディスク、ROM、CD-ROM 等の可搬媒体、コンピュータシステムに内蔵されるハードディスク等の記憶装置のことをいう。さらに「コンピュータ読み取り可能な記録媒体」とは、インターネット等のネットワークや電話回線等の通信回線を介してプログラムを送信する場合の通信線のように、短時間、動的にプログラムを保持するもの、その場合のサーバやクライアントとなるコンピュータシステム内部の揮発性メモリのように、一定時間プログラムを保持しているものも含んでも良い。また上記プログラムは、前述した機能の一部を実現するためのものであっても良く、さらに前述した機能をコンピュータシステムにすでに記録されているプログラムとの組み合わせで実現できるものであっても良い。

[0200] また、上述した実施形態における送信装置 a 1 及び受信装置 b 1 ～ b 3 の一部、または全部を、LSI (Large Scale Integration) 等の集積回路として実現しても良い。送信装置 a 1 及び受信装置 b 1 ～ b 3 の各機能ブロックは個別にプロセッサ化してもよいし、一部、または全部を集積してプロセッサ化しても良い。また、集積回路化の手法はLSIに限らず専用回路、または汎用プロセッサで実現しても良い。また、半導体技術の進歩によりLSIに代替する集積回路化の技術が出現した場合、当該技術による集積回路を用いても良い。

[0201] 以上、図面を参照してこの発明の一実施形態について詳しく説明してきたが、具体的な構成は上述のものに限られることはなく、この発明の要旨を逸

脱しない範囲内において様々な設計変更等を行うことが可能である。

符号の説明

[0202] a 1 送信装置

a 1-1 ~ a 1-N_T 送信アンテナ

b 1 ~ b 3, 1 0 1, 1 0 2, 1 0 3 受信装置

b 1-1 ~ b 1-N_R 受信アンテナ

b 1 0 1-1 ~ b 1 0 1-N_R 受信部

b 1 0 2-1 ~ b 1 0 2-N_R G I 除去部

b 1 0 3-1 ~ b 1 0 3-N_R F F T 部

b 1 0 4-1 ~ b 1 0 4-N_R デマッピング部

b 1 0 5-1 ~ b 1 0 5-N_R パス抽出部

b 1 0 6-1 ~ b 1 0 6-N_R 伝搬路推定部

b 1 0 7 M I M O 分離部

b 1 0 8 復号部

b 1 0 5-n_R-1 分離部

b 1 0 5-n_R-2-1 ~ b 1 0 5-n_R-2-N'_T 仮 C F R 推定部

b 1 0 5-n_R-3-1 ~ b 1 0 5-n_R-3-N'_T I F F T 部

b 1 0 5-n_R-4-1 ~ b 1 0 5-n_R-4-N'_T パス位置抽出部

b 1 0 5-n_R-5 パス位置統合部

b 1 0 6-n_R-1 第 1 の C F R 推定部

b 1 0 6-n_R-2-1 ~ b 1 0 6-n_R-2-U_{MAX} C I R 推定部

b 1 0 6-n_R-3-1 ~ b 1 0 6-n_R-3-U_{MAX} 第 2 の C F R 推定部

b 2 0 5-1 ~ b 2 0 5-N_R パス抽出部

b 2 0 5-n_R-3 テスト C I R 推定部

b 2 0 5-n_R-4 伝搬路適合度算出部

b 2 0 5-n_R-5 不要候補パス除去部

b 2 0 5-n_R-6 判断部

b 2 0 5-n_R-7 パス決定部

$b305-1 \sim b305-N_R$ 区間設定部

$b306-1 \sim b306-N_R$ 伝搬路推定部

$b305-n_R-4-1 \sim b305-n_R-2-N'_T$ パス・区間変換部

$b305-n_R-5$ 周波数相関算出部

$b306-n_R-2-1 \sim b306-n_R-2-U_{MAX}$ 第2のCFR推定部

請求の範囲

- [請求項1] 復調に用いるパイロットシンボルである第2のパイロットシンボルと、前記第2のパイロットシンボルと異なるパイロットシンボルである第1のパイロットシンボルとを受信し、
前記第1のパイロットシンボルを用いて電力遅延プロファイルを得る電力遅延プロファイル設定部と、
前記電力遅延プロファイルと前記第2のパイロットシンボルとを用いて前記伝搬路推定を行う伝搬路推定部と、
を備えることを特徴とする受信装置。
- [請求項2] 前記第1のパイロットシンボルと前記第2のパイロットシンボルは異なるリソースに配置されていることを特徴とする請求項1に記載の受信装置。
- [請求項3] 前記第1のパイロットシンボルと前記第2のパイロットシンボルは、空間方向の多重方法が異なることを特徴とする請求項1または2に記載の受信装置。
- [請求項4] 前記第1のパイロットシンボルと前記第2のパイロットシンボルは、配置される帯域幅が異なることを特徴とする請求項1～3に記載の受信装置。
- [請求項5] 前記第1のパイロットシンボルよりも前記第2のパイロットシンボルの方が配置される帯域幅が狭いことを特徴とする請求項1～4に記載の受信装置。
- [請求項6] 前記第2のパイロットシンボルにデータ信号と同じプリコーディングがかかっていることを特徴とする請求項1～5に記載の受信装置。
- [請求項7] 前記電力遅延プロファイル設定部は、
有効なパスを抽出してパス情報を生成するパス抽出部として動作し、
前記伝搬路推定部は、
前記第2のパイロットシンボルを用いて、前記第2のパイロットシ

ンボルが送信されるサブキャリアにおける周波数応答である第1の周波数応答を推定する第1の周波数応答推定部と、
前記パス情報と前記第1の周波数応答を用いて、チャンネルインパルス応答を推定するチャンネルインパルス応答推定部と、
を備えることを特徴とする請求項1～6に記載の受信装置。

[請求項8]

前記パス抽出部は、
第1のパイロットシンボルを用いて、電力遅延プロファイル測定用の周波数応答である仮周波数応答を推定する仮周波数応答推定部と、
前記仮周波数応答を仮チャンネルインパルス応答に変換する周波数時間変換部と、
前記仮チャンネルインパルス応答のうち、電力の高い順に所定の数のパスを抽出するパス位置抽出部と、
を備えることを特徴とする請求項7に記載の受信装置。

[請求項9]

前記パス抽出部は、
選択したパスに候補パスを追加してテストチャンネルインパルス応答を推定し、
前記テストチャンネルインパルス応答の伝搬路適合度を算出し、
前記候補パスのうち、追加前の伝搬路適合度を下回るものを削除し、
削除されなかった前記伝搬路適合度のうち、大きい順に所定の数のものを選択し、それらに対応する候補パスを新たな選択パスとして選択する一連の処理を、候補パスの個数が所定の数を下回るまで繰り返す、
ことを特徴とする請求項7に記載の受信装置。

[請求項10]

前記パス抽出部は、
前記伝搬路適合度として、前記仮周波数応答と前記候補パスを追加した場合の伝搬路推定値の誤差の評価値と、抽出したパス数が多くなることへのペナルティとの和を用いる、ことを特徴とする請求項9に

記載の受信装置。

[請求項11]

前記伝搬路推定部は、

前記チャネルインパルス応答推定部が出力するチャネルインパルス
応答に時間周波数変換を行い、復調用の周波数応答である第2の周波
数応答に変換する、

ことを特徴とする請求項7～10に記載の受信装置。

[請求項12]

前記電力遅延プロファイル設定部は、

前記仮周波数応答推定部と、前記周波数時間変換部と、

前記周波数時間変換部が出力する前記仮チャネルインパルス応答の
電力を算出し、その電力を電力遅延プロファイルに変換し、周波数相
関を算出するパス・区間変換部を備える区間抽出部として動作し、

前記伝搬路推定部は、

前記第1の周波数応答と、前記周波数相関を用いて、復調用の周波
数応答である第2の周波数応答を算出する、

ことを特徴とする請求項7に記載の受信装置。

[請求項13]

復調に用いるパイロットシンボルである第2のパイロットシンボル
と、前記第2のパイロットシンボルと異なるパイロットシンボルであ
る第1のパイロットシンボルとを受信し、

前記第1のパイロットシンボルを用いて電力遅延プロファイルを得
る電力遅延プロファイル設定過程と、

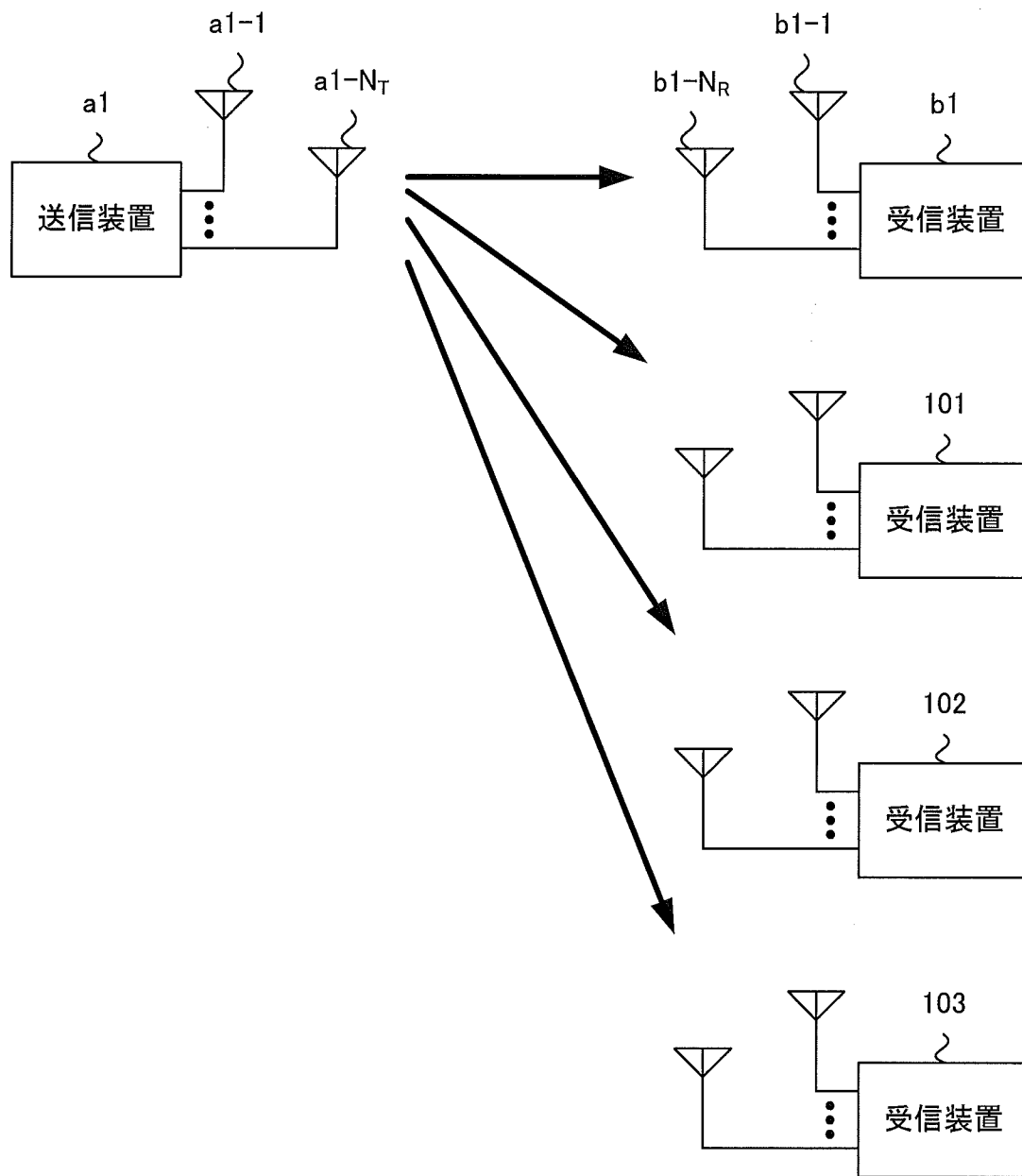
前記電力遅延プロファイルと前記第2のパイロットシンボルとを用
いて前記伝搬路推定を行う伝搬路推定過程と、

