

(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
2014 年 8 月 14 日(14.08.2014)



(10) 国際公開番号
WO 2014/122850 A1

- (51) 国際特許分類:
H04J 99/00 (2009.01) H04J 11/00 (2006.01)
H04B 7/06 (2006.01) H04W 16/28 (2009.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2013/082996
- (22) 国際出願日: 2013 年 12 月 9 日(09.12.2013)
- (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 2013-021184 2013 年 2 月 6 日(06.02.2013) 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 2 番 2 2 号 Osaka (JP).
- (72) 発明者: 留場 宏道(TOMEBA, Hiromichi). 小野寺 毅(ONODERA, Takashi). 窪田 稔(KUBOTA, Minoru).
- (74) 代理人: 特許業務法人原謙三国際特許事務所(HARAKENZO WORLD PATENT & TRADEMARK); 〒5300041 大阪府大阪市北区天神橋 2 丁目北 2 番 6 号 大和南森町ビル Osaka (JP).

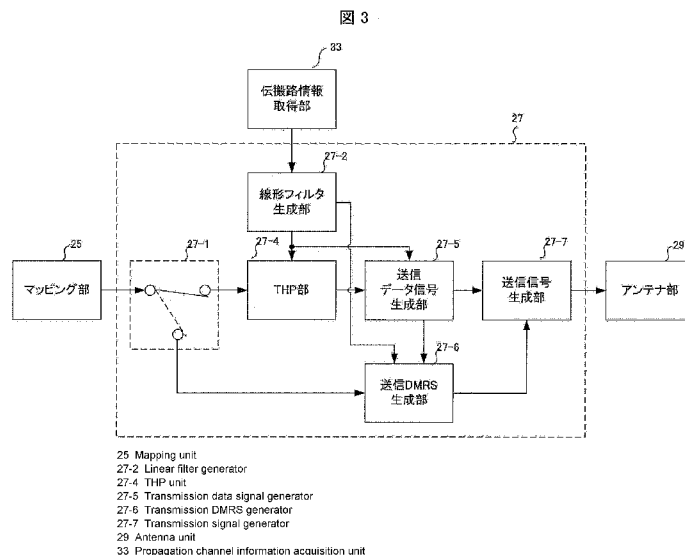
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, 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, KM, 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: BASE STATION DEVICE, PRE-CODING METHOD, INTEGRATED CIRCUIT, AND RADIO COMMUNICATION SYSTEM

(54) 発明の名称: 基地局装置、プリコーディング方法、集積回路、無線通信システム



(57) Abstract: This base station device is provided with a plurality of antennas, and is capable of performing radio transmission by using spatial multiplexing after applying nonlinear pre-coding to a signal addressed to a plurality of terminal devices. A first linear filter generated for a data signal addressed to the terminal devices and a second linear filter generated for a demodulation-use reference signal addressed to the terminal devices are differentiated from each other on the basis of information about a propagation channel between the base station device and the terminal devices, pre-coding is applied to the data signal and the demodulation-use reference signal on the basis of the first linear filter and the second linear filter, and a transmission is made.

(57) 要約:

[続葉有]

WO 2014/122850 A1

本発明の基地局装置は複数のアンテナを備え、複数の端末装置宛の信号に非線形プリコーディングを施し空間多重して無線送信を行なうことが可能であり、前記端末装置との間の伝搬路情報に基づいて、前記端末装置宛のデータ信号に対して生成する第1の線形フィルタと、前記端末装置宛の復調用参照信号に対して生成する第2の線形フィルタを互いに異なるものとし、前記第1の線形フィルタと、前記第2の線形フィルタに基づいて、前記データ信号と前記復調用参照信号にプリコーディングを施して送信する。

明 細 書

発明の名称：

基地局装置、プリコーディング方法、集積回路、無線通信システム

技術分野

[0001] 本発明は、マルチユーザ多重入力多重出力伝送を行なう技術に関する。

背景技術

[0002] 無線通信システムでは、多様なブロードバンド情報サービスの提供のために、伝送速度の向上が常に望まれている。伝送速度の向上は通信帯域幅の拡大により実現可能だが、利用可能な周波数帯域には限りがあるため、周波数利用効率の改善が必須となる。周波数利用効率を大幅に改善できる技術として、複数の送受信アンテナを用いて無線伝送を行なう多重入力多重出力（Multiple Input Multiple Output（MIMO））技術が注目を集めており、セルラーシステムや無線LANシステムなどで実用化されている。MIMO技術による周波数利用効率改善量は送受信アンテナ数に比例する。しかし、端末装置に配置できる受信アンテナ数には限りがある。そこで、同時接続する複数端末装置を仮想的な大規模アンテナアレーとみなし、基地局装置から各端末装置への送信信号を空間多重させるマルチユーザMIMO（Multi User-MIMO（MU-MIMO））が周波数利用効率の改善に有効である。

[0003] MU-MIMOでは、各端末装置宛ての送信信号同士がユーザ間干渉（Inter-User Interference（IUI））として端末装置に受信されてしまうため、IUIを抑圧する必要がある。例えば、第3.9世代移動無線通信システムの一つとして採用されているLong term evolutionにおいては、各端末装置より通知される伝搬路情報に基づき算出される線形フィルタを基地局装置にて予め乗算することでIUIを抑圧する線形プリコーディングが採用されている。

[0004] また、一層の周波数利用効率の改善が望めるMU-MIMOの実現方法と

して、非線形処理を基地局装置側で行なう非線形プリコーディングを用いる M U - M I M O 技術が注目を集めている。端末装置において、剰余 (Modulo、モジュロ) 演算が可能である場合、送信信号に対して、任意のガウス整数に一定の実数が乗算された複素数 (摂動項) を要素とする摂動ベクトルの加算が可能となる。

[0005] そこで、基地局装置と複数の端末装置との間の伝搬路状態に応じて、摂動ベクトルを適切に設定してやれば、線形プリコーディングと比較して、所要送信電力を大幅に削減することが可能となる。非線形プリコーディングとして、非特許文献1記載の Vector perturbation (VP) や、非特許文献2記載の Tomlinson Harashima precoding (THP) が良く知られている。

[0006] 基地局装置においてプリコーディングを行なうためには、基地局装置は各端末装置との間の伝搬路情報 (Channel state information (CSI)) が必要である。図13は、非線形プリコーディングを施す基地局装置と端末装置間の通信の様子を表すシーケンスチャートである。はじめに基地局装置は、端末装置に対してCSIを推定するための参照信号を生成する (ステップS101)。次いで、基地局装置は、送信データと復調用参照信号を生成する (ステップS102)。次いで、基地局装置はCSIを推定するための参照信号を端末装置に向けて送信する (ステップS103)。なお、無線フレーム構成によっては、基地局装置は別のCSIを推定するための参照信号に関連付けられたデータ信号と復調用参照信号も同時に基地局装置に向けて送信する場合もあるが、ここでは別々に送信するものとする。CSIを推定するための参照信号は、基地局装置と端末装置とでお互いに既知であるから、端末装置は受信された参照信号に基づいてCSIを推定することができる (ステップS104)。

[0007] 端末装置は推定したCSIを基地局装置に通知可能な情報に変換し (ステップS105)、基地局装置に通知する (ステップS106)。通知可能な情報としては、推定された情報を直接デジタル情報に量子化した情報や、

基地局装置と端末装置とで共用しているコードブックに記載されたコードを示す番号などが挙げられる。その後、基地局装置は、復元されたCSIに基づきデータと復調用参照信号にプリコーディングを施し（ステップS107）、端末装置に対して送信する（ステップS108）。

[0008] 端末装置は、基地局装置からデータと復調用参照信号を受信すると、復調用参照信号に基づいて伝搬路推定を行ない（ステップS109）、その伝搬路推定値に基づいて、データに対して、チャネル等化（空間信号検出処理）を行なう（ステップS110）

ここで、基地局装置が行なうプリコーディングが非線形プリコーディングであった場合、端末装置は、チャネル等化後の信号に対して、 modulo 演算（ステップS111）を施す必要がある。 modulo 演算は、与えられた実定数 2δ に対して、入力された複素信号の実部と虚部をそれぞれ $[-\delta, \delta]$ 以内に収める信号処理である。ここで 2δ は modulo 幅と呼ばれる。端末装置は modulo 演算後の信号から送信データを復調する（ステップS112）。

[0009] ここで、受信側で行なわれる modulo 演算の modulo 幅は伝搬路状態に依存するため、端末装置が復調用参照信号に基づいて推定する必要がある。しかし、基地局装置で行なわれるプリコーディングによっては、端末装置が復調用参照信号に基づいて推定する modulo 幅と、真の最適な modulo 幅との間に誤差が生じてしまう場合がある。

[0010] この問題を解決するために、非特許文献3では、復調用参照信号に基づいて推定される modulo 幅を補正する方法が開示されている。しかし、開示されている方法では、伝搬路環境に応じて、補正するためのパラメータを最適化する必要がある。そのため、伝搬路環境毎にパラメータのキャリブレーションが必要となり、キャリブレーションが出来ていない伝搬路環境において最適な伝送特性を実現させることは出来ない。

先行技術文献

非特許文献

[0011] 非特許文献1: B. M. Hochwald, et. al., “A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-Part II: Perturbation,” IEEE Trans. Commun., Vol. 53, No. 3, pp.537-544, March 2005.

非特許文献2: M. Joham, et. al., “MMSE approaches to multiuser spatio-temporal Tomlinson-Harashima precoding”, Proc. 5th Int. ITG Conf. on Source and Channel Coding, Erlangen, Germany, Jan. 2004.

非特許文献3: 矢野, 他, “Vector perturbationにおけるストリーム間干渉を考慮したmodulo格子サイズ設定に関する一検討”, 信学技法, RCS2012-225, 2012年12月

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0012] 基地局装置が非線形プリコーディングに基づくMU-MIMO伝送を行なう無線通信システムにおいて、端末装置が復調用参照信号に基づいてmodulo幅を推定する場合、端末装置が復調用参照信号に基づいて推定するmodulo幅と、最適なmodulo幅との間に誤差が生じてしまい、伝送特性が大幅に劣化してしまう。しかし、この誤差の抑圧を事前のキャリブレーションを行なうことなく実現する方法は、未だ明らかとなっていないのが実状である。

[0013] 本発明は、このような事情に鑑みてなされたものであり、基地局装置が非線形プリコーディングに基づくMU-MIMO伝送を行なう無線通信システムにおいて、端末装置が復調用参照信号に基づいて高精度にmodulo幅を推定することが出来る基地局装置、無線通信システム、および集積回路を提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0014] 上記の目的を達成するために、本発明は、以下のような手段を講じた。すなわち、本発明の基地局装置は複数のアンテナを備え、複数の端末装置宛の信号に非線形プリコーディングを施し空間多重して無線送信を行なう基地局

装置であって、前記端末装置との間の伝搬路情報を取得する伝搬路情報取得部と、前記複数の端末装置宛のデータ信号と復調用参照信号を多重するマッピング部と、前記伝搬路情報に基づいて前記データ信号と前記復調用参照信号にプリコーディングを施すプリコーディング部と、を備え、前記プリコーディング部は、前記伝搬路情報に基づいて、前記データ信号に乗算する第1の線形フィルタと、前記復調用参照信号に乗算する第2の線形フィルタとの、互いに異なる線形フィルタを生成する線形フィルタ生成部を備えることを特徴とする。

[0015] また、本発明のプリコーディング方法は、複数のアンテナを備える基地局装置から、複数の端末装置へ送信されるデータ信号と復調用参照信号に、前記複数の端末装置との間の伝搬路情報に基づいて、予備的处理を行なうプリコーディング方法であって、前記伝搬路情報に基づいて、第1の線形フィルタ、第2の線形フィルタ及びフィードバックフィルタを算出する過程と、前記フィードバックフィルタに基づいて、前記データ信号に対して、干渉抑圧とモジュロ演算を施し、送信符号を算出する過程と、前記送信符号と前記第1の線形フィルタに基づいて、送信データ信号と電力正規化係数を算出する過程と、前記復調用参照信号、前記第2の線形フィルタ、及び前記電力正規化係数に基づいて、送信復調用参照信号を算出する過程と、前記送信データ信号と前記送信復調用参照信号の送信電力を調整する過程と、を有することを特徴とする。

[0016] また、本発明のプリコーディング方法は、複数のアンテナを備える基地局装置から、複数の端末装置へ送信されるデータ信号と復調用参照信号に、前記複数の端末装置との間の伝搬路情報に基づいて、予備的处理を行なうプリコーディング方法であって、前記伝搬路情報に基づいて、第1の線形フィルタと、第2の線形フィルタを算出する過程と、前記データ信号と、前記第1の線形フィルタに基づいて、摂動ベクトルを探索する過程と、前記データ信号、前記第1の線形フィルタ及び前記摂動ベクトルに基づいて、送信データ信号と電力正規化係数を算出する過程と、前記復調用参照信号、前記第2の