を備えることを特徴とする受信方法。

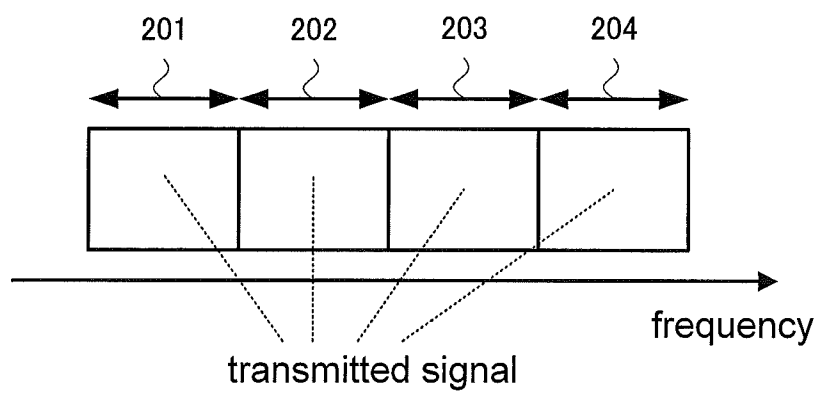
[請求項14]

請求項13に記載の受信方法をコンピュータに実行させるための受
信プログラム。

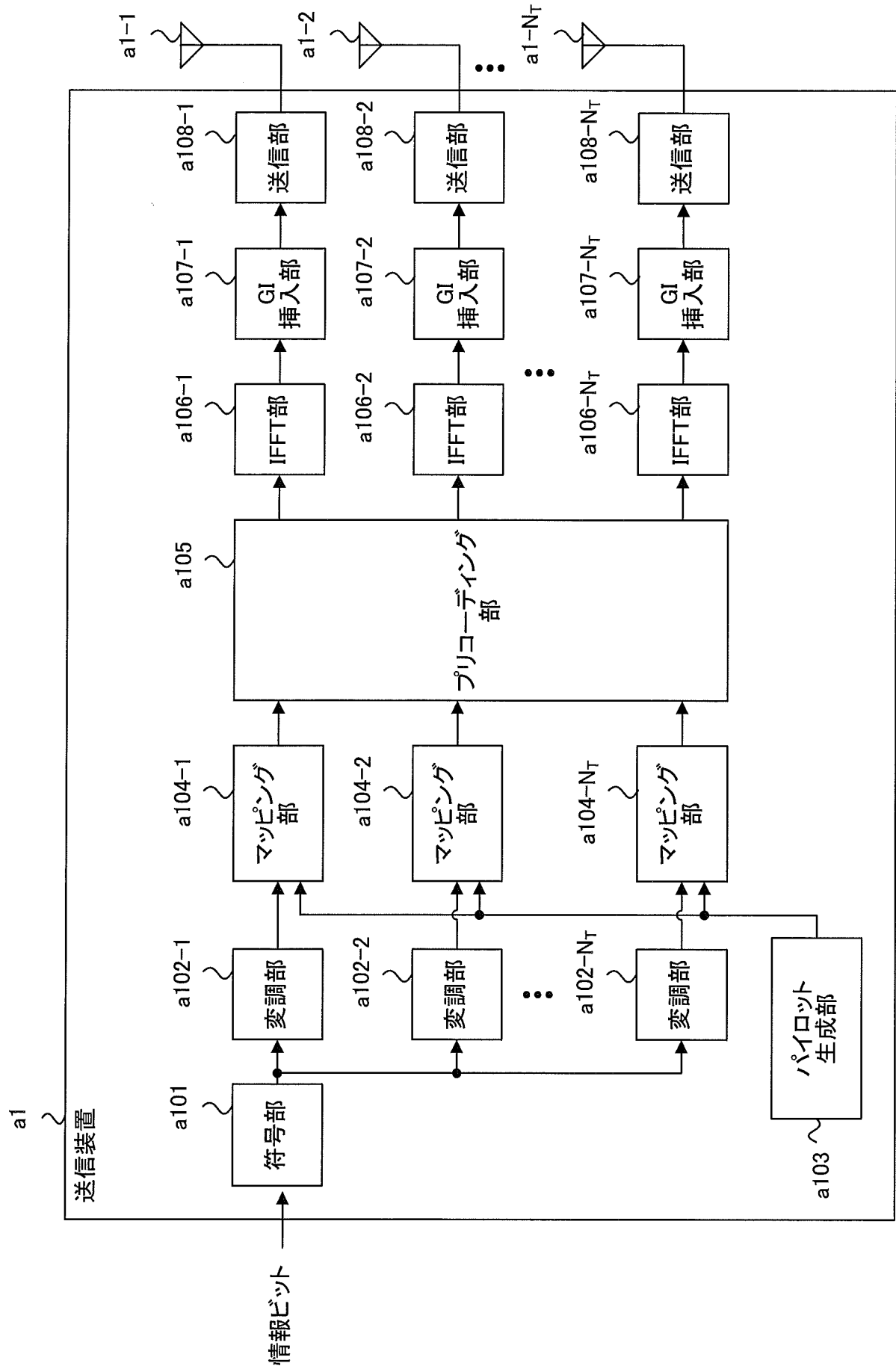
[図1]



[図2]

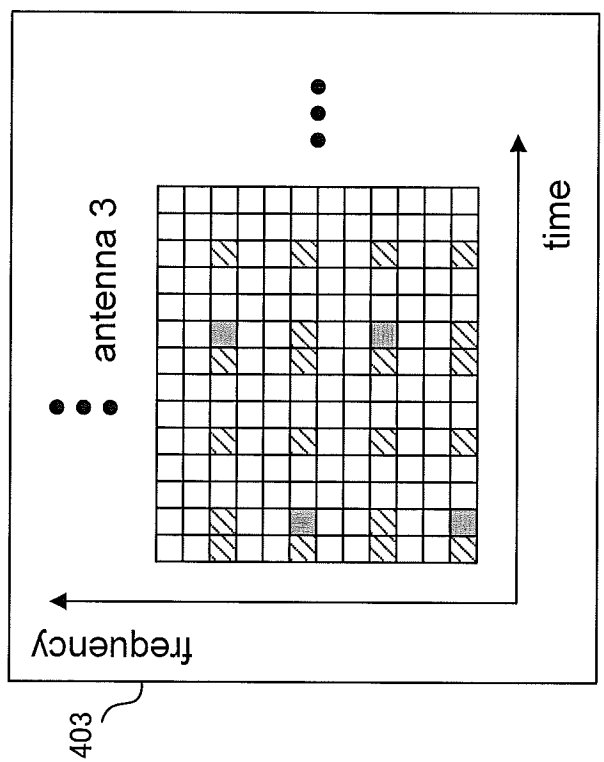
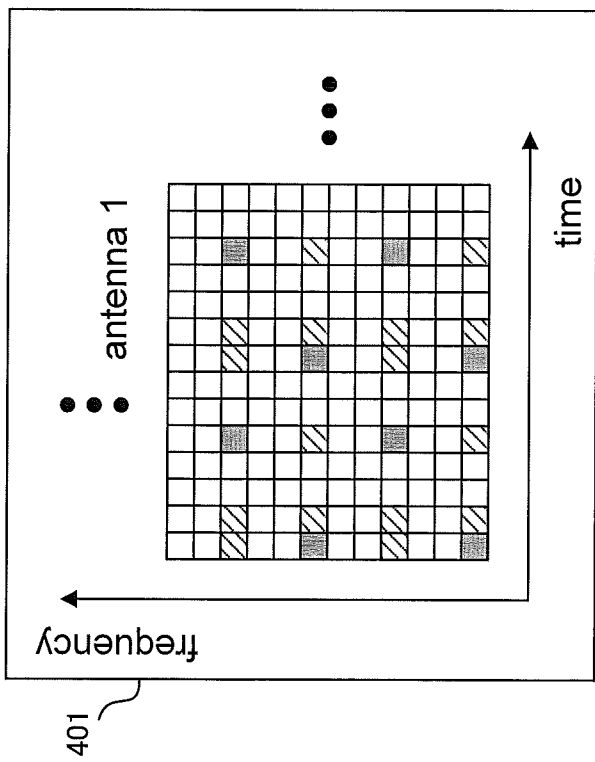
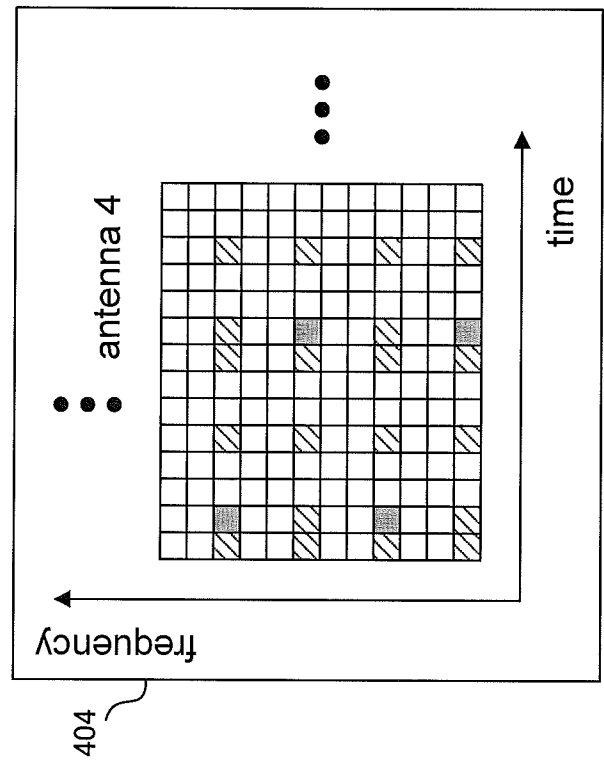
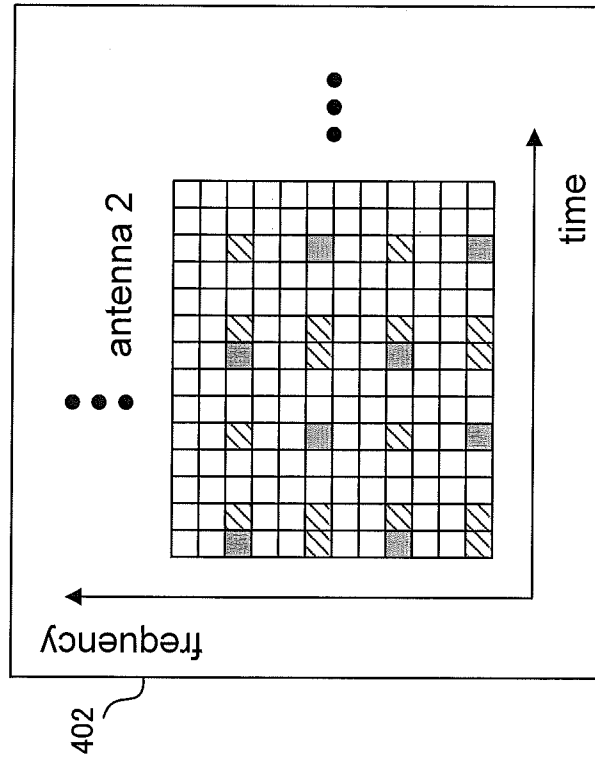


[図3]

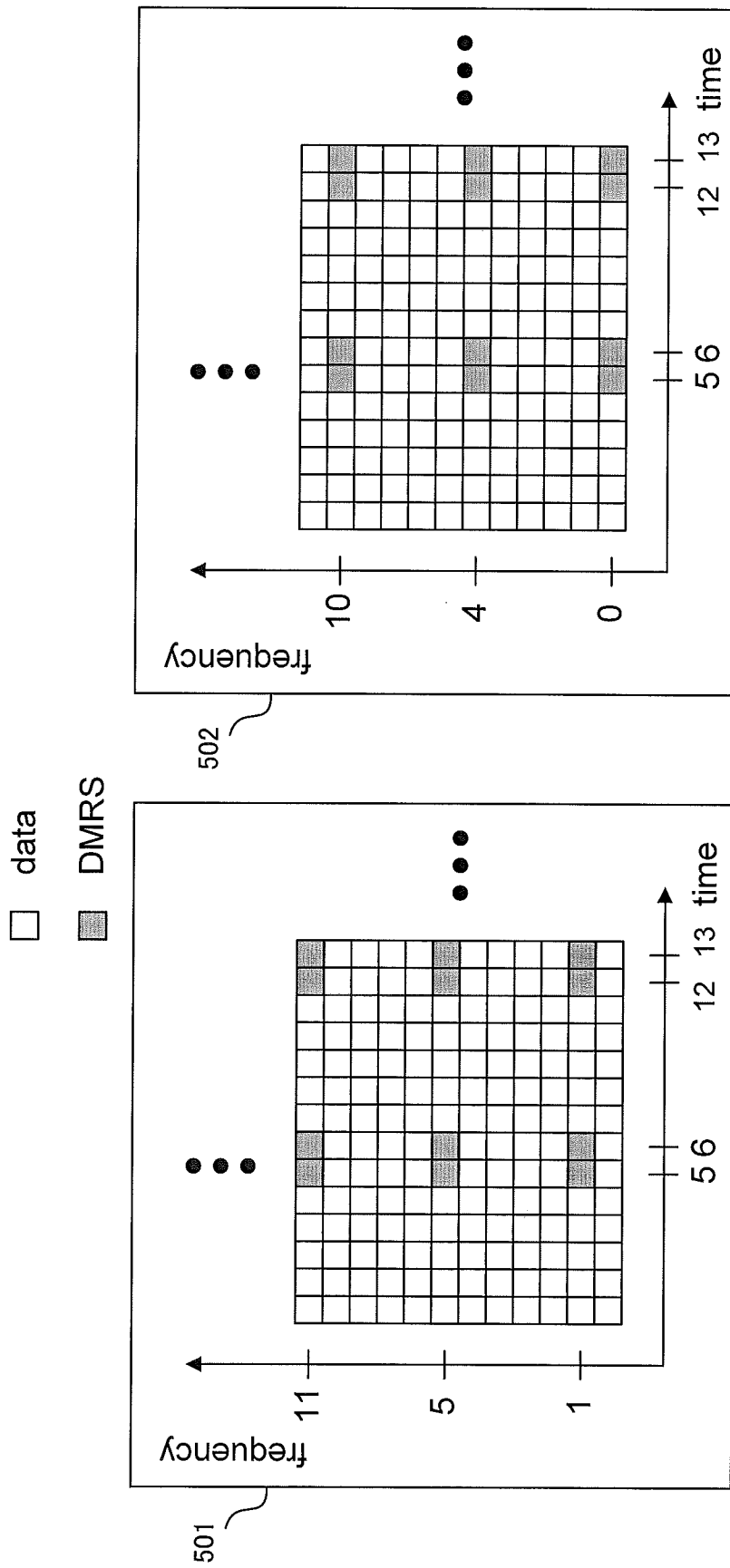


[図4]

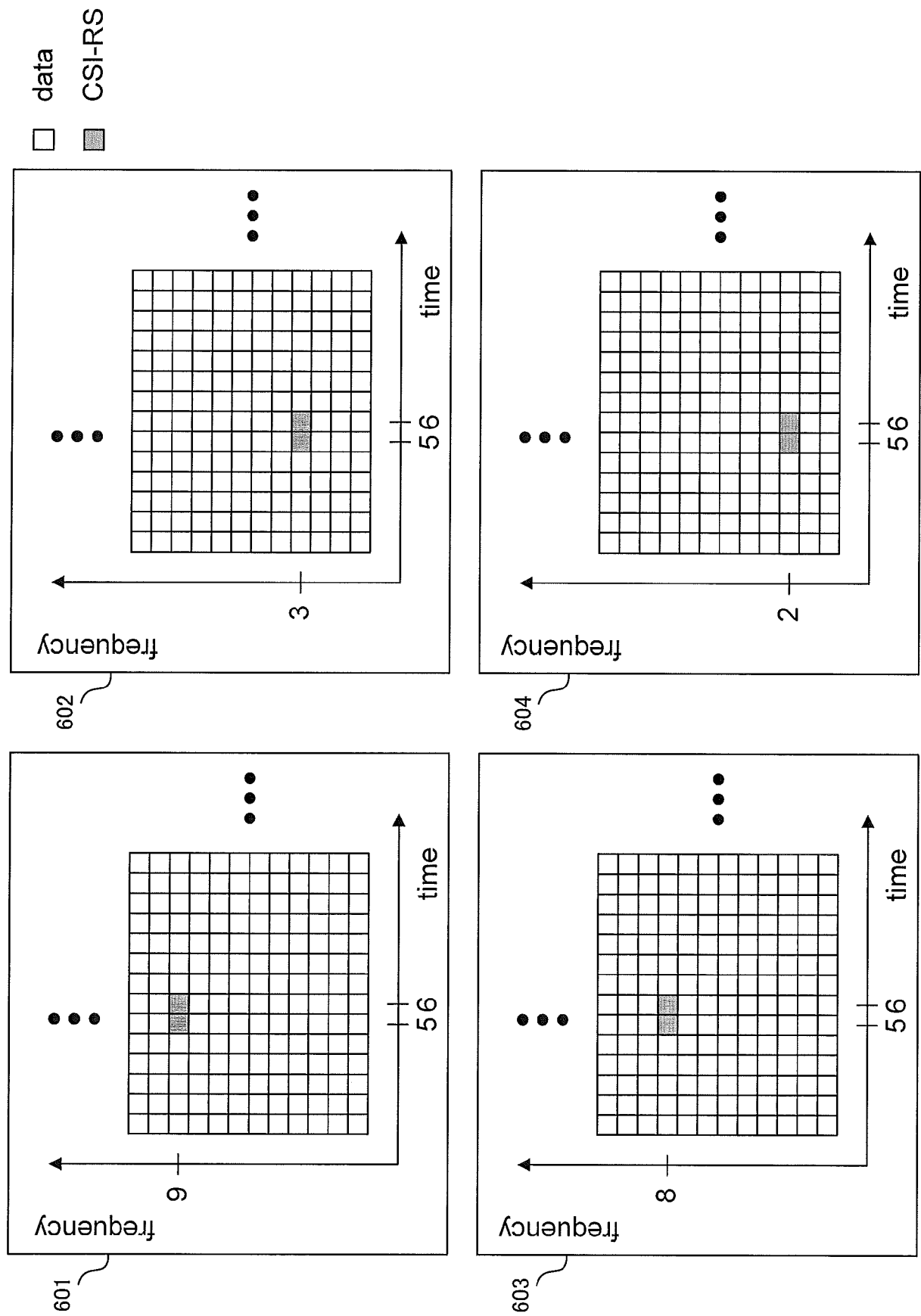
data
CRS
null



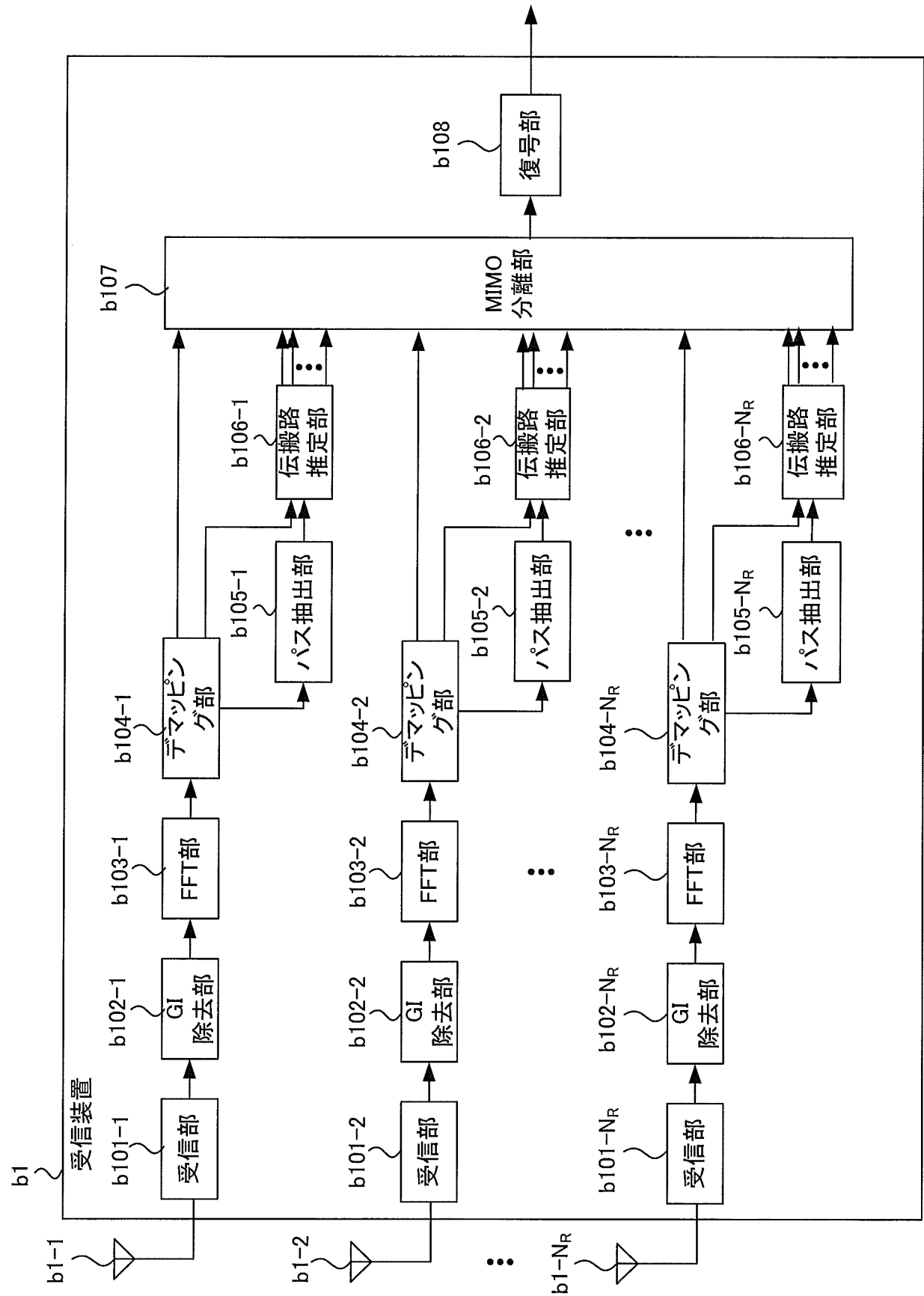
[図5]