線形フィルタ、及び前記電力正規化係数に基づいて、送信復調用参照信号を算出する過程と、前記送信データ信号と前記送信復調用参照信号の送信電力を調整する過程と、を有することを特徴とする。

[0017] また、本発明の集積回路は、複数のアンテナを備え、複数の端末装置宛の信号に非線形プリコーディングを施し空間多重して無線送信を行なう基地局装置に実装され、前記基地局装置に複数の機能を発揮させる集積回路であって、前記端末装置との間の伝搬路情報を取得する機能と、前記複数の端末装置宛のデータ信号と復調用参照信号を多重する機能と、前記伝搬路情報に基づいて前記データ信号と前記復調用参照信号にプリコーディングを施す機能と、の一連の機能を発揮させ、前記プリコーディングを施す機能は、前記伝搬路情報に基づいて、前記データ信号に乗算する第1の線形フィルタと、前記復調用参照信号に乗算する第2の線形フィルタとの、互いに異なる線形フィルタを生成することを特徴とする。

発明の効果

[0018] 本発明によれば、基地局装置が非線形プリコーディングに基づくM U - M I M O伝送を行なう無線通信システムにおいて、端末装置が復調用参照信号に基づいて高精度にm o d u l o幅を推定することが出来るから、m o d u l o幅の推定誤差に起因する特性劣化が抑圧され、周波数利用効率の大幅な改善に寄与できる。

図面の簡単な説明

[0019] [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略の一例を示す図である。

[図2]本発明の第1の実施形態に係る基地局装置の一構成例を示すブロック図である。

[図3]本発明の第1の実施形態に係るプリコーディング部27の一構成例を示すブロック図である。

[図4]本発明の第1の実施形態に係るプリコーディング部27における信号処理の一例を示すフローチャートである。

[図5]本発明の第1の実施形態に係るアンテナ部29の一構成例を示すブロック図である。

[図6]本発明の第1の実施形態に係る端末装置2の一構成例を示すブロック図である。

[図7]本発明の第1の実施形態に係る端末アンテナ部51の一構成例を示すブロック図である。

[図8]本発明の第2の実施形態に係るプリコーディング部35の一構成例を示すブロック図である。

[図9]本発明の第2の実施形態に係るプリコーディング部35における信号処理の一例を示すフローチャートである。

[図10]本発明の第3の実施形態に係る無線通信システムの概略の一例を示す図である。

[図11]本発明の第3の実施形態に係るプリコーディング部37の一構成例を示す図である。

[図12]本発明の第3の実施形態に係る端末装置3の一構成例を示すブロック図である。

[図13]従来の基地局装置と端末装置間の通信の様子を示すシーケンスチャートである。

発明を実施するための形態

[0020] 以下、図面を参照して本発明の無線通信システムを適用した場合における実施形態について説明する。なお、本実施形態において説明した事項は、発明を理解するための一態様であり、実施形態に限定して発明の内容が解釈されるものではない。特に断らない限り、以下では、 A^T は行列 A の転置行列、 A^H は行列 A の随伴（エルミート転置）行列、 A^{-1} は行列 A の逆行列、 $\text{diag}(A)$ は行列 A の対角成分のみを抽出した対角行列もしくは括弧内の要素を対角成分に並べた対角行列、 I_N は N 行 N 列の単位行列、 O_N は N 行 N 列の零行列、 $\text{floor}(c)$ は実部と虚部がそれぞれ複素数 c の実部と虚部の値を超えない最大のガウス整数を返す床関数、 $E[x]$ はランダム変数 x の

アンサンブル平均、 $\|a\|$ はベクトル a のノルム、をそれぞれ表すものとする。また、 $[A, B]$ は行列 A および B を列方向に結合した行列を表すものとする。また、 $\mathbb{Z}[i]$ はガウス整数全体の集合を表すものとする。なお、ガウス整数とは、実部と虚部がそれぞれ整数で表される複素数である。

[0021] [1. 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略の一例を示す図である。第1の実施形態においては、 N_t 本の送信アンテナを有し、非線形プリコーディングが可能な基地局装置1（無線送信装置とも呼ぶ）に対して、 N_r 本の受信アンテナを有する端末装置2（無線受信装置とも呼ぶ）が U 個（図1では端末装置2-1～2-4の4個）接続しているMIMO伝送を対象とする。各端末装置2にはそれぞれ L 個のデータを同時に送信するものとし（同時送信するデータ数のことをランク数とも呼ぶ）、 $U \times L = N_t$ および $L = N_r$ であるものとする。

[0022] 以下では簡単のために、各端末装置2の受信アンテナ数およびランク数は全て同一で、 $L = N_r = 1$ として説明を行なうが、端末装置2毎に異なる受信アンテナ数およびランク数となっても構わない。また、 $U \times L \leq N_t$ および $L \leq N_r$ が満たされているのであれば、ランク数と受信アンテナ数が各端末装置2間で同一である必要も無い。

[0023] 伝送方式としては、 N_c 個の副搬送波（サブキャリア）を有する直交周波数分割多重（Orthogonal frequency division multiplexing（OFDM））を仮定する。ただし、特別に断らない限り、以下で説明する信号処理は、サブキャリア毎に行なわれるものとする。基地局装置1は各端末装置2より通知される制御情報により基地局装置1から各端末装置2までのCSIを取得し、その伝搬路情報に基づき、送信データに対してサブキャリア毎にプリコーディングを行なうものとする。以下では複信方式は周波数分割複信を仮定するが、時間分割複信も本実施形態には含まれる。

[0024] はじめに基地局装置1と端末装置2の間のCSIについて定義する。本実

施形態においては、準静的周波数選択性フェージングチャネルを仮定する。ここで準静的とは、1 OFDM信号内で伝搬路が変動しないこととする。第 n 送信アンテナ ($n = 1 \sim N_t$) と第 u 端末装置 2 - u ($u = 1 \sim U$) の第 m 受信アンテナ ($m = 1 \sim N_r$) の間の第 t OFDM信号における第 k サブキャリアの複素チャネル利得を $h_{u, m, n}(k, t)$ としたとき、伝搬路行列 $H(k, t)$ を式 (1) のように定義する。

[0025] [数1]

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{H}(k, t) = \begin{pmatrix} \mathbf{h}_1(k, t) \\ \mathbf{h}_2(k, t) \\ \vdots \\ \mathbf{h}_U(k, t) \end{pmatrix} \\ \mathbf{h}_u(k, t) = \begin{pmatrix} h_{u,1,1}(k, t) & \cdots & h_{u,1,N_t}(k, t) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{u,N_r,1}(k, t) & \cdots & h_{u,N_r,N_t}(k, t) \end{pmatrix} \end{array} \right. \quad \cdots (1)$$

[0026] $\mathbf{h}_u(k, t)$ は第 u 端末装置 2 - u で観測される複素チャネル利得により構成される $N_r \times N_t$ の行列を表す。本実施形態において、特に断りが無い限り、 $\mathbf{CS}$ は複素チャネル利得により構成される行列の事を指す。ただし、空間相関行列や、基地局装置 1 と各端末装置 2 間で予め共有しているコードブック記載の線形フィルタを並べた行列を $\mathbf{CS}$ とみなして、後述する信号処理を行なうことも可能である。また、端末装置 2 が推定した伝搬路行列に特異値分解（もしくは固有値分解）を施すことで得られる固有ベクトルを基地局装置 1 に通知する場合、基地局装置 1 は、固有ベクトルを並べた行列を $\mathbf{CS}$ とみなしても良い。以下の説明では、第 u 端末装置 2 - u は時刻 t_1 における $\mathbf{CS}$ である $\mathbf{h}_u(k, t_1)$ を推定し、量子化を施したのち、基地局装置 1 に通知するものとする。

[0027] ここで、第 u 端末装置 2 - u が基地局装置 1 に実際に通知する $\mathbf{CS}$ を $\mathbf{h}_{FB, u}(k, t_1)$ と定義する。以下では、 $\mathbf{h}_{FB, u}(k, t_1)$ は $\mathbf{h}_u(k, t_1)$ と同様に、 $N_r \times N_t$ の行列であるものとするが、必ずしも $N_r \times N_t$ である必要はない。例えば、 N_r 本の受信アンテナを備える第 u 端末装置 2 - u が、

($N_r - 1$) 本の受信アンテナに関するCSIのみを通知するような場合も考えられる。この場合、当然 $h_{FB, u}(k, t_1)$ は $(N_r - 1) \times N_t$ の行列となる。このとき、基地局装置1は第 u 端末装置2-uが備える受信アンテナ数は $(N_r - 1)$ 本であるものとして、後述するプリコーディング等の送信信号処理を行なえば良い。

[0028] また、 $h_u(k, t_1)$ そのものではなく、 $h_u(k, t_1)$ に特異値分解を施すことによって得られる固有ベクトル、もしくは固有ベクトルと特異値の両方を通知するような場合も考えられる。この場合、固有ベクトルは要素数 N_t の列ベクトルが N_t 個存在することになる。ただし、ここで算出される固有ベクトルには、第 u 端末装置2-u宛てにヌルビームを向ける線形フィルタとなり得るベクトルも含まれる。第 u 端末装置2-uは複数の固有ベクトルの中で任意の数の列ベクトルを通知するような制御を行なうことも可能である。例えば、第 u 端末装置2-uが固有ベクトルの中で Q 個の固有ベクトルを通知するのであれば、基地局装置1は第 u 端末装置2-uが備える受信アンテナ数は Q 本であるものとして、後述するプリコーディング等の送信信号処理を行なえば良い。

[0029] 本実施形態において、第 u 端末装置2-uが基地局装置1に $h_{FB, u}(k, t_1)$ を通知する方法については、何かに限定されるものではない。以下では、第 u 端末装置2-uは $h_u(k, t_1)$ を直接量子化して基地局装置1に通知するものとする。このとき、量子化ビット数に応じて、 $h_u(k, t_1)$ と $h_{FB, u}(k, t_1)$ との間には誤差が生ずることになる。しかし、本実施形態の方法自体は、誤差の大きさに影響を受けるものではないため、以下の説明では、 $h_u(k, t_1) = h_{FB, u}(k, t_1)$ であるものとして説明を行なう。

[0030] [1. 1. 基地局装置1]

図2は、本発明の第1の実施形態に係る基地局装置1の一構成例を示すブロック図である。図2に示すように、基地局装置1は、チャネル符号化部21と、データ変調部23と、マッピング部25と、プリコーディング部27

と、アンテナ部 29 と、制御情報取得部 31 と、伝搬路情報取得部 33 と、を含んで構成されている。プリコーディング部 27 はサブキャリア数 N_c 、アンテナ部 29 は送信アンテナ数 N_t だけ、それぞれ存在する。

[0031] 初めに、制御情報取得部 31 は、接続している各端末装置 2 より通知される制御情報を取得し、そのうち、伝搬路情報に関連付けられた情報を伝搬路情報取得部 33 に向けて出力する。伝搬路情報取得部 33 では、制御情報取得部 31 より入力された情報に基づき、各端末装置 2 から通知された $h_{FB,u}(k, t_1)$ を取得する。そして、 $h_{FB,u}(k, t_1)$ に基づいて、式 (2) で表される量子化伝搬路行列 $H_{FB}(k, t_1)$ を算出する。

[0032] [数2]

$$H_{FB}(k, t_1) = \begin{pmatrix} h_{FB,1}(k, t_1) \\ \vdots \\ h_{FB,U}(k, t_1) \end{pmatrix} \cdots (2)$$

[0033] ただし、既に説明したように、本実施形態の説明では、 $h_u(k, t_1) = h_{FB,u}(k, t_1)$ を仮定しているから、 $H_{FB}(k, t_1) = H(k, t_1)$ となる。また、本実施形態においては、 $N_r = 1$ が仮定されているため、 $H_{FB}(k, t_1)$ は $U \times N_t$ の行列となる。伝搬路情報取得部 33 は、算出した $H_{FB}(k, t_1)$ をプリコーディング部 27 に向けて出力する。

[0034] 次に、チャンネル符号化部 21 が各端末装置 2 宛ての送信データ系列に対してチャンネル符号化を行なったのち、データ変調部 23 が、QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)、16QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 等のデジタルデータ変調を施す。データ変調部 23 はデータ変調を施したデータ信号をマッピング部 25 に入力する。

[0035] マッピング部 25 は、各データを指定された無線リソース (リソースエレメント、もしくは単にリソースとも呼ぶ) に配置するマッピング (スケジューリングもしくはリソースアロケーションとも呼ぶ) を行なう。ここでの無

線リソースとは、周波数、時間、符号および空間を主に指す。使用される無線リソースは、端末装置 2 で観測される受信品質や、空間多重される端末同士の伝搬路の直交性等に基づいて決定される。本実施形態においては、使用される無線リソースは予め定められているものとし、基地局装置 1 と各端末装置 2 の双方で把握できているものとする。なお、マッピング部 25 は、各端末装置 2 において伝搬路推定を行なうための既知参照信号系列の多重も行なう。

[0036] 各端末装置 2 宛ての参照信号については、受信した端末装置 2 において分離可能なように、それぞれが直交するように多重されるものとする。また、参照信号には、伝搬路推定用の参照信号である $CS\ I\ -\ reference\ signal$ ($CS\ I\ -\ RS$) と復調用参照信号 (固有参照信号とも呼ぶ) である $Demodulation\ reference\ signal$ ($DMRS$) の 2 つの参照信号が多重されるものとするが、別の参照信号を更に多重する構成としても構わない。 $CS\ I\ -\ RS$ は、各端末装置 2 で観測される $CS\ I$ を推定するためのものである。つまり、第 u 端末装置 2- u は $CS\ I\ -\ RS$ に基づいて $h_u(k, t_1)$ を推定する。一方、 $DMRS$ は後述するプリコーディングの結果が反映された伝搬路情報を推定するためのものである。本発明において、マッピング部 25 は、データ信号、 $DMRS$ および $CS\ I\ -\ RS$ を、それぞれ異なる時間、周波数もしくは符号で送信するようにマッピングするものとする。また、マッピング部 25 は $CS\ I\ -\ RS$ を送信アンテナ間で直交するように配置する。また、マッピング部 25 は、 $DMRS$ を、端末装置間および関連付けられているデータストリーム間で直交するように配置する。マッピング部 25 は、マッピングしたデータ情報等を、それぞれ対応するサブキャリアのプリコーディング部 27 に入力する。

[0037] 図 3 は、本発明の第 1 の実施形態に係るプリコーディング部 27 の装置構成の一例を示すブロック図である。図 3 に示すように、プリコーディング部 27 は、スイッチ部 27-1 と線形フィルタ生成部 27-2 と、 THP 部 27-4 と送信データ信号生成部 27-5 と送信 $DMRS$ 生成部 27-6 と送

信信号生成部27-7とを含んで構成されている。なお、以下では、プリコーディング部27に入力される信号のうち、データ信号と、DMRSに対する信号処理についてのみ説明を行なう。CSI-RSについては、プリコーディング部において、伝搬路情報に基づくプリコーディング処理は施されず、送信電力制御のみが行なわれる事になるため、その説明は省略する。

[0038] プリコーディング部27に入力された信号は、はじめにスイッチ部27-1において、データ信号とDMRSとに分けられる。次いで、線形フィルタ生成部27-2は、伝搬路情報取得部33から入力される伝搬路情報 $H_{FB}(k, t_1)$ に基づいて線形フィルタ $W(k, t_1)$ を生成する。なお、以下の説明では、 $H_{FB}(k, t_1) = H(k, t_1)$ であるものとするとともに、データ信号とDMRSが送信されている無線リソースの伝搬路には十分に高い相関があるものとし、時間および周波数インデックスは省略して記述するものとする。また、実際の伝搬路には時間選択性が存在するため、基地局装置1がプリコーディングを行なっても、 $|U|$ は完全には除去できないが、本実施形態の方法自体は残留 $|U|$ の大きさには依存しないため、以下では、この影響は無視して説明を行なう。

[0039] 本実施形態において、プリコーディング部27が施すプリコーディングは送信データ信号と各端末装置2の受信データ信号との平均二乗誤差を最小とするMMSE (Minimum mean square error) 規範に基づくTHPを仮定するが、他の規範のTHP (例えば $|U|$ を最小化するZero-forcing規範) も本実施形態には含まれる。MMSE-THPで用いられる線形フィルタは、基本的には、伝搬路行列を下三角行列に変換するものである。線形フィルタの生成方法にはいくつかの方法があるが、本実施形態では、QR分解に基づく方法を仮定する。

[0040] QR分解に基づく方法では、 $G = [H, \alpha I]$ で与えられる拡大伝搬路行列 G を用いる。ここで、 α は干渉制御項であり、例えば各端末装置2が観測する受信信号対干渉+雑音電力比 (SINR) の逆数の平方根に設定すれば良い。線形フィルタ生成部27-2は G^H に対して、QR分解を施すことで、

$G^H = QR$ のように G^H を分解する。ここで、 $Q = [Q_{11}, Q_{12}; Q_{21}, Q_{22}]$ と表現することができ、 Q_{11} 、 Q_{12} 、 Q_{21} および Q_{22} はそれぞれ U 行 U 列の行列となる。以下では、 $Q_{11} = Q_L$ と表す。また、 $R = [R_L; 0_U]$ と表現でき、 R_L は U 行 U 列の下三角行列である。以下では、 R_L のエルミート転置行列を L_L とする。すなわち、 L_L は U 行 U 列の下三角行列である。

[0041] 従来のMMSE-THPでは、 $W = Q_L \{ \text{diag}(H Q_L) \}^{-1}$ が線形フィルタであるものとしている。つまり、この線形フィルタは拡大伝搬路行列 G を下三角行列に変換するフィルタであるが、実際の伝搬路行列である H をMMSE規範で下三角行列とするフィルタにもなる。ここで、 $\{ \text{diag}(H Q_L) \}^{-1}$ は、各端末装置2のデータ信号に対する受信SINRを一定にするための電力配分制御項であり、プリコーディングの手法によっては乗算しなくても構わない。

[0042] 本実施形態においては、線形フィルタ生成部27-2はデータ信号に対する線形フィルタ W_d として $W_d = Q_L \{ \text{diag}(L_L) \}^{-1}$ を算出する。従来方式とは異なり、線形フィルタ生成部27-2は $(H Q_L)$ ではなく、 L_L を用いて、電力配分制御項を算出する。なお、 L_L は H_L に対するLQ分解に基づいて求めても良い。

[0043] また、従来方式においては、データ信号に用いる線形フィルタ（これを第1の線形フィルタとも呼ぶ）と、後述するDMRSに乗算する線形フィルタ（これを第2の線形フィルタとも呼ぶ）は同一であるものとしていた。そして、従来方式においては、DMRSにも W_d が用いられていたが、本実施形態においては、データ信号とDMRSとで、違う線形フィルタを用いるものとする。

[0044] 具体的には、線形フィルタ生成部27-2はDMRSに対する線形フィルタ W_p は $W_p = Q_L \{ \text{diag}(H W_d) \}^{-1}$ とする。 $H W_d$ の対角成分は各端末装置2の受信信号に含まれる所望信号の振幅情報に関連付けられた情報である。以下では、 $\{ \text{diag}(H W_d) \}^{-1}$ を第1の対角行列とも呼ぶ。線形フィルタ生成部27-2は W_p を送信DMRS生成部27-6に向けて出力す

る一方で、 W_d をTHP部27-4および送信データ信号生成部27-5に向けて出力する。

[0045] 次いで、THP部27-4における信号処理について説明する。THP部27-4では、マッピング部25より入力される信号のうち、データ信号が入力され、各端末装置2が受信する受信信号に含まれているユーザ間干渉（ IU ）の一部を抑圧する干渉抑圧が行なわれる。以下では、基地局装置1には図1に示されているように、端末装置2-1～2-4が接続されているものとし、THP部27-4には各端末装置2宛のデータ信号で構成される送信データベクトル $d = [d_1, d_2, d_3, d_4]^T$ が入力されているものとする。

[0046] THP部27-4が、入力されたデータ信号 d に対して、線形フィルタ生成部27-2より入力される線形フィルタ W_d を乗算して、各端末装置2に向けて送信することを考える。第 u 端末装置2- u の受信信号を r_u とした場合、システム全体の受信信号ベクトル $r = [r_1, r_2, r_3, r_4]^T$ は $r = HW_d d$ で与えられる。なお、実際の送信信号ベクトルには後述する電力正規化が行なわれるとともに、受信信号には雑音が付加されるが、ここでは省略している。各端末装置2の受信信号には、自装置宛の所望信号に加えて、 IU も含まれている。例えば、第2端末装置2-2の受信信号は式（3）で与えられる。

[0047] [数3]

$$r_2 = h_2 w_{d,2} d_2 + \sum_{i=1}^1 h_2 w_{d,i} d_i + \sum_{i=3}^4 h_2 w_{d,i} d_i \cdots (3)$$

[0048] ここで、 $W_d = [w_{d,1}, w_{d,2}, w_{d,3}, w_{d,4}]$ であり、 $w_{d,u}$ が第 u 端末装置2- u 宛てのデータ信号に乘算される N_t 行1列の固有線形フィルタである。式（3）の右辺の第2項および第3項が IU となる。ここで、 W_d はMMSE規範に基づいて伝搬路行列 H を下三角行列に変換するフィルタであることから、第3項の IU 、すなわち、第3端末装置2-3および第4端末装置2-4宛てのデータ信号に起因する IU は十分に抑圧されている一

方で、第1端末装置2-1宛てのデータ信号に起因する $|U|$ は全く抑圧されていないことになる。

[0049] そこで、T H P部27-4は W_d によって抑圧されない $|U|$ を予め抑圧する干渉抑圧処理を各端末装置2宛てのデータ信号に対して施す。はじめに従来のM M S E - T H Pにおける信号処理について説明する。例えば、第2端末装置2-2宛の干渉抑圧後の信号（送信符号と呼ぶ）を x_2 としたとき、 x_2 は式（4）で与えられる。

[0050] [数4]

$$x_2 = d_2 - \frac{h_2 w_{d,1}}{h_2 w_{d,2}} d_1 \dots (4)$$

[0051] 式（4）で与えられる送信符号を基地局装置1が第2端末装置2-2に送信すれば、第2端末装置2-2には第1端末装置2-1宛ての送信信号に起因して発生する $|U|$ が受信されないことになる。しかし、伝搬路情報Hの状態によっては、 x_2 の大きさが d_2 よりも遥かに大きくなってしまい、膨大な送信電力を必要としてしまう可能性がある。そこで、T H P部27-4では x_2 に対してm o d u l o演算と呼ばれる非線形信号処理を行う。なお、m o d u l o演算は以下で説明する本実施形態のT H P部27-4でも行なわれる。

[0052] m o d u l o演算 $\text{Mod}_{2\delta}(x)$ は、ある入力信号 x に対して、その出力の実部と虚部がそれぞれ $-\delta$ 以上かつ δ 未満に収まるようにするものである。ここで δ はm o d u l o幅と呼ばれ、入力される信号の変調方式等に応じて設定される。例えばQ P S K変調信号が入力される場合には、 $2\delta = 2 \times 2^{1/2}$ と設定される。なお、 2δ のことを摂動ベクトルの基本単位とも呼ぶこととする。実際に、式（4）で表される信号 x_2 にm o d u l o演算を施した場合、その出力は式（5）で与えられる。

[0053] [数5]

$$\begin{cases} \text{mod}_{2\delta}(x_2) = x_2 - 2\delta \cdot \text{floor}(x_2 / 2\delta + (1+j)/2) = x_2 + 2\delta z_2 \dots (5) \\ z_2 = -\text{floor}(x_2 / 2\delta + (1+j)/2) \end{cases}$$

[0054] ここで、 z_2 はガウス整数であり、式(5)の第2式で与えられる z_2 をもちいることで、第1式の右辺の実部と虚部がそれぞれ $-\delta$ より大きく、かつ δ 以下に収まる。この z_2 、もしくは $2\delta z_2$ のことを本発明においては、摂動項と呼ぶこととする。 mod u l o 演算を施すことにより、伝搬路情報Hの状態に依らず、 x_2 の大きさを常に一定とすることが出来る。このように算出された x_2 (mod u l o 演算も含む)が第2端末装置2-2宛の送信符号となる。

[0055] 以下、同様にして、THP部27-4は第3端末装置2-3および第4端末装置2-4宛てのデータ信号に対して、干渉抑圧と mod u l o 演算を行なっていく。なお、第1端末装置2-1に受信される $|U|$ については、全て線形フィルタ W_d によって抑圧されているから、THP部27-4は d_1 に対しては特に信号処理は行なわない(すなわち、 $x_1 = d_1$)。上述した逐次的な信号処理により求められる摂動項を纏めたベクトル $z = [z_1, z_2, z_3, z_4]^T$ を、本実施形態において摂動ベクトルと呼ぶこととする。摂動ベクトル z を用いると、送信符号ベクトル $x = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T$ は $x = (I - F)^{-1} (d + 2\delta z)$ で与えられる。ここで、 F はフィードバックフィルタである。つまり、THP部27-4で行なわれる干渉抑圧処理は、データ信号とフィードバックフィルタ F に基づいて行なわれる事になる。 F は従来のMMSE-THPでは、 $I - (\text{diag}(HW_d))^{-1} HW_d$ の下三角行列部分で与えられる。

[0056] 従来のMMSE-THPでは、算出された線形フィルタ W_d に基づいて、フィードバックフィルタ F を算出してTHP処理を行なう。この場合、線形フィルタ W_d による干渉抑圧とTHPによる干渉抑圧がともにMMSE規範となるため、平均的に良好な伝送特性を実現できる。ところで、受信側で mod u l o 演算を施す非線形プリコーディングでは、 mod u l o 損失と呼ばれる伝送特性劣化が発生する。 mod u l o 損失は、特に低受信信号電力対雑音電力比(SNR)環境下において、影響が顕著に表れる。そのため、 mod u l o 損失の影響を抑圧するためには、MMSE規範では無く、受信SN