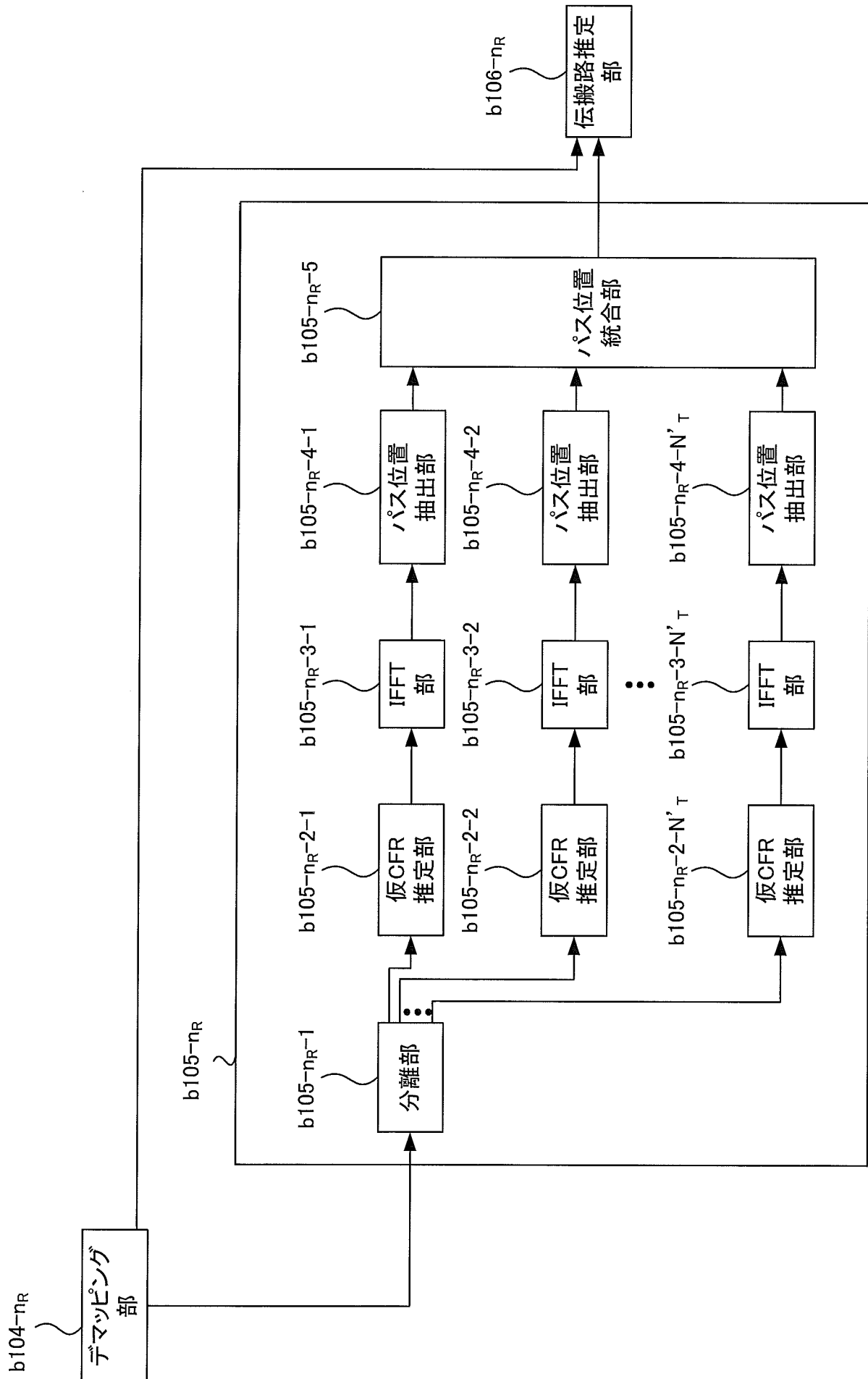
[図6]



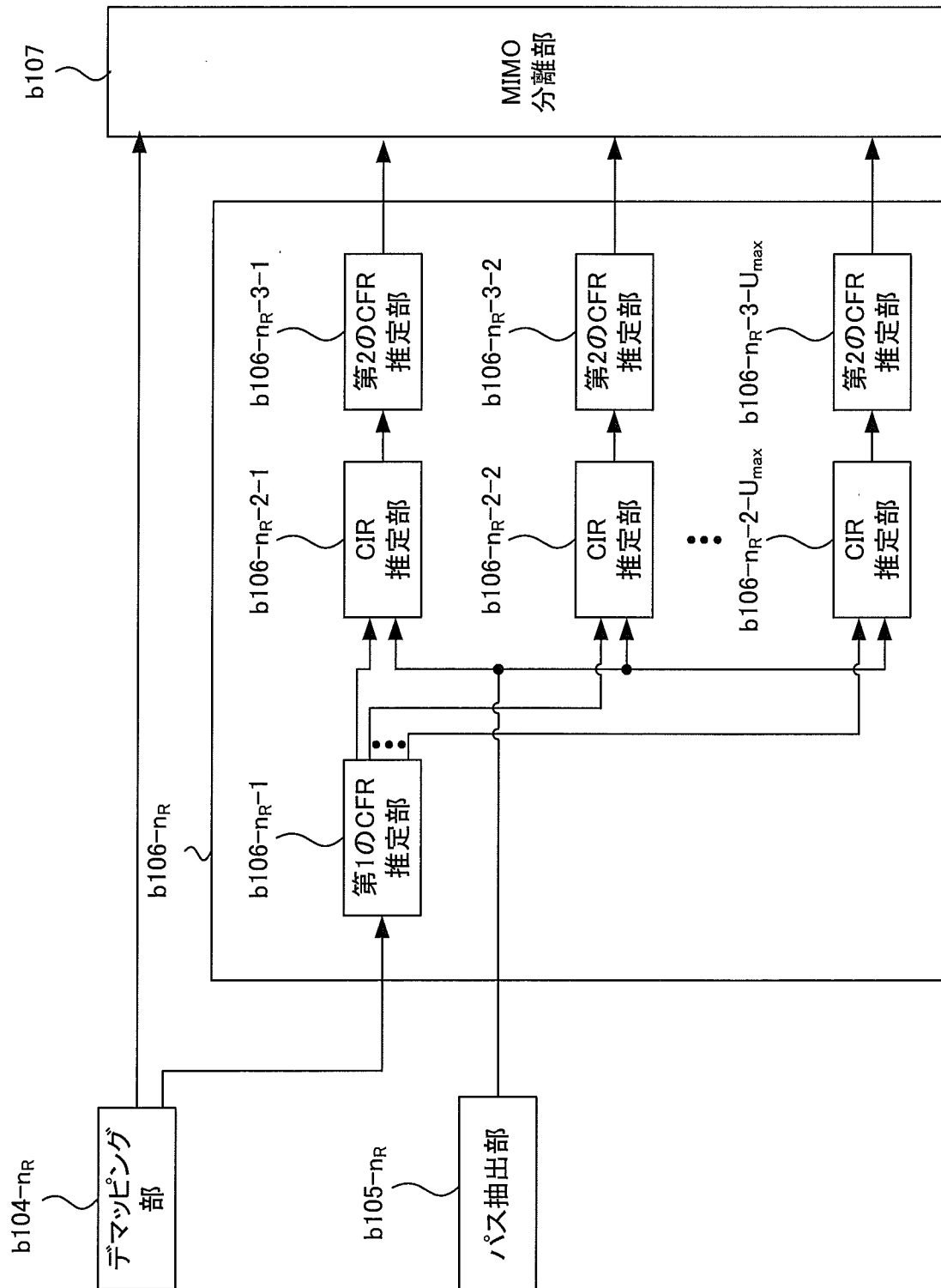
[図7]



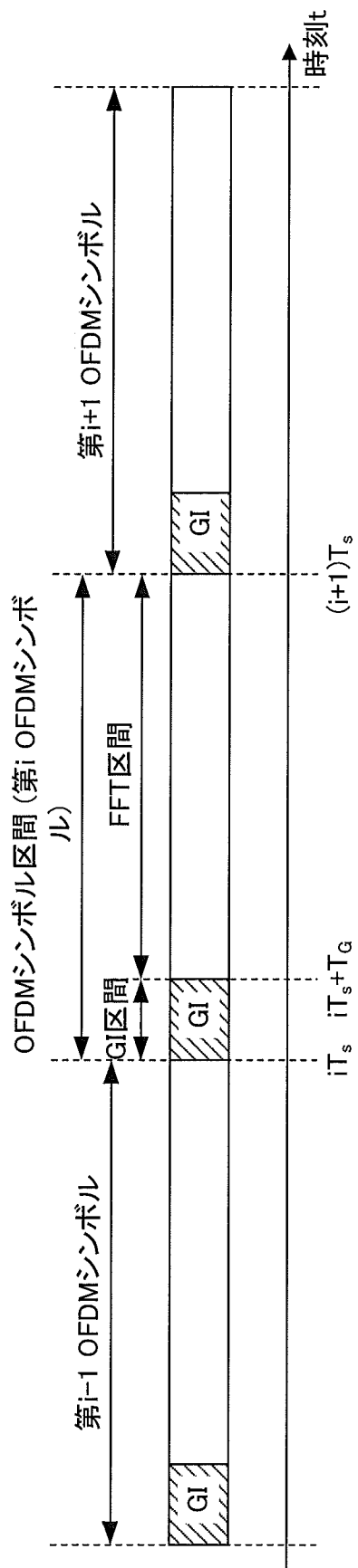
[図8]