Rを最大とするMRC規範に近いプリコーディングを基地局装置1が施した方が有効な場合がある。

[0057] そこで、本実施形態において、THP部27-4は、THPで必要となるフィードバックフィルタとして、拡大伝搬路行列Gに対するQR分解に基づいて算出される下三角行列 L_L の対角成分を除いた下三角行列部分を用いるものとする。つまり、本実施形態における線形フィルタ生成部27-2は $F = I - (\text{diag}(L_L))^{-1} L_L$ で与えられるフィードバックフィルタを生成し、THP部27-4は、このFに基づいてTHPによる干渉抑圧を行なう。なお、線形フィルタ生成部27-2は L_L の対角成分を含まない下三角行列成分のみに基づいてFを算出しても構わない。

[0058] 本実施形態の方法によれば、THP部27-4が把握する $|U|$ と実際に各端末装置2で観測される $|U|$ との間に誤差が生ずることになる。このことは、受信SINRを劣化させることを意味している。一方で、各端末装置2の受信信号における所望信号の振幅は L_L の対角成分で与えられるものとして信号処理を行なうことになるため、従来のMMSE-THPと比較して、受信信号対雑音電力比(SNR)を改善させることが可能となる。よって、低SNR環境下においては、本実施形態における方法の方が良好な伝送特性となる。なお、本実施形態のTHP部27-4における信号処理はフィードバックフィルタの形状が異なること以外は従来のTHPと同様である。THP部27-4は算出された送信符号ベクトル x を送信データ信号生成部27-5に向けて出力する。

[0059] 送信データ信号生成部27-5はTHP部27-4より入力される送信符号ベクトル x に線形フィルタ生成部27-2より入力される線形フィルタ W_d を乗算することで送信データ信号ベクトル s_d を生成する。このとき、送信電力を一定とするための電力正規化も行なわれる。本実施形態においては、送信データ信号生成部27-5は電力正規化項 β を送信データ信号ベクトル s_d に乗算することで電力正規化を行なう。送信データ信号ベクトル s_d は式(6)で与えられる。

[0060] [数6]

$$\begin{cases} \mathbf{s}_d = \beta \mathbf{W}_d \mathbf{x} \\ \beta = \sqrt{\frac{1}{\text{tr}(\mathbf{W}_d \mathbf{P}_x \mathbf{W}_d^H)}} \end{cases} \quad (6)$$

[0061] ここで、 $\mathbf{P}_x$ は送信符号ベクトルの共分散行列である。送信データ信号生成部27-5は $\mathbf{s}_d$ を送信信号生成部27-7に向けて出力するとともに、算出された電力正規項 β を送信DMRS生成部27-6に向けて出力する。

[0062] 次いで、送信DMRS生成部27-6における信号処理について説明する。送信DMRS生成部27-6にはマッピング部25より入力される信号のうち、DMRSが入力される。ここで、基地局装置1は各端末装置2宛てのDMRSを、連続する無線リソースにおいて各端末装置2に順番に送信するものとする。第 u 端末装置2- u 宛のDMRSを $\mathbf{p}_u$ としたとき、送信DMRS生成部27-6が算出する第 u 端末装置2- u 宛の送信DMRSである $\mathbf{s}_{p,u}$ は $\mathbf{s}_{p,u} = \mu \beta \mathbf{W}_p \mathbf{p}_u$ で与えられる。なお、 $\mathbf{s}_p = [\mathbf{s}_{p,1}, \mathbf{s}_{p,2}, \mathbf{s}_{p,3}, \mathbf{s}_{p,4}]^T$ 、 $\mathbf{W}_p = [\mathbf{w}_{p,1}, \mathbf{w}_{p,2}, \mathbf{w}_{p,3}, \mathbf{w}_{p,4}]$ である。 $\mathbf{W}_p$ は線形フィルタ生成部27-2より入力され、電力正規化項 β は送信データ信号生成部27-5より入力される。 μ は、DMRSの電力調整項であり、任意の実数で与えられるが、基本的には基地局装置1と各端末装置2との間で共有されている必要がある。以下では、 $\mu = 1$ として説明を行なう。送信DMRS生成部27-6は算出した $\mathbf{s}_p$ を送信信号生成部27-7に向けて送信する。

[0063] 送信信号生成部27-7は、送信データ信号生成部27-5および送信DMRS生成部27-6よりそれぞれ入力された送信信号ベクトル $\mathbf{s}_d$ および $\mathbf{s}_p$ に適切な送信電力を与えたのち、アンテナ部29に向けて出力する。なお、送信電力は、後述するアンテナ部29の無線送信部29-3において調整するように制御しても良い。

[0064] 図4は本発明の第1の実施形態に係るプリコーディング部27における信号処理の一例を説明するフローチャートである。初めに、スイッチ部27-

1 は、マッピング部から入力される信号をデータ信号と DMRS に分ける（ステップ S 2 0 1）。次いで、線形フィルタ生成部 2 7 - 2 は伝搬路情報取得部 3 3 から入力される伝搬路情報に基づいて、第 1 の線形フィルタ W_d と第 2 の線形フィルタ W_p とフィードバックフィルタ F を算出する（ステップ S 2 0 2）。次いで、THP 部 2 7 - 4 はフィードバックフィルタ F に基づいて、データ信号に対して、干渉抑圧と modulo 演算を施し、送信符号ベクトル x を算出する（ステップ S 2 0 3）。次いで、送信データ信号生成部 2 7 - 5 は送信符号ベクトル x と第 1 の線形フィルタ W_d に基づき、電力正規化係数 β と送信データ信号ベクトル s_d を算出する（ステップ S 2 0 4）。次いで、送信 DMRS 生成部 2 7 - 6 は、DMRS と第 2 の線形フィルタ W_p と電力正規化係数 β と電力調整項に基づいて、送信 DMRS である s_p を算出する（ステップ S 2 0 5）。最後に、送信信号生成部 2 7 - 7 が s_d と s_p の送信電力を調整し、アンテナ部 2 9 に向けて出力する（ステップ S 2 0 6）。

[0065] 以上の説明では、プリコーディング部 2 7 が施すプリコーディング処理は、サブキャリア毎に行なうことを前提としているが、複数のサブキャリアおよび OFDM 信号からなるサブバンド毎に、プリコーディング部 2 7 はプリコーディング処理を施しても良い。例えば、線形フィルタ生成部 2 7 - 2 は、第 1 および第 2 の線形フィルタとフィードバックフィルタを、サブバンド毎にそれぞれ一つずつ算出し、サブバンド内の各サブキャリアに対して適用するように制御しても良い。

[0066] また、送信データ信号生成部 2 7 - 5 は、サブバンド毎に送信電力が一定となるように、電力正規化係数 β を求めるように制御しても良い。

[0067] また、プリコーディング部 2 7 は、伝搬路情報取得部 3 3 より入力される伝搬路情報（伝搬路行列）に対して、予め予備処理を施してから、一連の信号処理を行なうようにしても良い。予備処理として、例えば、伝搬路行列に対するオーダリング（順序入れ替え）技術や格子基底縮小技術が考えられる。伝搬路行列に対して予備処理が行なわれる場合、プリコーディング部 2 7 は、それに準じた処理をマッピング部より入力されるデータ信号と復調用参

照信号にも施すことになる。例えば、オーダリングが伝搬路行列に施される場合、同じオーダリング処理が、データ信号および復調用参照信号（復調用参照信号については行なわなくても構わない）にも行なわれることになる。

[0068] 図5は、本発明の第1の実施形態に係るアンテナ部29の装置構成の一例を示すブロック図である。図5に示すように、アンテナ部29は、IFFT部29-1と、GI挿入部29-2と、無線送信部29-3と、無線受信部29-4と、アンテナ29-5とを含んで構成されている。各アンテナ部29では、初めに、IFFT部29-1が、対応するプリコーディング部27より出力される信号に対して、 N_c ポイントの逆高速フーリエ変換（IFFT）、もしくは逆離散フーリエ変換（IDFT）を適用し、 N_c サブキャリアを有するOFDM信号を生成し、GI挿入部29-2に入力する。ここでは、サブキャリア数とIFFTのポイント数は同じものとして説明しているが、周波数領域にガードバンドを設定する場合、ポイント数はサブキャリア数よりも大きくなる。GI挿入部29-2は入力されたOFDM信号にガードインターバルを付与したのち、無線送信部29-3に入力する。無線送信部29-3は、入力されたベースバンド帯の送信信号を無線周波数（RF）帯の送信信号に変換し、アンテナ29-5に入力する。アンテナ29-5は入力されたRF帯の送信信号を送信する。

[0069] 一方、無線受信部29-4には、各端末装置2から基地局装置1に送信された信号が入力されることになる。無線受信部29-4では、受信された信号から、各端末装置2からの送信信号を復調する処理が行なわれ、そのうち、制御情報に関連する信号が、制御情報取得部31に向けて出力されることになる。

[0070] [1. 2. 端末装置2]

図6は、本発明の第1の実施形態に係る端末装置2の一構成例を示すブロック図である。図6に示すように、端末装置2は端末アンテナ部51と、伝搬路推定部53と、フィードバック情報生成部55と、チャネル等化部57と、デマッピング部59とデータ復調部61と、チャネル復号部63と、を

含んで構成されている。そのうち、端末アンテナ部 51 は受信アンテナ数 N_r だけ存在する。ただし、以下の説明では、受信アンテナ数は $N_r = 1$ であるものとする。

[0071] 図 7 は、本発明の第 1 の実施形態に係る端末アンテナ部 51 の一構成例を示すブロック図である。図 7 に示すように、端末アンテナ部 51 は、無線受信部 51-1 と、無線送信部 51-2 と、GI 除去部 51-3 と、FFT 部 51-4 と、参照信号分離部 51-5 と、アンテナ 51-6 と、を含んで構成されている。基地局装置 1 より送信された送信信号は、はじめに端末アンテナ部 51 のアンテナ 51-6 で受信されたのち、無線受信部 51-1 に入力される。無線受信部 51-1 は、入力された信号をベースバンド帯の信号に変換し、GI 除去部 51-3 に入力する。GI 除去部 51-3 は、入力された信号からガードインターバルを取り除き、FFT 部 51-4 に入力する。FFT 部 51-4 は、入力された信号に対して N_c ポイントの高速フーリエ変換 (FFT) もしくは離散フーリエ変換 (DFT) を適用し、 N_c 個のサブキャリア成分に変換したのち、参照信号分離部 51-5 に入力する。参照信号分離部 51-5 は、入力された信号を、データ信号成分と CSI-RS 成分と、DMRS 成分とに分離する。参照信号分離部 51-5 は、データ信号成分については、チャネル等化部 57 に入力し、CSI-RS と DMRS については、伝搬路推定部 53 に入力する。以下で説明する信号処理は基本的にはサブキャリア毎に行なわれることになる。

[0072] 伝搬路推定部 53 は、入力された既知参照信号である CSI-RS および DMRS に基づいて伝搬路推定を行なう。はじめに CSI-RS を用いた伝搬路推定について説明する。

[0073] CSI-RS は、プリコーディングを適用されずに送信されているため、式 (1) で表されている伝搬路行列 $H(k, t_1)$ のうち、第 u 端末装置 2- u に対応する行列 $h_u(k, t_1)$ を推定することが可能である。通常、CSI-RS は無線リソースに対して周期的に多重されるため、全てのサブキャリアの伝搬路情報を直接推定することはできない。しかし、標本化定理を満

たような時間間隔、および周波数間隔でCSI-RSが送信されれば、端末装置2は、適切な補間により全サブキャリアの伝搬路情報を推定することができる。具体的な伝搬路推定方法については、特に限定しないが、例えば二次元MMSSE伝搬路推定を用いれば良い。

[0074] 第u端末装置2-uの伝搬路推定部53はCSI-RSに基づいて推定した伝搬路情報 $h_u(k, t_1)$ をフィードバック情報生成部55に入力する。フィードバック情報生成部55は、入力された伝搬路情報と各端末装置2がフィードバックする伝搬路情報形式に応じて、基地局装置1にフィードバックする情報、すなわち、 $h_{FB,u}(k, t_1)$ を生成する。本発明においては、伝搬路情報形式については何かに限定されるものではない。例えば、推定された伝搬路情報 $h_u(k, t_1)$ の各要素に対して、有限ビット数にて量子化を行ない、その量子化情報をフィードバックする方法が考えられる。また、基地局装置1との間で予め取り決めておいたコードブックに基づいてフィードバックを行なっても良い。

[0075] また、 $h_u(k, t_1)$ を直接量子化するのではなく、何らかの信号変換を施したのちに、量子化を行なっても良い。信号変換として、例えば、特異値分解を施す方法が考えられる。この場合、フィードバック情報生成部55は、特異値分解によって得られた固有ベクトル、もしくは固有ベクトルと特異値の両方を量子化することで、基地局装置1に通知する情報を生成する。

[0076] 次いで、伝搬路推定部53は、DMRSに基づいて伝搬路推定を行なうが、このことについては後述するものとし、先にチャネル等化部57における信号処理について説明する。チャネル等化部57に入力される第u端末装置2-uで受信される受信信号 r_u は式(7)で与えられる。

[0077] [数7]

$$\begin{aligned} r_u &= \sqrt{2P_r\beta} \left(\mathbf{h}_u \mathbf{w}_{d,u} x_u + \sum_{i=1, i \neq u}^4 \mathbf{h}_u \mathbf{w}_{d,i} x_i \right) + \eta_u \\ &\approx \sqrt{2P_r\beta} \mathbf{h}_u \mathbf{w}_{d,u} (d_u + 2\delta z_u) + \eta_u \quad \dots (7) \end{aligned}$$

[0078] ここで、 P_r はパスロス等の長区間変動成分も加味した平均受信電力であり

、 η_u は第 u 端末装置2-uに印加される雑音である。式(7)の第2式は、基地局装置1における非線形プリコーディングにより $|U|$ が理想的に抑圧されていることを仮定している。基地局装置1が非線形プリコーディングを施している場合、受信側において modu l o 演算が必要であることは既に述べた。本実施形態において伝搬路推定部53が推定すべき modu l o 幅は $(2P_r)^{1/2}\beta 2\delta$ であり、 $h_u w_{d,u}$ は含まれない。この modu l o 幅は、伝搬路推定部53におけるDMRSに基づいた伝搬路推定によって推定することができる。

[0079] 伝搬路推定部53におけるDMRSに基づいた伝搬路推定について説明する。今第 u 端末装置2-uに受信されているDMRS $r_{p,u}$ は式(8)で与えられる。

[0080] [数8]

$$\begin{aligned} r_{p,u} &= \sqrt{2P_r} \beta h_u w_{p,u} p_u + \eta_u \\ &= \sqrt{2P_r} \beta p_u + \eta_u \quad \dots(8) \end{aligned}$$

[0081] 伝搬路推定部53は $r_{p,u}$ に対して、既知の参照信号である p_u による逆変調を行なう。雑音の影響が無視できる場合、逆変調出力は $r_{p,u}/p_u = (2P_r)^{1/2}\beta$ となり、 2δ は基地局装置1と端末装置2との間で共有されている値であるから、端末装置2は所望の modu l o 幅を得ることが出来る。

[0082] 一方、従来技術のように基地局装置1がDMRSに対してデータ信号と同じ線形フィルタ W_d を乗算した場合を考えてみる。このとき、受信信号 $r_{p,u}$ は式(9)で与えられる。

[0083] [数9]

$$\begin{aligned} r_{p,u} &= \sqrt{2P_r} \beta h_u w_{p,u} p_u + \eta_u \\ &= \sqrt{2P_r} \beta h_u w_{d,u} p_u + \eta_u \quad \dots(9) \end{aligned}$$

[0084] この $r_{p,u}$ に対して、伝搬路推定部53が p_u に基づく逆変調を施した場合、その出力は、 $(2P_r)^{1/2}\beta h_u w_{d,u}$ となる。このことは、端末装置2は、 modu l o 幅を $(2P_r)^{1/2}\beta h_u w_{d,u} 2\delta$ と推定することを意味して

おり、その推定値は所望の modu l o 幅と一致していないことが分かる。もし、端末装置 2 が所望の値とは異なる modu l o 幅を推定した場合、 modu l o 演算結果には大きな誤差が生じてしまい、伝送特性も大幅に劣化してしまう。本実施形態が対象としたように、DMRS とデータ信号とで異なる線形フィルタを用いることで、そのような伝送特性の劣化を回避することが可能となる。

[0085] 伝搬路推定部 53 は上述した方法に基づき求めた逆変調出力を伝搬路推定値としてチャネル等化部 57 に向けて出力する。なお、以上の説明では、伝搬路推定方法は単純な逆変調に基づくものとしているが、本実施形態において伝搬路推定部 53 が DMRS に対して施す伝搬路推定方法は何かに限定されるものではなく、CSI-RS に対する伝搬路推定方法と同様に、他の伝搬路推定方法に基づいて伝搬路推定値を求めても構わない。

[0086] チャネル等化部 57 は受信信号 r_u に対して、伝搬路推定部 53 より入力される伝搬路推定値に基づいてチャネル等化を施す。例えば、端末アンテナ部より入力された受信信号 r_u を、伝搬路推定部 53 より入力された伝搬路推定値で除算すれば良い。チャネル等化部 57 はチャネル等化後の受信信号に対して、 modu l o 幅 2δ の modu l o 演算を施したのち、デマッピング部 59 に向けて出力する。

[0087] デマッピング部 59 においては、端末装置 2 は、自装置宛ての送信データの送信に使われている無線リソースより、自装置宛ての送信データを抽出する。なお、参照信号分離部 51-5 の出力を、先にデマッピング部 59 に入力し、自装置に該当する無線リソース成分のみをチャネル等化部 57 に入力するような構成としても良い。デマッピング部 59 の出力は、その後、データ復調部 61 に入力されてデータ復調が行なわれ、データ復調結果は、チャネル復号部 63 に入力されてチャネル復号が行なわれる。

[0088] なお、チャネル復号部 63 が行なうチャネル復号の方法によっては、摂動項が加算された信号を用いて直接復号することも可能である。この場合、チャネル等化部 57 では modu l o 演算を行なわなくても構わない。

[0089] 本実施形態においては、OFDM信号伝送を仮定し、プリコーディングはサブキャリア毎に行なうことを仮定したが、伝送方式（もしくはアクセス方式）やプリコーディングの適用単位に制限は無い。例えば、複数サブキャリアを一纏めとしたリソースブロック毎にプリコーディングが行なわれた場合も本実施形態は適用可能であり、同様に、シングルキャリアベースのアクセス方式（例えばシングルキャリア周波数分割多重アクセス（SC-FDMA）方式など）にも適用することが可能である。

[0090] 本実施形態においては、各端末装置2が備える受信アンテナ数 N_r は1、送信ランク数 L は1としていたが、受信アンテナ数および送信ランク数 L が複数であった場合も本実施形態には含まれる。この場合、各端末装置2は、基地局装置より送信される復調用参照信号に基づいて、見掛け上のMIMOチャネルを推定し、得られたMIMOチャネル推定値に基づいて、受信信号に対して、空間分離処理を施せば良い。このとき、各端末装置2は自装置宛の復調用参照信号のみを用いる場合と、他装置宛の復調用参照信号も用いる場合が考えられるが、本実施形態にはいずれの場合も含まれる。

[0091] 以上、説明してきた方法により、端末装置2は復調用参照信号に基づいて高精度にmodulo幅を推定できるとともに、低SNR環境下において、従来のMMSE-THPと比較して良好な伝送特性を実現できる非線形MU-MIMO伝送を実現することが出来る。

[0092] [2. 第2の実施形態]

第1の実施形態においては、基地局装置1が行なう非線形プリコーディングはMMSE-THPであるものとした。第2の実施形態においては、非線形プリコーディングとしてMMSE-VPを基地局装置1が行なう場合を対象とする。

[0093] [2. 1. 基地局装置1]

本発明の第2の実施形態に係る基地局装置1の一構成例は図2と同様である。ただし、プリコーディング部27は、プリコーディング部35に置き換わる構成となる。置き換わるプリコーディング部35以外の各構成装置にお

ける信号処理は第1の実施形態と同様であるから説明は省略し、以下では、プリコーディング部35における信号処理について説明を行なう。

[0094] 図8は、本発明の第2の実施形態に係るプリコーディング部35の装置構成の一例を示すブロック図である。図8に示すように、プリコーディング部35は、スイッチ部35-1と線形フィルタ生成部35-2と、摂動ベクトル探索部35-3と送信データ信号生成部35-5と送信DMRS生成部35-6と送信信号生成部35-7とを含んで構成されている。なお、スイッチ部35-1と送信DMRS生成部35-6と送信信号生成部35-7の信号処理は、それぞれ、第1の実施形態における図3のプリコーディング部27のスイッチ部27-1と送信DMRS生成部27-6と送信信号生成部27-7と同様であるから、説明は省略する。

[0095] 線形フィルタ生成部35-2では線形フィルタを算出する。第1の実施形態においては、線形フィルタ生成部27-2が生成した線形フィルタ W_d および W_p はいずれも伝搬路行列 H をMMSE規範に基づいて下三角行列に変換するフィルタであり、各端末装置2が受信する $|U|$ のうちの一部を抑圧できるものであった。本実施形態において線形フィルタ生成部35-2が算出する線形フィルタは、各端末装置2が受信する $|U|$ を全て抑圧するものとなる。本実施形態においては、MMSE規範に基づいた線形フィルタを用いるものとする。線形フィルタ生成部35-2が生成するデータ信号に乗算する線形フィルタ W_d は式(10)で与えられる。

[0096] [数10]

$$W_d = H^H (HH^H + \alpha I_U)^{-1} \dots (10)$$

[0097] 従来のMMSE-VPでは、DMRSに乗算する線形フィルタ W_p も W_d と同じものを用いるものとしている。本実施形態においては、第1の実施形態と同様に、データ信号に乗算する線形フィルタとDMRSに乗算する線形フィルタを異なるものとする。本実施形態において線形フィルタ生成部35-2が生成する、DMRSに乗算する線形フィルタ W_p は式(11)で与えられ

る。

[0098] [数11]

$$\mathbf{W}_p = \mathbf{W}_d (\text{diag}(\mathbf{H}\mathbf{W}_d))^{-1} \dots (11)$$

[0099] 線形フィルタ生成部 35-2 は $\mathbf{W}_d$ を摂動ベクトル探索部 35-3 と送信データ信号生成部 35-5 に入力し、 $\mathbf{W}_p$ を送信 DMRS 生成部 35-6 に入力する。

[0100] 摂動ベクトル探索部 35-3 では、データ信号 $\mathbf{d}$ に加算する摂動ベクトル $\mathbf{z}$ を探索する。第 1 の実施形態が対象とした MMSE-THP では、摂動ベクトル $\mathbf{z}$ は modulo 演算を用いて求めている。本実施形態が対象とする MMSE-VP では、摂動ベクトルは modulo 演算ではなく、式 (12) で与えられる最小化問題を解くことで探索する。

[0101] [数12]

$$\mathbf{z} = \arg \min_{z_1, \dots, z_Q \in \mathcal{Z}[1]} \|\mathbf{W}_d(\mathbf{d} + 2\delta\mathbf{z})\|^2 \dots (12)$$

[0102] 式 (12) は、所望の摂動ベクトルは、線形フィルタ乗算後の送信信号の送信電力を最小化するものであることを示唆している。しかし、摂動ベクトルを構成する摂動項は任意のガウス整数で与えられるから、全ての組み合わせを調べるのは現実的では無い。そこで従来の MMSE-VP に関する検討でも、Sphere encoding 等の演算量削減技術を用いることを前提としている。

[0103] 本実施形態の方法は、摂動ベクトルの探索方法には影響を受けないため、本実施形態において、摂動ベクトルの探索方法は何かに限定されるものではない。また、送信電力を最小とする規範でなくとも構わない。例えば、摂動ベクトル探索部 35-3 は送信電力最小規範ではなく、平均二乗誤差最小規範や与干渉電力最小規範、もしくは送信対与干渉+雑音電力比 (SLNR) 最大規範に基づいて摂動ベクトルの探索を行なっても良いし、格子基底縮小技術に基づいて摂動ベクトルを探索してもよい。また、極端なことをいえば、摂動ベクトル探索部 35-3 がランダムに摂動ベクトルを選択した場合も

、本実施形態には含まれる。以下では、何かしらの規範と探索方法に基づき摂動ベクトル探索部 35-3 は摂動ベクトル z を探索し、送信データ信号生成部 35-5 に向けて出力したものとする。

[0104] 送信データ信号生成部 35-5 では、スイッチ部 35-1 から入力されるデータ信号ベクトル d と、線形フィルタ生成部 35-2 から入力される線形フィルタ W_d と、摂動ベクトル探索部 35-3 から入力される摂動ベクトル z に基づいて、送信データ信号ベクトル s_d を生成する。 s_d は式 (13) で与えられる。

[0105] [数13]

$$\begin{cases} s_d = \beta W_d (d + 2\delta z) \\ \beta = \frac{1}{\|W_d (d + 2\delta z)\|} \end{cases} \quad \dots(13)$$

[0106] 送信データ信号生成部 35-5 は、算出した送信データ信号ベクトル s_d を送信信号生成部 35-7 に向けて出力する一方で、電力正規化項 β を送信 DMRS 生成部 35-6 に向けて出力する。