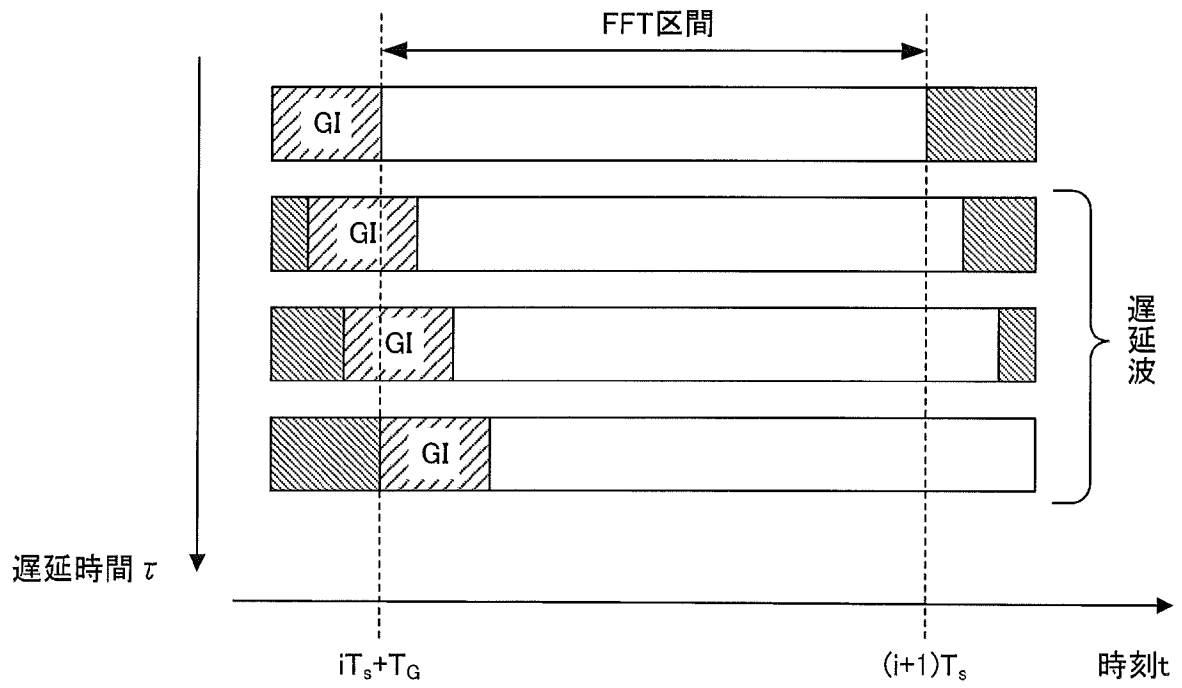
[図9]



[図10]



[図11]



[図12]

$$\mathbf{d}_1 = (1 \ 1 \ 1 \ 1)^T$$

$$\mathbf{d}_2 = (1 \ -1 \ 1 \ -1)^T$$

$$\mathbf{d}_3 = (1 \ 1 \ 1 \ 1)^T$$

$$\mathbf{d}_4 = (1 \ -1 \ 1 \ -1)^T$$

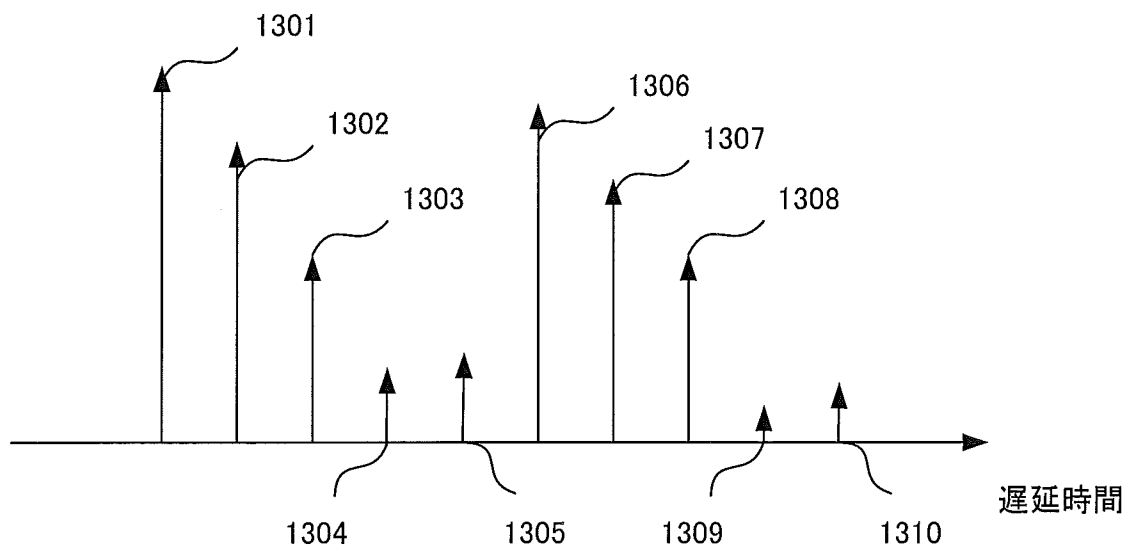
$$\mathbf{d}_5 = (1 \ 1 \ -1 \ -1)^T$$

$$\mathbf{d}_6 = (-1 \ -1 \ 1 \ 1)^T$$

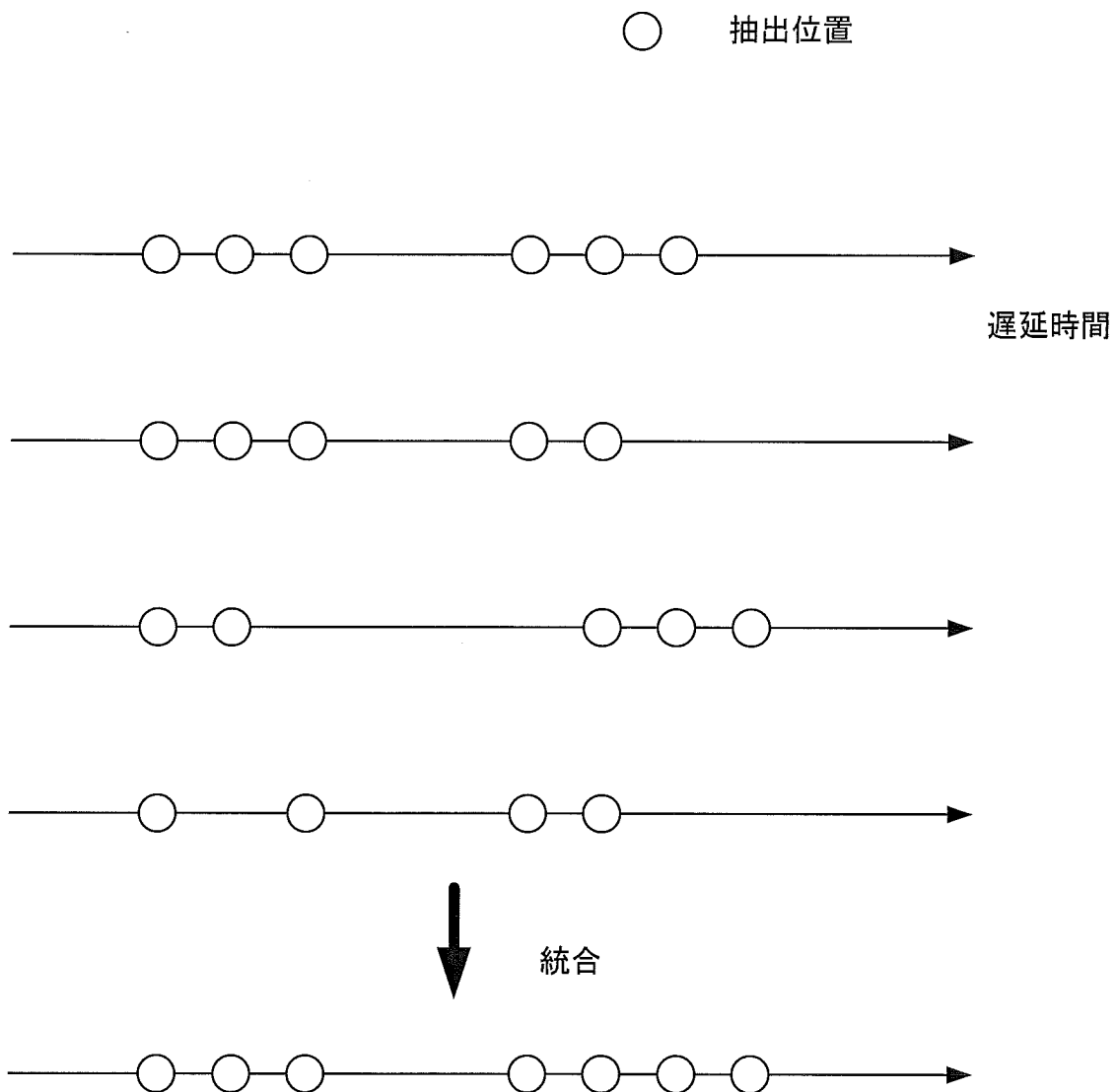
$$\mathbf{d}_7 = (1 \ -1 \ -1 \ 1)^T$$

$$\mathbf{d}_8 = (-1 \ 1 \ 1 \ -1)^T$$

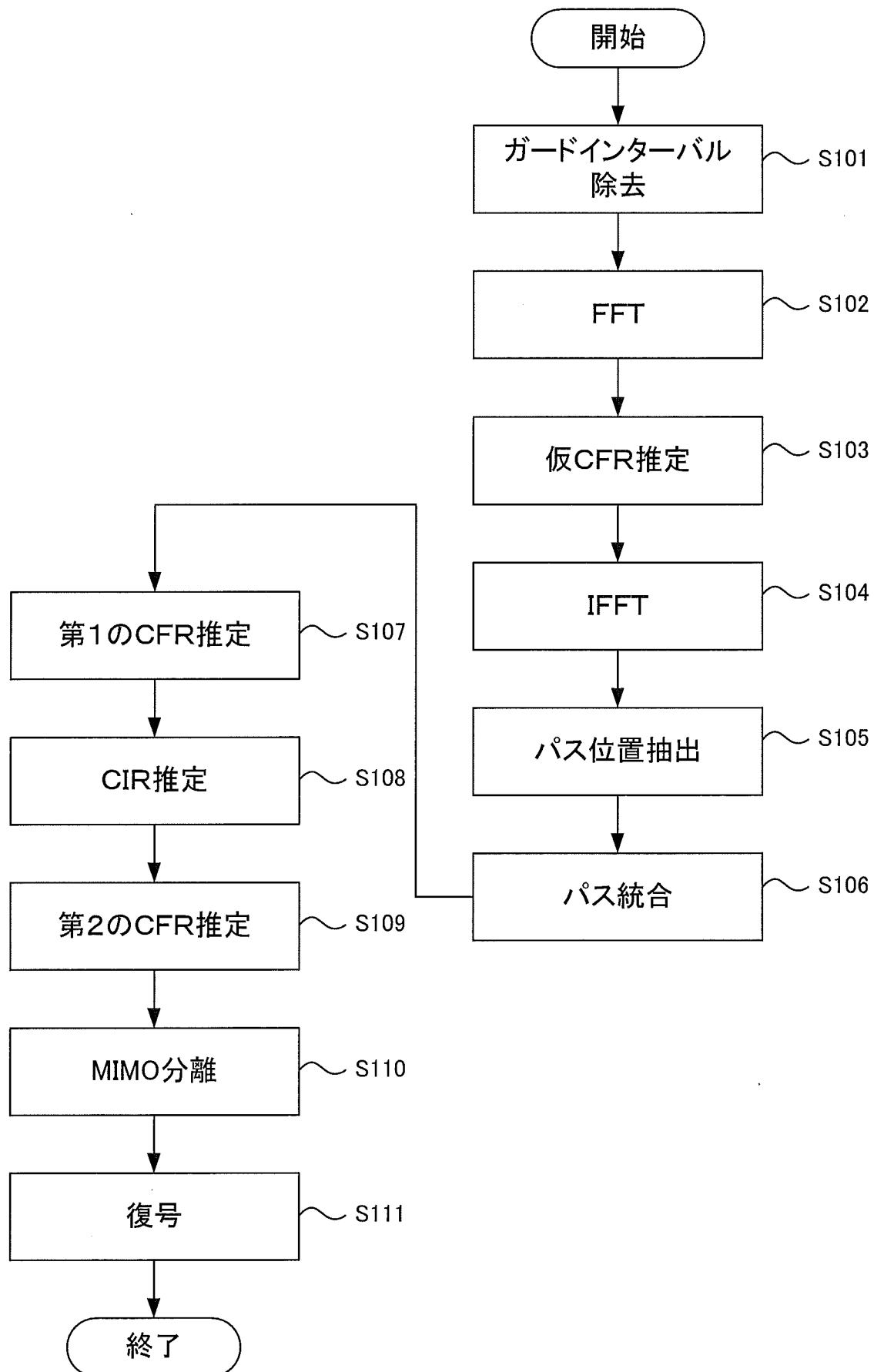
[図13]



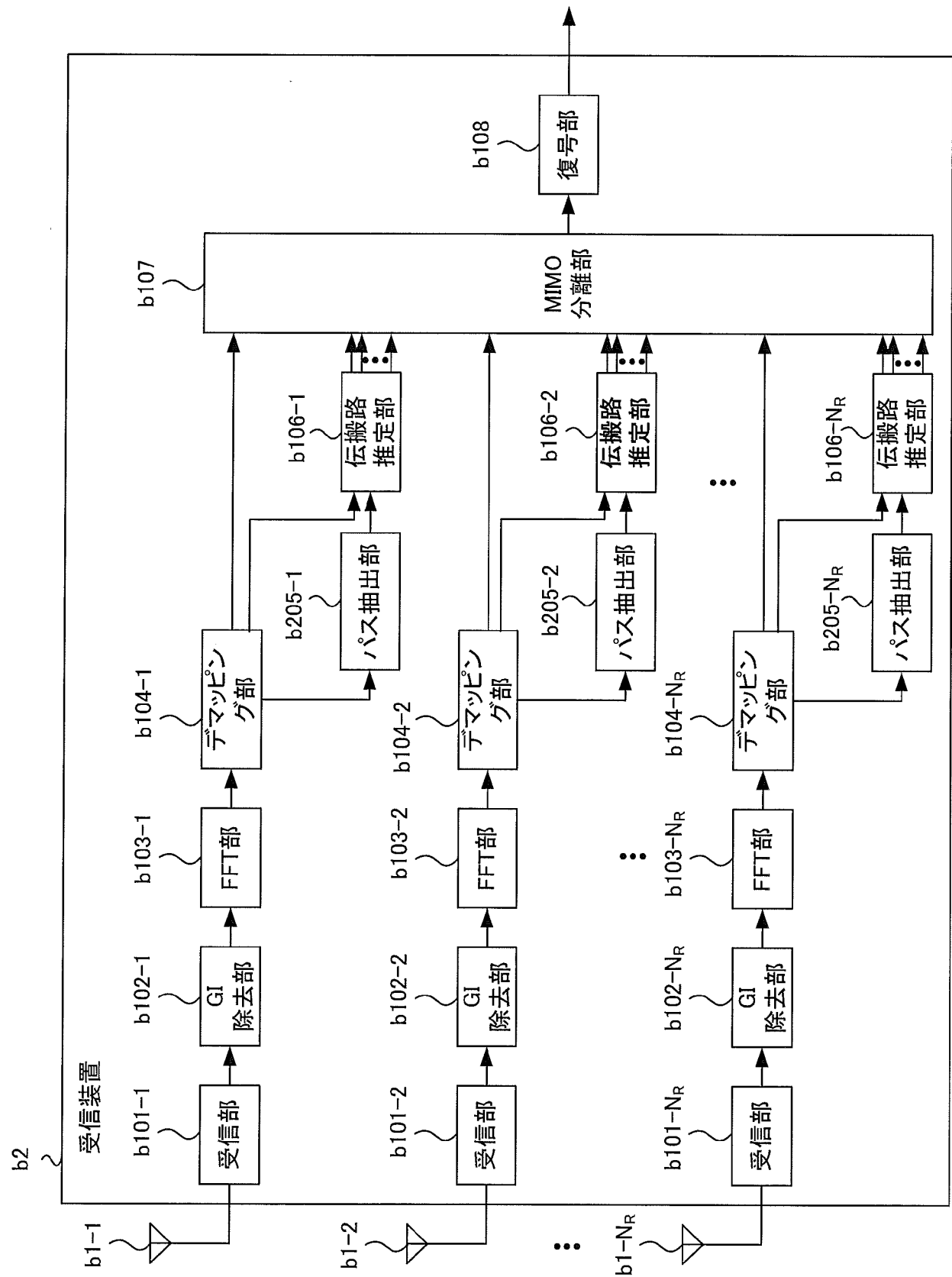
[図14]



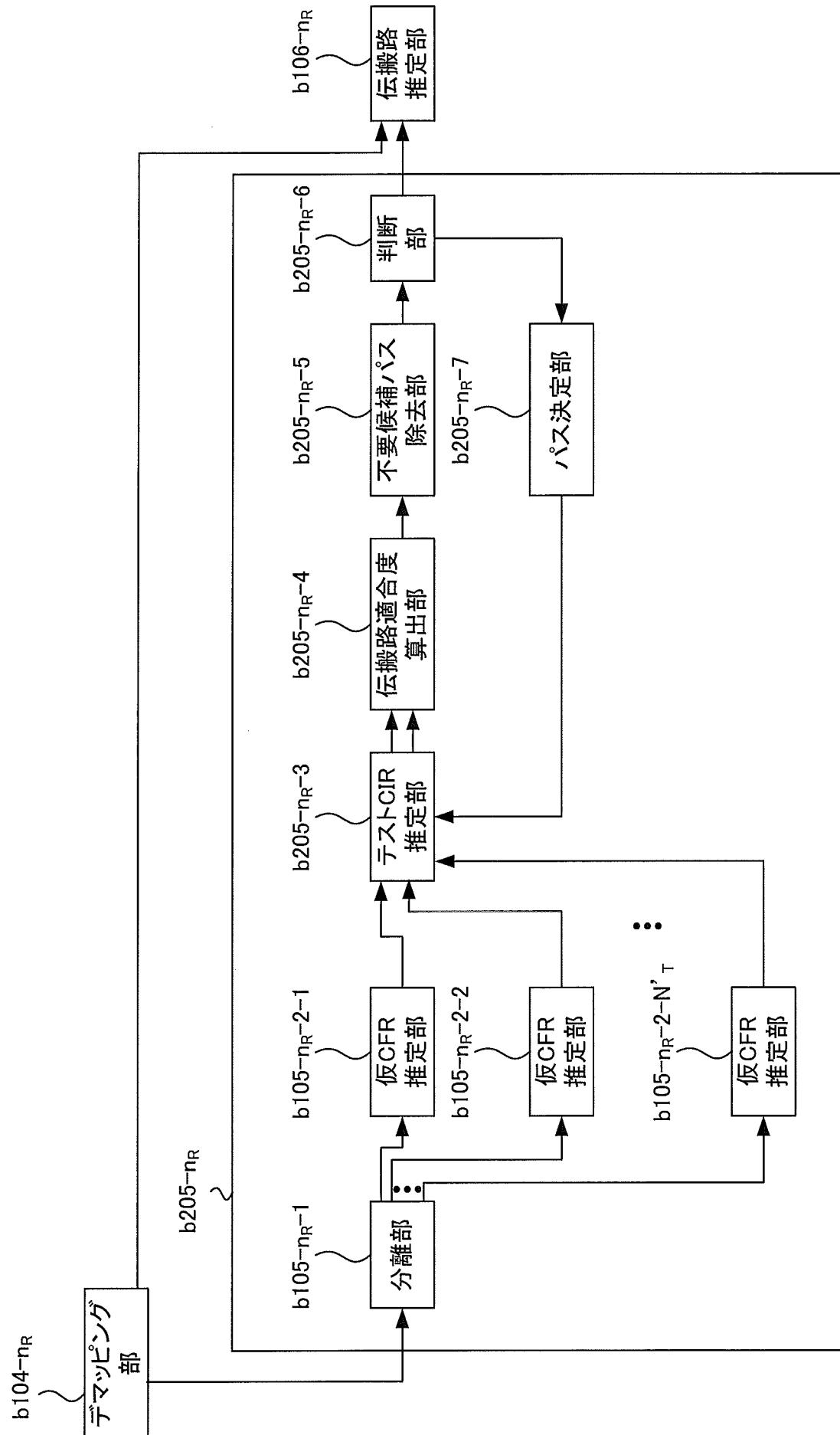
[図15]