[0107] 図 9 は本発明の第 2 の実施形態に係るプリコーディング部 35 における信号処理の一例を説明するフローチャートである。初めに、スイッチ部 35-1 は、マッピング部 25 から入力される信号を、データ信号と DMRS に分ける (ステップ S301)。次いで、線形フィルタ生成部 35-2 は伝搬路情報取得部 33 から入力される伝搬路情報に基づいて、第 1 の線形フィルタ W_d と第 2 の線形フィルタ W_p を算出する (ステップ S302)。次いで、摂動ベクトル探索部 35-3 は、データ信号と、第 1 の線形フィルタに基づいて、摂動ベクトル z を探索する (ステップ S303)。次いで、送信データ信号生成部 35-5 はデータ信号と、第 1 の線形フィルタと、摂動ベクトルに基づき、電力正規化係数 β と送信データ信号ベクトル s_d を算出する (ステップ S304)。次いで、送信 DMRS 生成部 35-6 は、DMRS と第 2 の線形フィルタ W_p と電力正規化係数 β と電力調整項に基づいて、送信 DMRS である s_p を算出する (ステップ S305)。最後に、送信信号生成部 35

ー 7 が s_d と s_p の送信電力を調整し、アンテナ部 29 に向けて出力する（ステップ S306）。

[0108] 以上が本実施形態に係るプリコーディング部 35 における信号処理の説明となる。基地局装置 1 の他の構成装置における信号処理は第 1 の実施形態と同様であるから説明は省略する。

[0109] [2. 2. 端末装置 2]

本実施形態における端末装置 2 の装置構成は第 1 の実施形態と同様である。他の構成装置における信号処理も同様であるから説明は省略する。

[0110] 以上、本実施形態では、基地局装置 1 がプリコーディング方式として、MMSE-VP を用いる場合を対象とした。第 1 の実施形態では、低 SNR 環境下において本発明の方法が有効であったのに対して、本実施形態が対象とした MMSE-VP では、SNR の値に依らず、従来方式よりも良好な伝送特性を実現することが可能であり、無線通信システムの周波数利用効率の改善に寄与できる。

[0111] [3. 第 3 の実施形態]

第 1 および第 2 の実施形態では、基地局装置 1 に接続される端末装置 2 は全て modulo 演算が可能であることを前提としていた。しかし、実際の無線通信システムにおいては、modulo 演算を行なわない端末装置 3 が混在する場合が考えられる。また、modulo 演算を前提とする非線形プリコーディング伝送では、modulo 損失と呼ばれる特有の伝送特性劣化要因が存在する。よって、伝搬路環境によっては、端末装置が modulo 演算を必要としない送信信号を基地局装置が生成した方が、周波数利用効率が向上する場合がある。第 3 の実施形態では、modulo 演算を行なう端末装置 2 と modulo 演算を行なわない端末装置 3 とが混在する場合を対象とする。

[0112] 図 10 は、本発明の第 3 の実施形態に係る無線通信システムの概略の一例を示す図である。第 3 の実施形態においては、 N_t 本の送信アンテナを有した基地局装置 1b に対して、 N_r 本の受信アンテナを有する端末装置 2（図 10

では端末装置 2-1 ~ 2-2 の 2 個) と、 N_r 本の受信アンテナを有する端末装置 3 (図 10 では端末装置 3-1 ~ 3-2 の 2 個) が複数接続する無線通信システムを対象とする。なお、送信ランク数等の無線パラメータについては、特別に断らない限り、第 1 の実施形態と同様であるものとする。端末装置 2 は第 1 および第 2 の実施形態で対象とした受信信号に modulo 演算を行なう端末装置 (非線形端末装置とも呼ぶ) であり、端末装置 3 が受信信号に modulo 演算を行なわない端末装置 (線形端末装置とも呼ぶ) となる。

[0113] なお、第 2 の実施形態と同様に、基地局装置 1b に接続している端末装置が全て、受信信号に対して modulo 演算を行なえる端末装置であったとしても、一部の端末装置は受信信号に対して modulo 演算を行なわないように、基地局装置 1b が制御することが可能である。本実施形態は、このような場合も含む。

[3. 1. 基地局装置 1b]

本発明の第 3 の実施形態に係る基地局装置 1b の構成は図 2 と同様である。ただし、プリコーディング部 27 は、プリコーディング部 37 に置き換わる構成となる。置き換わるプリコーディング部 37 以外の各構成装置における信号処理は第 1 の実施形態と同様であるから説明は省略し、以下では、プリコーディング部 37 における信号処理について説明を行なう。

[0114] 図 11 は、本発明の第 3 の実施形態に係るプリコーディング部 37 の装置構成の一例を示すブロック図である。図 11 に示すように、プリコーディング部 37 は、スイッチ部 37-1 と線形フィルタ生成部 37-2 と、摂動ベクトル探索部 37-3 と送信データ信号生成部 37-5 と送信 DMRS 生成部 37-6 と送信信号生成部 37-7 とを含んで構成されている。なお、線形フィルタ生成部 37-2 と摂動ベクトル探索部 37-3 を除く各構成装置における信号処理は、第 2 の実施形態に係るプリコーディング部 35 において、対応する構成装置 (例えば、スイッチ部 37-1 に対してはスイッチ部 35-1) における信号処理と同じであるため、説明は省略する。以下では

、線形フィルタ生成部 37-2 と摂動ベクトル探索部 37-3 における信号処理について説明する。

[0115] 線形フィルタ生成部 37-2 では伝搬路情報取得部 33 より入力される伝搬路情報 H に基づき、データ信号に乘算する線形フィルタ W_d と DMRS に乗算する線形フィルタ W_p を算出する。以下では、第 2 の実施形態と同様に、プリコーディング部 37 は MMSE-VP を各データ信号に施すことを考えるが、第 1 の実施形態が対象とした MMSE-THP 等の他の非線形プリコーディングも本実施形態には含まれる。MMSE-VP における線形フィルタ W_d は式 (10) で既に与えられている。

[0116] 次に、 W_p について説明する。第 2 の実施形態においては、各端末装置 2 が DMRS に基づいて推定する $\text{modu} \circ$ 幅と、所望の $\text{modu} \circ$ 幅との誤差が小さくなるように、線形フィルタ生成部 35-2 は W_d に対して補正を行なうことで、 W_p を算出していた。しかし、本実施形態においては、基地局装置 1b に接続している複数の端末装置の中に線形端末装置が含まれている。線形端末装置は、受信信号に対して、 $\text{modu} \circ$ 演算を施さないから、 $\text{modu} \circ$ 幅を推定する必要がない。そのため、本実施形態における線形フィルタ生成部 37-2 は、線形端末装置宛の DMRS に乗算する線形フィルタについては、従来方式と同様に、データ信号に乘算する線形フィルタと同じものを用いることが出来る。

[0117] 基地局装置 1b に接続している端末装置が 4 つであるものとし、そのうち、第 1 および第 2 端末装置が、線形端末装置である端末装置 3-1 および端末装置 3-2 であるものとし、第 3 および第 4 端末装置が、非線形端末装置である端末装置 2-1 および端末装置 2-2 であるものとする。データ信号に乘算する線形フィルタ W_d は N_t 行 4 列の行列で表すことが可能であるから、 $W_d = [w_{d,1}, w_{d,2}, w_{d,3}, w_{d,4}]$ のように、 N_t 行 1 列の 4 つの行列で表される。ここで、 $W_{d,u}$ が第 u 端末装置宛のデータ信号に乘算される線形フィルタとなる。

[0118] 同様にして、DMRS に乗算する線形フィルタ W_p も $W_p = [w_{p,1}, w_{p,2}$

, $w_{p,3}$, $w_{p,4}$] と表すことができる。線形フィルタ生成部 37-2 が算出する W_p は式 (14) で与えられることになる。

[0119] [数14]

$$W_p = W_d \text{diag}(1 \ 1 \ (h_3 w_{d,3})^{-1} \ (h_4 w_{d,4})^{-1}) \cdots (14)$$

[0120] つまり、線形端末装置宛の DMRS に乗算される線形フィルタについては、データ信号に乗算される線形フィルタと同じものを用いる一方で、非線形端末装置宛の DMRS に乗算される線形フィルタについては、第 1 および第 2 の実施形態と同様に、データ信号に乗算される線形フィルタとは異なるものを用いることになる。線形フィルタ生成部 37-2 は算出した線形フィルタ W_d を摂動ベクトル探索部 37-3 と送信データ信号生成部 37-5 に向けて出力し、線形フィルタ W_p を送信 DMRS 生成部 37-6 に向けて出力する。

[0121] 摂動ベクトル探索部 37-3 では、線形フィルタ生成部 37-2 より入力される線形フィルタ W_d とスイッチ部 37-1 より入力される送信データベクトル d に基づいて摂動ベクトル z を算出する。摂動ベクトル探索部 37-3 が探索する摂動ベクトルは、第 2 の実施形態における摂動ベクトル探索部 35-3 と同様に、送信電力を最小とするものを探索する（式 (12) 参照）。しかし、本実施形態では、第 1 端末装置 3-1 と第 2 端末装置 3-2 は、受信信号に対して modulo 演算を行なわない。そのため、 d_1 および d_2 に摂動項が加算された場合、第 1 端末装置 3-1 および第 2 端末装置 3-2 は、受信信号に含まれている摂動項を取り除くことができず、伝送特性は大幅に劣化してしまう。

[0122] そのため、本実施形態における摂動ベクトル探索部 37-3 では、第 1 端末装置 3-1 および第 2 端末装置 3-2 宛てのデータ信号に加算される摂動項については、常に 0 となるように、摂動ベクトルを探索する。すなわち、式 (15) で与えられる最小化問題を解くことによって、摂動ベクトル探索部 37-3 は、摂動ベクトルを探索する。

[0123]

[数15]

$$\mathbf{z} = \arg \min_{\substack{\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2 \in \mathbf{Z}[t], \\ \mathbf{z}_1=0, \mathbf{z}_2=0}} \|\mathbf{W}_d(\mathbf{d} + 2\delta\mathbf{z})\|^2 \quad (15)$$

[0124] 摂動ベクトル探索部 37-3 は、式 (15) に基づいて探索した摂動ベクトルを送信データ信号生成部 37-5 に向けて出力する。なお、摂動ベクトル探索部 37-3 は、第 2 の実施形態と同様に、基地局装置 1 に接続している端末装置が、全て非線形端末装置であると見なして、摂動ベクトルを探索し、最終的に得られた摂動ベクトル $\mathbf{z}$ のうち、線形端末装置宛のデータ信号に加算される事になる摂動項のみを 0 と置き換えるように制御しても良い。

[0125] なお、以上の説明では、線形端末装置宛のデータ信号に加算される摂動項を全て 0 としている。しかし、線形端末装置の受信信号に対する復調処理に影響を与えないのであれば、0 以外の摂動項を加算しても構わない。例えば、変調方式が QPSK 変調であり、線形端末装置宛のデータ信号として第 1 象限の変調シンボルが送信される場合を考える。このとき、基地局装置 1b が摂動項として第 1 象限のガウス整数（例えば $(1+j)$ ）で与えられる摂動項をデータ信号に加算することを考える。このとき、たとえ線形端末装置が modulo 演算を行なうことが出来なくても伝送特性は劣化せず、逆に良好な伝送特性を実現できる場合がある。つまり、QPSK 変調の場合、同一象限に存在する摂動項に限って言えば、基地局装置 1b は線形端末装置宛のデータ信号に摂動項を加算しても構わない。

[0126] なお、多値直交振幅変調において、四方が信号判定面に囲まれていない変調シンボルを基地局装置 1b が線形端末装置に送信する場合も、一部の摂動項を加算することが可能である。例えば、16QAMにおいて、 $3/\sqrt{10}^{1/2} + j \times 3/\sqrt{10}^{1/2}$ で与えられる変調シンボルであれば、第 1 象限に存在する摂動項を加算可能である。また、 $3/\sqrt{10}^{1/2} + j \times 1/\sqrt{10}^{1/2}$ で与えられる変調シンボルであれば、正の実数で与えられる摂動項（例えば 2δ 、 4δ など）が加算可能である。これは、各変調シンボルにおいて、信号判定面に囲まれていない方向に信号点を遷移させても、誤り率は劣化しないという

性質に基づいている。

[3. 2. 端末装置 3]

非線形端末装置である端末装置 2 の装置構成、および信号処理については、第 1 および第 2 の実施形態と同様であるから、説明は省略する。以下では、線形端末装置である端末装置 3 について説明する。

[0127] 図 1 2 は、本発明の第 3 の実施形態に係る端末装置 3 の一構成例を示すブロック図である。図 1 2 に示すように、端末装置 3 の構成は、図 6 に示す端末装置 2 の構成とほぼ同じであり、異なるのは、チャンネル等化部 5 7 がチャンネル等化部 6 7 に置き換わる点にある。