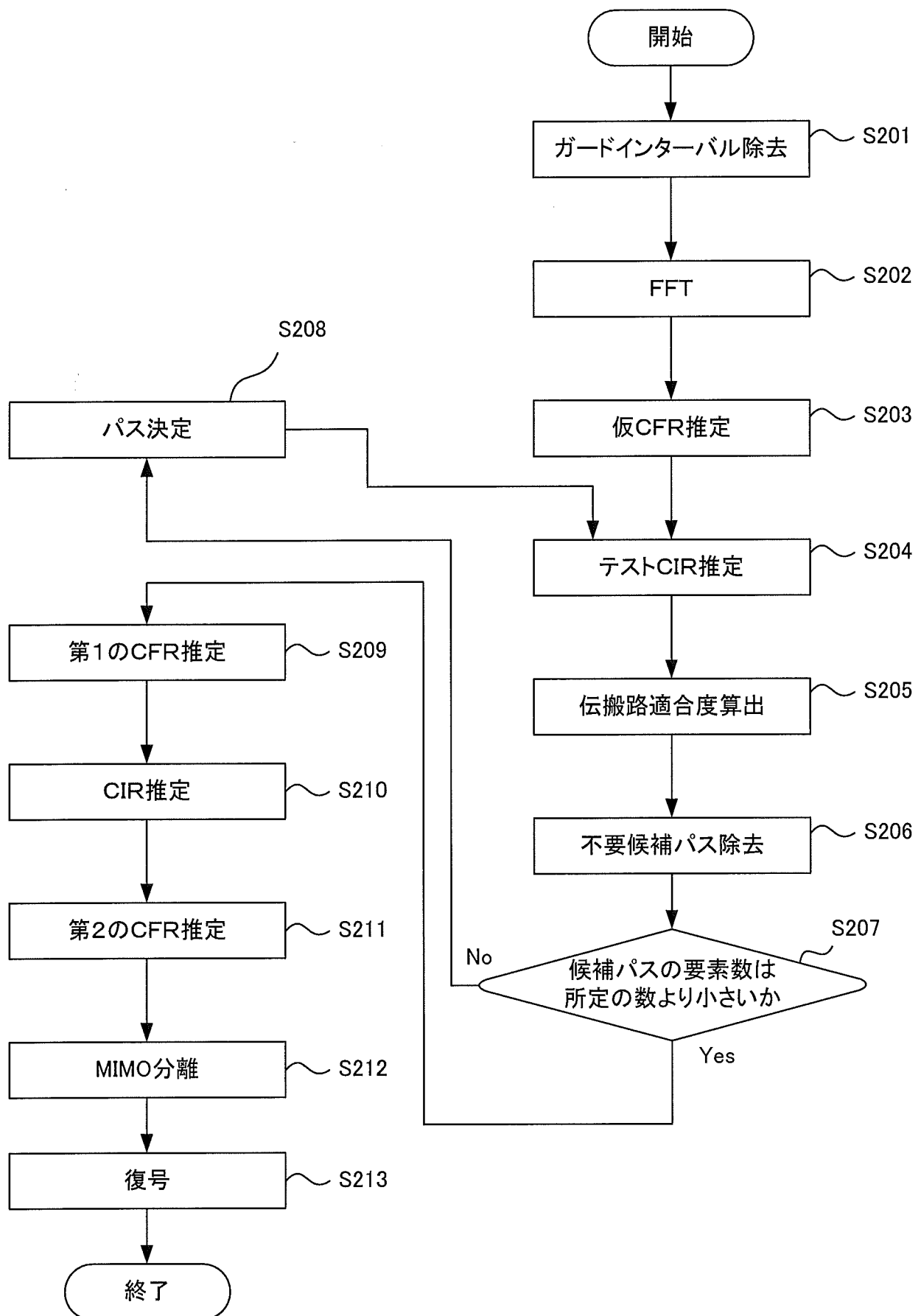
[図16]



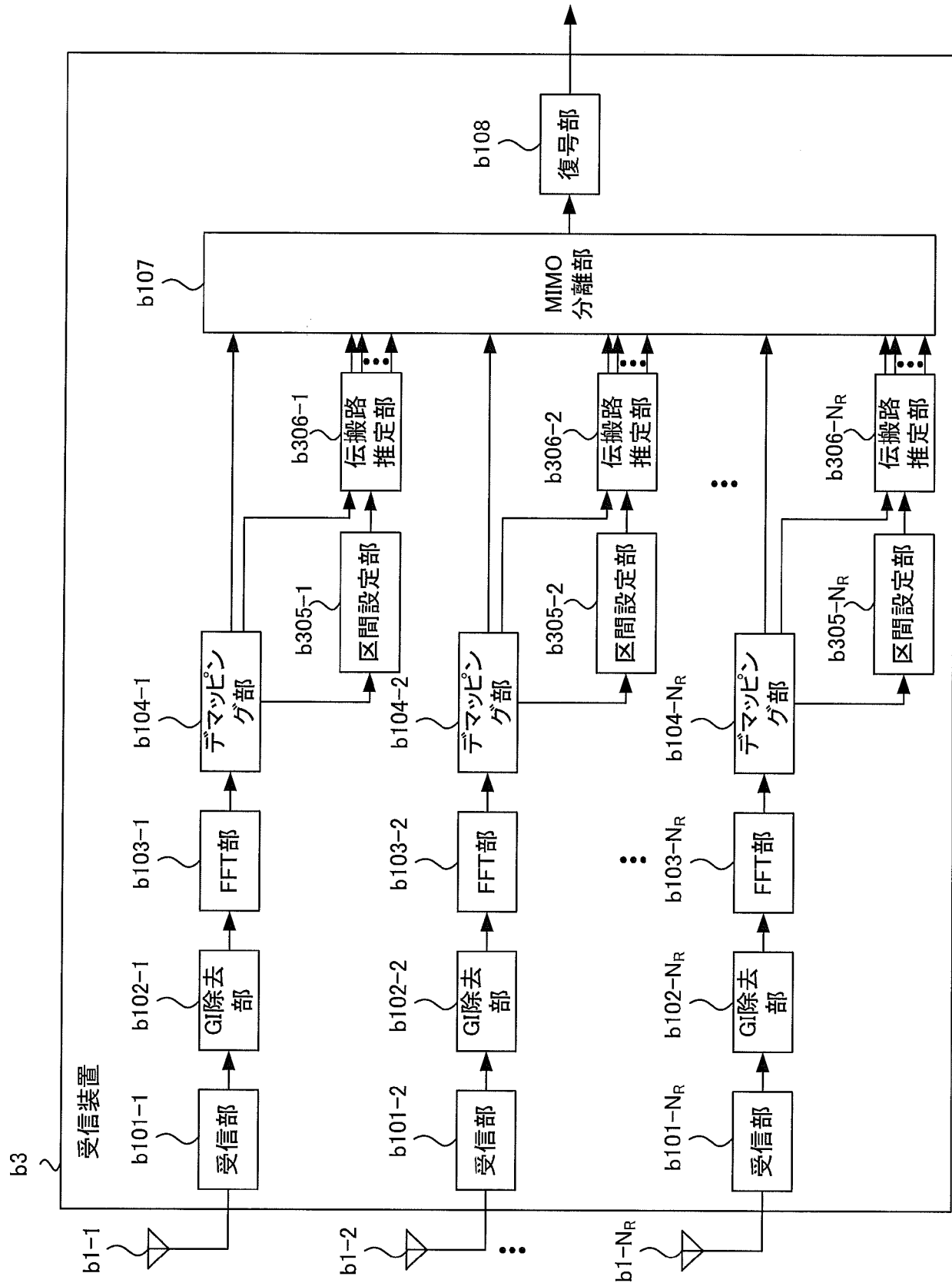
[図17]



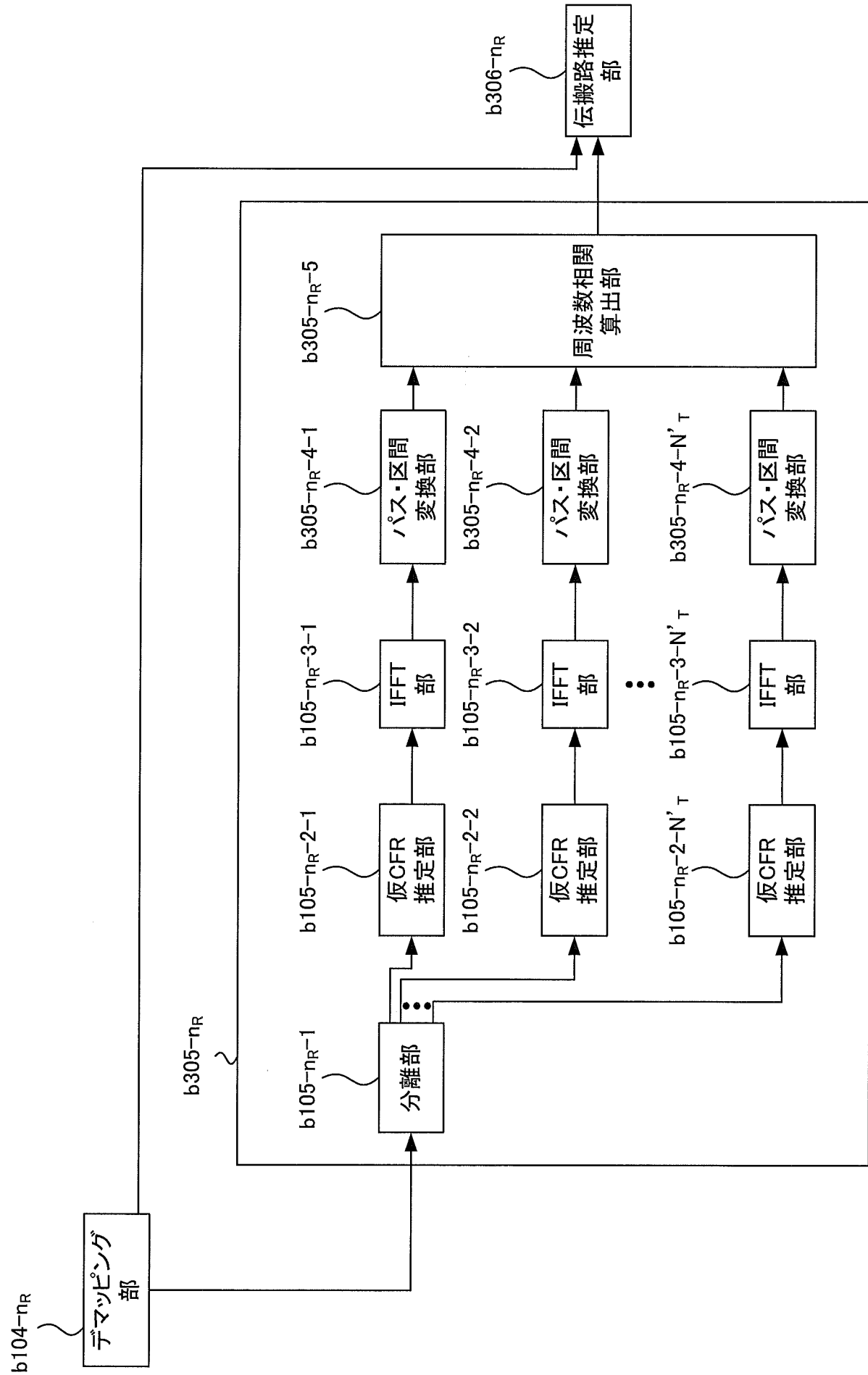
[図18]