[0128] チャンネル等化部 5 7 とチャンネル等化部 6 7 の違いについて説明する。チャンネル等化部 5 7 では、受信されたデータ信号に対して、伝搬路推定部 5 3 で DMRS に基づいて推定された伝搬路推定値に基づいたチャンネル等化を行なう。そして、チャンネル等化部 5 7 は、チャンネル等化後の信号に対して、`modulo` 演算を行なったのち、デマッピング部 5 9 に向けて出力している。一方、チャンネル等化部 6 7 では、チャンネル等化出力に対して、`modulo` 演算を施すことなく、デマッピング部 5 9 に向けて出力することになる。

[0129] なお、端末装置 2 は、チャンネル等化部 5 7 においては、`modulo` 演算を行なわずに、チャンネル復号部において、摂動項を加味した復調を行なうことで、摂動項の影響を取り除くことが可能であることは第 1 の実施形態にて既に述べた。この場合、端末装置 2 と端末装置 3 の違いは、チャンネル復号部 6 3 における信号処理となり、端末装置 2 では、摂動項を加味したチャンネル復号を行なうのに対して、端末装置 3 では、摂動項を加味しないチャンネル復号を行なうことになる。

[0130] チャンネル等化部 6 7 を除く、他の構成装置における信号処理は、端末装置 2 と同様であるから説明は省略する。なお、他の構成装置における信号処理が、端末装置 2 と端末装置 3 とで異なっても構わない。例えば、フィードバック情報生成部 5 5 で生成される伝搬路情報に関連付けられた制御情報の生成方法について、端末装置 2 と端末装置 3 とで異なっている場合も、本

実施形態には含まれる。

[0131] 本実施形態においては、基地局装置 1 に接続している端末装置として、受信信号に対して、`modulo` 演算を行なう非線形端末装置と、受信信号に対して、`modulo` 演算を行なわない線形端末装置とが混在する場合を対象とした。本実施形態の方法によれば、受信信号に対して行なうことが出来る信号処理に違いがある端末同士を高効率に多重することが可能となるから、ユーザスケジューリング等の負担を軽減しつつ、通信システムの周波数利用効率を向上させることが可能となる。

[0132] [4. 全実施形態共通]

以上、この発明の実施形態について図面を参照して詳述してきたが、具体的な構成はこの実施形態に限られるものではなく、この発明の要旨を逸脱しない範囲の設計等も特許請求の範囲に含まれる。

[0133] なお、本発明は上述の実施形態に限定されるものではない。本発明の端末装置 2 および端末装置 3 は、セルラーシステム等の端末装置への適用に限定されるものではなく、屋内外に設置される据え置き型、または非可動型の電子機器、たとえば、AV 機器、キッチン機器、掃除・洗濯機器、空調機器、オフィス機器、自動販売機、その他生活機器などに適用できることは言うまでもない。

[0134] 本発明に関わる端末装置 2、端末装置 3、基地局装置 1 および基地局装置 1 b で動作するプログラムは、本発明に関わる上記実施形態の機能を実現するように、CPU 等を制御するプログラム（コンピュータを機能させるプログラム）である。そして、これら装置で取り扱われる情報は、その処理時に一時的に RAM に蓄積され、その後、各種 ROM や HDD に格納され、必要に応じて CPU によって読み出し、修正・書き込みが行なわれる。プログラムを格納する記録媒体としては、半導体媒体（例えば、ROM、不揮発性メモリカード等）、光記録媒体（例えば、DVD、MO、MD、CD、BD 等）、磁気記録媒体（例えば、磁気テープ、フレキシブルディスク等）等のいずれであってもよい。また、ロードしたプログラムを実行することにより、

上述した実施形態の機能が実現されるだけでなく、そのプログラムの指示に基づき、オペレーティングシステムあるいは他のアプリケーションプログラム等と共同して処理することにより、本発明の機能が実現される場合もある。

[0135] また市場に流通させる場合には、可搬型の記録媒体にプログラムを格納して流通させたり、インターネット等のネットワークを介して接続されたサーバコンピュータに転送したりすることができる。この場合、サーバコンピュータの記憶装置も本発明に含まれる。また、上述した実施形態における端末装置2、端末装置3、基地局装置1および基地局装置1bの一部、または全部を典型的には集積回路であるLSIとして実現してもよい。端末装置2、端末装置3、基地局装置1および基地局装置1b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よい。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ることも可能である。

[0136] [まとめ]

(1) 上記の目的を達成するために、本発明は、以下のような手段を講じた。すなわち、本発明の基地局装置は複数のアンテナを備え、複数の端末装置宛の信号に非線形プリコーディングを施し空間多重して無線送信を行なう基地局装置であって、前記端末装置との間の伝搬路情報を取得する伝搬路情報取得部と、前記複数の端末装置宛のデータ信号と復調用参照信号を多重するマッピング部と、前記伝搬路情報に基づいて前記データ信号と前記復調用参照信号にプリコーディングを施すプリコーディング部と、を備え、前記プリコーディング部は、前記伝搬路情報に基づいて、前記データ信号に乗算する第1の線形フィルタと、前記復調用参照信号に乗算する第2の線形フィルタとの、互いに異なる線形フィルタを生成する線形フィルタ生成部を備えることを特徴とする。

[0137] このような基地局装置は、端末装置宛の復調用参照信号に乗算する第2の線形フィルタとして、端末装置宛のデータ信号に乗算する第1の線形フィルタとは異なる線形フィルタを用いることができる。よって、端末装置は、基地局装置より送信される復調用参照信号に基づいて、高精度にmodulo幅を推定できる。その結果、周波数利用効率を向上させることが可能となる。

[0138] (2) また、本発明の基地局装置は、前記第1の線形フィルタは、前記複数の端末装置がそれぞれ受信する受信信号と、前記複数の端末装置宛の前記データ信号との間の平均二乗誤差を最小とする規範に基づいて算出されることを特徴とする。

[0139] このような基地局装置は、前記複数の端末装置がそれぞれ受信する受信信号と、前記複数の端末装置宛の前記データ信号との間の平均二乗誤差を最小とする規範に基づいて前記第1の線形フィルタを生成することができる。そのため、端末装置は、基地局装置より送信されるデータ信号を、高精度に復調することが可能となる。その結果、周波数利用効率を向上させることが可能となる。

[0140] (3) また、本発明の基地局装置は、前記線形フィルタ生成部は、前記第1の線形フィルタと、前記伝搬路情報とに基づいて第1の対角行列を算出し、前記第1の対角行列と、前記第1の線形フィルタに基づいて、前記第2の線形フィルタを生成することを特徴とする。

[0141] このような基地局装置は、前記第1の線形フィルタと、前記伝搬路情報とに基づいて第1の対角行列を算出し、前記第1の対角行列と、前記第1の線形フィルタに基づいて、前記第2の線形フィルタを生成することが可能となる。そのため、端末装置は、基地局装置より送信される復調用参照信号に基づいて、高精度にmodulo幅を推定できる。その結果、周波数利用効率を向上させることが可能となる。

[0142] (4) また、本発明の基地局装置は、前記第1の対角行列は、前記第1の線形フィルタと前記伝搬路行列との積で表される行列の対角成分の逆数から

構成される対角行列であることを特徴とする。

[0143] このような基地局装置は、前記第 1 の線形フィルタと前記伝搬路行列との積で表される行列の対角成分の逆数から構成される対角行列を前記第 1 の対角行列とすることができ、前記第 1 の対角行列に基づいて、前記第 2 の線形フィルタを生成することが可能となる。そのため、端末装置は、基地局装置より送信される復調用参照信号に基づいて、高精度に modulo 幅を推定できる。その結果、周波数利用効率を向上させることが可能となる。

[0144] (5) また、本発明の基地局装置は、前記線形フィルタ生成部は、前記伝搬路情報に基づいて算出される拡大伝搬路行列に対する LQ 分解もしくは QR 分解に基づいてフィードバックフィルタと前記第 1 の線形フィルタを生成し、前記プリコーディング部は、前記フィードバックフィルタに基づいて、前記データ信号に干渉抑圧とモジュロ演算を施す THP 部を更に備えることを特徴とする。

[0145] このような基地局装置は、前記伝搬路情報に基づいて算出される拡大伝搬路行列に対する LQ 分解もしくは QR 分解に基づいてフィードバックフィルタと前記第 1 の線形フィルタを生成し、前記フィードバックフィルタに基づいて、前記データ信号に干渉抑圧とモジュロ演算を施すことができる。そのため、端末装置は、基地局装置より送信されるデータ信号を、高精度に復調することが可能となる。その結果、周波数利用効率を向上させることが可能となる。

[0146] (6) また、本発明の基地局装置は、前記プリコーディング部は、前記第 1 の線形フィルタと、前記データ信号に基づいて、摂動ベクトルを探索する摂動ベクトル探索部を更に備える、上記 (4) に記載の基地局装置であることを特徴とする。

[0147] このような基地局装置は、前記第 1 の線形フィルタと、前記データ信号に基づいて、摂動ベクトルを探索することができる。そのため、基地局装置の所要送信電力を小さくすることが可能となる。その結果、周波数利用効率を向上させることが可能となる。

[0148] (7) また、本発明の基地局装置は、前記プリコーディング部は、空間多重する前記複数の端末装置のうち、受信信号から摂動ベクトルを除去可能な非線形端末装置に対しては摂動ベクトルを加算したデータ信号を生成し、受信信号から摂動ベクトルを除去不可能な線形端末装置に対しては摂動ベクトルを加算しないデータ信号を生成する、上記(4)に記載の基地局装置であることを特徴とする。

[0149] このような基地局装置は、空間多重する複数の端末装置のうち、受信信号から摂動ベクトルを除去可能な非線形端末装置に対しては摂動ベクトルを加算したデータ信号を生成し、受信信号から摂動ベクトルを除去不可能な線形端末装置に対しては摂動ベクトルを加算しないデータ信号を生成することができる。そのため、基地局装置はデータ信号および復調用参照信号を送信する複数の端末装置の組み合わせを柔軟に決定できる。その結果、周波数利用効率を向上させることが可能となる。

[0150] (8) また、本発明の基地局装置は、前記プリコーディング部は、前記線形端末装置宛のデータ信号の一部に摂動ベクトルを加算する、上記(7)に記載の基地局装置であることを特徴とする。

[0151] このような基地局装置は、線形端末装置宛のデータ信号の一部に摂動ベクトルを加算することができる。そのため、基地局装置の所要送信電力を小さくすることができる。その結果、周波数利用効率を向上させることが可能となる。

[0152] (9) また、本発明のプリコーディング方法は、複数のアンテナを備える基地局装置から、複数の端末装置へ送信されるデータ信号と復調用参照信号に、前記複数の端末装置との間の伝搬路情報に基づいて、予備的处理を行なうプリコーディング方法であって、前記伝搬路情報に基づいて、第1の線形フィルタ、第2の線形フィルタ及びフィードバックフィルタを算出する過程と、前記フィードバックフィルタに基づいて、前記データ信号に対して、干渉抑圧とモジュロ演算を施し、送信符号を算出する過程と、前記送信符号と前記第1の線形フィルタに基づいて、送信データ信号と電力正規化係数を算

出する過程と、前記復調用参照信号、前記第2の線形フィルタ、及び前記電力正規化係数に基づいて、送信復調用参照信号を算出する過程と、前記送信データ信号と前記送信復調用参照信号の送信電力を調整する過程と、を有することを特徴とする。

[0153] このようなプリコーディング方法は、複数のアンテナを備える基地局装置から、複数の端末装置へ送信されるデータ信号と復調用参照信号に、前記複数の端末装置との間の伝搬路情報に基づいて、予備的处理を行なうことができる。そのため、端末装置は、基地局装置より送信される復調用参照信号に基づいて、高精度にmodulo幅を推定できる。また、端末装置は、基地局装置より送信されるデータ信号を、高精度に復調することが可能となる。その結果、周波数利用効率を向上させることが可能となる。

[0154] (10) また、本発明のプリコーディング方法は、複数のアンテナを備える基地局装置から、複数の端末装置へ送信されるデータ信号と復調用参照信号に、前記複数の端末装置との間の伝搬路情報に基づいて、予備的处理を行なうプリコーディング方法であって、前記伝搬路情報に基づいて、第1の線形フィルタと、第2の線形フィルタを算出する過程と、前記データ信号と、前記第1の線形フィルタに基づいて、摂動ベクトルを探索する過程と、前記データ信号、前記第1の線形フィルタ及び前記摂動ベクトルに基づいて、送信データ信号と電力正規化係数を算出する過程と、前記復調用参照信号、前記第2の線形フィルタ、及び前記電力正規化係数に基づいて、送信復調用参照信号を算出する過程と、前記送信データ信号と前記送信復調用参照信号の送信電力を調整する過程と、を有することを特徴とする。

[0155] このようなプリコーディング方法は、複数のアンテナを備える基地局装置から、複数の端末装置へ送信されるデータ信号と復調用参照信号に、前記複数の端末装置との間の伝搬路情報に基づいて、予備的处理を行なうことができる。そのため、基地局装置は所要送信電力を小さくできる。また、端末装置は、基地局装置より送信される復調用参照信号に基づいて、高精度にmodulo幅を推定できる。その結果、周波数利用効率を向上させることが可