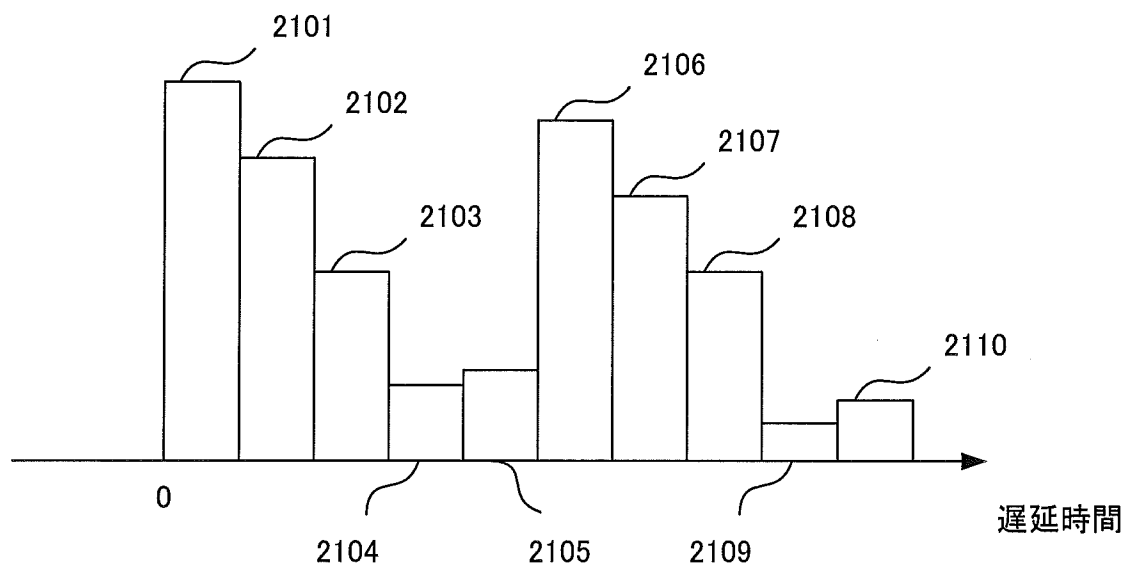
[図19]



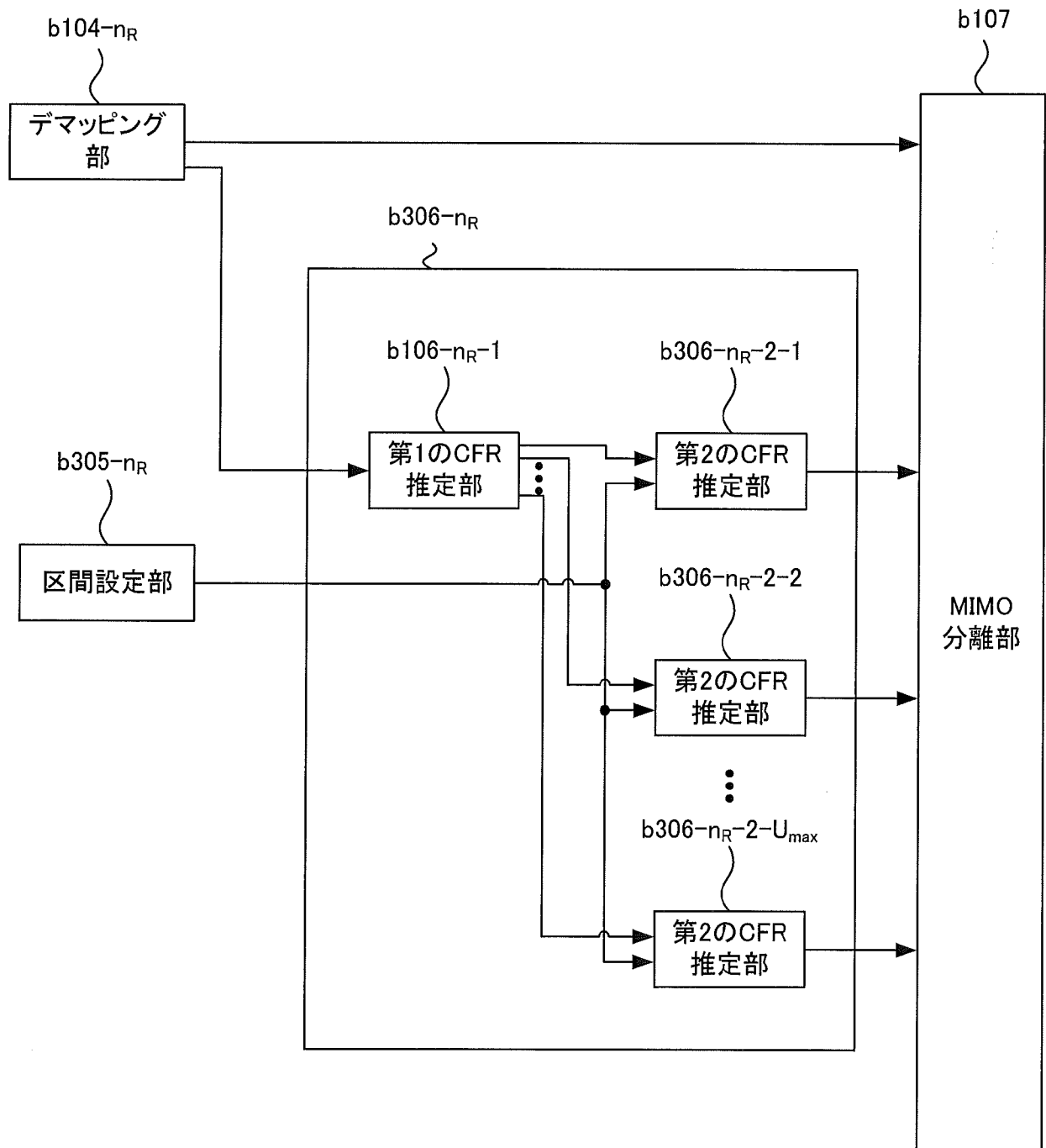
[図20]



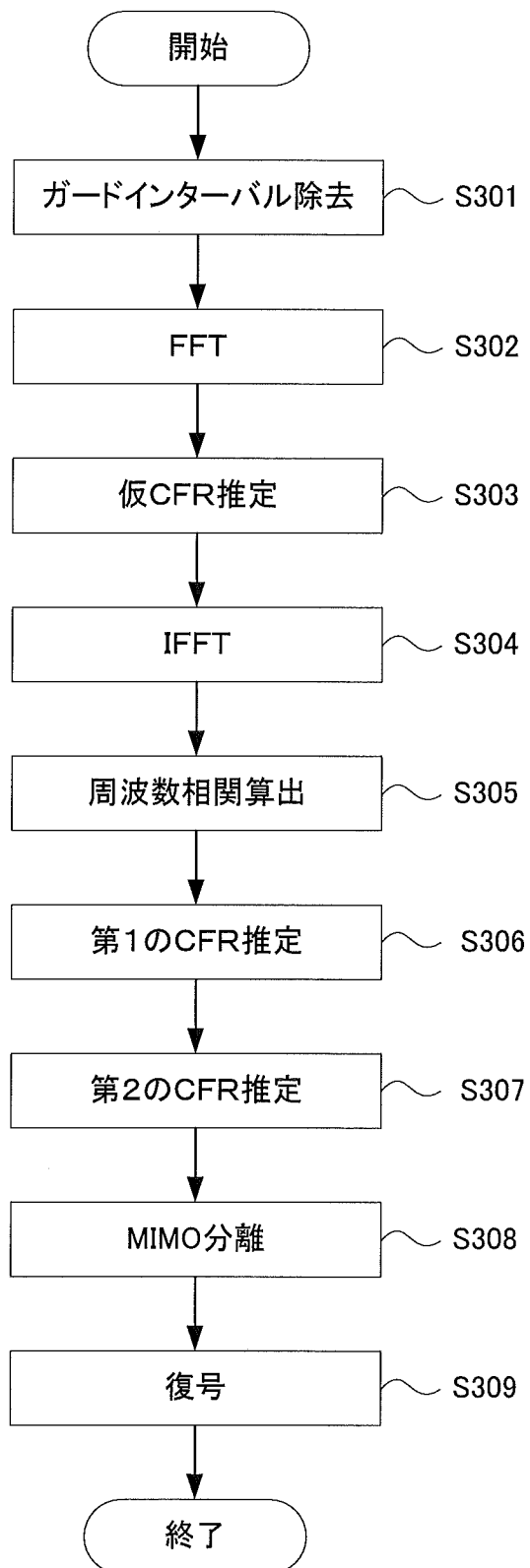
[図21]



[図22]



[図23]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2013/052812

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04J99/00(2009.01)i, H04B7/04(2006.01)i, H04J1/00(2006.01)i, H04J11/00(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)

H04J99/00, H04B7/04, H04J1/00, H04J11/00

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	1996-2013
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2013	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2013

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.
P, X	JP 2012-44492 A (Sharp Corp.), 01 March 2012 (01.03.2012), paragraphs [0043] to [0063]; fig. 2, 9 (Family: none)	1-6, 13, 14
A	Katsuya KATO et al., "Channel Estimation Employing Highly Efficient Tap Selection based on Information Criterion for OFDM Turbo Equalization", IEICE Technical Report, The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, 23 February 2011 (23.02.2011), pages 55 to 60, RCS2010-257	1-14

☒ 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
19 April, 2013 (19.04.13)

Date of mailing of the international search report
07 May, 2013 (07.05.13)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2013/052812

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2011-515993 A (Qualcomm Inc.) , 19 May 2011 (19.05.2011) , entire text; all drawings & US 2009/0245090 A1 & EP 2272224 A & WO 2009/142804 A2 & KR 10-2010-0126582 A & CN 101981879 A & TW 201014283 A	1-14

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (I P C))

Int.Cl. H04J99/00(2009.01)i, H04B7/04(2006.01)i, H04J1/00(2006.01)i, H04J11/00(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. H04J99/00, H04B7/04, H04J1/00, H04J11/00

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 1 3 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 3 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 3 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 請求項の番号
P, X	JP 2012-44492 A (シャープ株式会社) 2012.03.01 ，段落[0043]-[0063]，第2，9図 (ファミリーなし)	1-6, 13, 14
A	加藤勝也 他，「OFDM ターボ等化受信における情報量基準を用いた 高効率タップ選択チャネル推定」，電子情報通信学会技術研究報告， 社団法人電子情報通信学会，2011.02.23，pp. 55-60，RCS2010-257	1-14

☒ 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 9 . 0 4 . 2 0 1 3

国際調査報告の発送日

0 7 . 0 5 . 2 0 1 3

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)

佐々木 洋

5 K

3 3 6 2

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

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 請求項の番号
A	JP 2011-515993 A (クゥアルコム・インコーポレイテッド) 2011.05.19 , 全文, 全図 & US 2009/0245090 A1 & EP 2272224 A & WO 2009/142804 A2 & KR 10-2010-0126582 A & CN 101981879 A & TW 201014283 A	1-14