能となる。

[0156] (11) また、本発明の集積回路は、複数のアンテナを備え、複数の端末装置宛の信号に非線形プリコーディングを施し空間多重して無線送信を行なう基地局装置に実装され、前記基地局装置に複数の機能を発揮させる集積回路であって、前記端末装置との間の伝搬路情報を取得する機能と、前記複数の端末装置宛のデータ信号と復調用参照信号を多重する機能と、前記伝搬路情報に基づいて前記データ信号と前記復調用参照信号にプリコーディングを施す機能と、の一連の機能を発揮させ、前記プリコーディングを施す機能は、前記伝搬路情報に基づいて、前記データ信号に乗算する第1の線形フィルタと、前記復調用参照信号に乗算する第2の線形フィルタとの、互いに異なる線形フィルタを生成することを特徴とする。

[0157] このような集積回路は、複数のアンテナを備え、複数の端末装置宛の信号に非線形プリコーディングを施し空間多重して無線送信を行なう基地局装置に実装され、前記基地局装置に複数の機能を発揮させることができる。そのため、端末装置は、基地局装置より送信される復調用参照信号に基づいて、高精度にmodulo幅を推定できる。また、端末装置は、基地局装置より送信されるデータ信号を、高精度に復調することが可能となる。その結果、周波数利用効率を向上させることが可能となる。

[0158] (12) また、本発明の無線通信システムは上記(1)に記載の基地局装置と、前記基地局装置から送信される信号をそれぞれ受信する複数の端末装置とを備えることを特徴とする。

[0159] このような無線通信システムは、上記(1)に記載の基地局装置と、前記基地局装置から送信される信号をそれぞれ受信する複数の端末装置とを備えることができる。そのため、端末装置は、基地局装置より送信される復調用参照信号に基づいて、高精度にmodulo幅を推定できる。また、端末装置は、基地局装置より送信されるデータ信号を、高精度に復調することが可能となる。その結果、周波数利用効率を向上させることが可能となる。

産業上の利用可能性

[0160] 本発明は、基地局装置やプリコーディング方法や、集積回路や、無線通信システムに用いて好適である。

符号の説明

- [0161] 1、1 b 基地局装置
- 2、2-1、2-2、2-3、2-4、2-u、3、3-1、3-2 端末装置
- 21 チャネル符号化部
- 23 データ変調部
- 25 マッピング部
- 27、35、37 プリコーディング部
- 27-1、35-1、37-1 スイッチ部
- 27-2、35-2、37-2 線形フィルタ生成部
- 27-4 THP部
- 27-5、35-5、37-5 送信データ信号生成部
- 27-6、35-6、37-6 送信DMRS生成部
- 27-7、35-7、37-7 送信信号生成部
- 29 アンテナ部
- 29-1 IFFT部
- 29-2 GI挿入部
- 29-3 無線送信部
- 29-4 無線受信部
- 29-5 アンテナ
- 31 制御情報取得部
- 33 伝搬路情報取得部
- 35-3、37-3 摂動ベクトル探索部
- 51 端末アンテナ部
- 51-1 無線受信部
- 51-2 無線送信部

- 5 1 - 3 G I 除去部
- 5 1 - 4 F F T 部
- 5 1 - 5 参照信号分離部
- 5 1 - 6 アンテナ
- 5 3、7 1 伝搬路推定部
- 5 5 フィードバック情報生成部
- 5 7、6 7 チャネル等化部
- 5 9 デマッピング部
- 6 1 データ復調部
- 6 3 チャネル復号部

請求の範囲

- [請求項1] 複数のアンテナを備え、複数の端末装置宛の信号に非線形プリコーディングを施し空間多重して無線送信を行なう基地局装置であって、
前記端末装置との間の伝搬路情報を取得する伝搬路情報取得部と、
前記複数の端末装置宛のデータ信号と復調用参照信号を多重するマッピング部と、
前記伝搬路情報に基づいて前記データ信号と前記復調用参照信号にプリコーディングを施すプリコーディング部と、を備え、
前記プリコーディング部は、前記伝搬路情報に基づいて、前記データ信号に乗算する第1の線形フィルタと、前記復調用参照信号に乗算する第2の線形フィルタとの、互いに異なる線形フィルタを生成する線形フィルタ生成部を備えることを特徴とする基地局装置。
- [請求項2] 前記第1の線形フィルタは、前記複数の端末装置がそれぞれ受信する受信信号と、前記複数の端末装置宛の前記データ信号との間の平均二乗誤差を最小とする規範に基づいて算出されることを特徴とする請求項1に記載の基地局装置。
- [請求項3] 前記線形フィルタ生成部は、前記第1の線形フィルタと、前記伝搬路情報とに基づいて第1の対角行列を算出し、
前記第1の対角行列と、前記第1の線形フィルタに基づいて、前記第2の線形フィルタを生成することを特徴とする請求項2に記載の基地局装置。
- [請求項4] 前記第1の対角行列は、前記第1の線形フィルタと伝搬路行列との積で表される行列の対角成分の逆数から構成される対角行列であることを特徴とする請求項3に記載の基地局装置。
- [請求項5] 前記線形フィルタ生成部は、前記伝搬路情報に基づいて算出される拡大伝搬路行列に対するLQ分解もしくはQR分解に基づいてフィードバックフィルタと前記第1の線形フィルタを生成し、
前記プリコーディング部は、前記フィードバックフィルタに基づい

て、前記データ信号に干渉抑圧とモジュロ演算を施すT H P部を更に備えることを特徴とする請求項4に記載の基地局装置。

[請求項6] 前記プリコーディング部は、前記第1の線形フィルタと、前記データ信号に基づいて、摂動ベクトルを探索する摂動ベクトル探索部を更に備えることを特徴とする請求項4に記載の基地局装置。

[請求項7] 前記プリコーディング部は、
空間多重する前記複数の端末装置のうち、
受信信号から摂動ベクトルを除去可能な非線形端末装置に対しては摂動ベクトルを加算したデータ信号を生成し、
受信信号から摂動ベクトルを除去不可能な線形端末装置に対しては摂動ベクトルを加算しないデータ信号を生成することを特徴とする請求項4に記載の基地局装置。

[請求項8] 前記プリコーディング部は、
前記線形端末装置宛のデータ信号の一部に摂動ベクトルを加算することを特徴とする請求項7に記載の基地局装置。

[請求項9] 複数のアンテナを備える基地局装置から、複数の端末装置へ送信されるデータ信号と復調用参照信号に、前記複数の端末装置との間の伝搬路情報に基づいて、予備的処理を行なうプリコーディング方法であって、

前記伝搬路情報に基づいて、第1の線形フィルタ、第2の線形フィルタ及びフィードバックフィルタを算出する過程と、

前記フィードバックフィルタに基づいて、前記データ信号に対して、干渉抑圧とモジュロ演算を施し、送信符号を算出する過程と、

前記送信符号と前記第1の線形フィルタに基づいて、送信データ信号と電力正規化係数を算出する過程と、

前記復調用参照信号、前記第2の線形フィルタ、及び前記電力正規化係数に基づいて、送信復調用参照信号を算出する過程と、

前記送信データ信号と前記送信復調用参照信号の送信電力を調整す

る過程と、を有することを特徴とするプリコーディング方法。

[請求項10]

複数のアンテナを備える基地局装置から、複数の端末装置へ送信されるデータ信号と復調用参照信号に、前記複数の端末装置との間の伝搬路情報に基づいて、予備的処理を行なうプリコーディング方法であって、

前記伝搬路情報に基づいて、第1の線形フィルタと、第2の線形フィルタを算出する過程と、

前記データ信号と、前記第1の線形フィルタに基づいて、摂動ベクトルを探索する過程と、

前記データ信号、前記第1の線形フィルタ及び前記摂動ベクトルに基づいて、送信データ信号と電力正規化係数を算出する過程と、

前記復調用参照信号、前記第2の線形フィルタ、及び前記電力正規化係数に基づいて、送信復調用参照信号を算出する過程と、

前記送信データ信号と前記送信復調用参照信号の送信電力を調整する過程と、を有することを特徴とするプリコーディング方法。

[請求項11]

複数のアンテナを備え、複数の端末装置宛の信号に非線形プリコーディングを施し空間多重して無線送信を行なう基地局装置に実装され、前記基地局装置に複数の機能を発揮させる集積回路であって、

前記端末装置との間の伝搬路情報を取得する機能と、

前記複数の端末装置宛のデータ信号と復調用参照信号を多重する機能と、

前記伝搬路情報に基づいて前記データ信号と前記復調用参照信号にプリコーディングを施す機能と、の一連の機能を発揮させ、

前記プリコーディングを施す機能は、前記伝搬路情報に基づいて、前記データ信号に乗算する第1の線形フィルタと、前記復調用参照信号に乗算する第2の線形フィルタとの、互いに異なる線形フィルタを生成することを特徴とする集積回路。

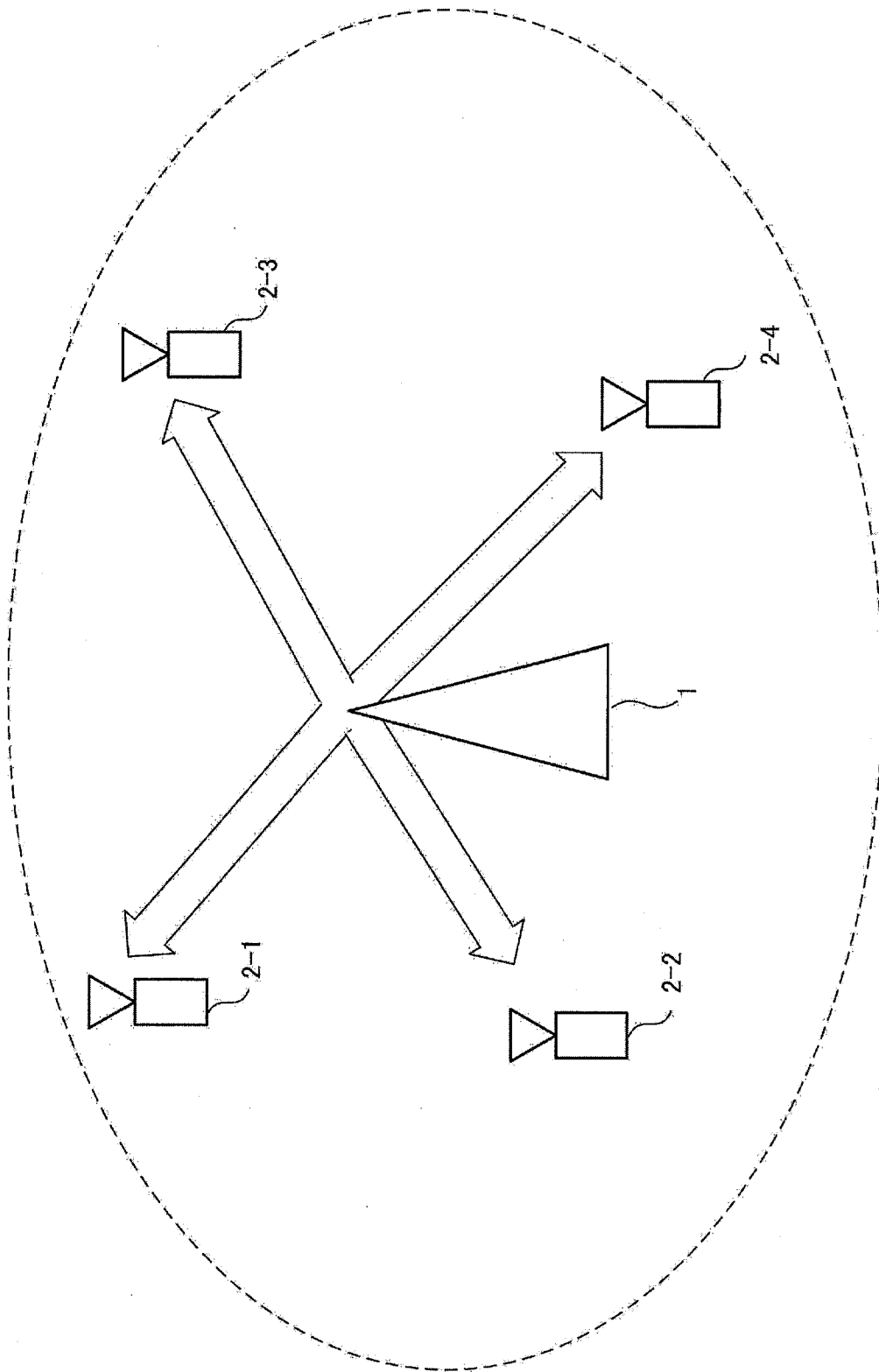
[請求項12]

請求項1に記載の基地局装置と、前記基地局装置から送信される信

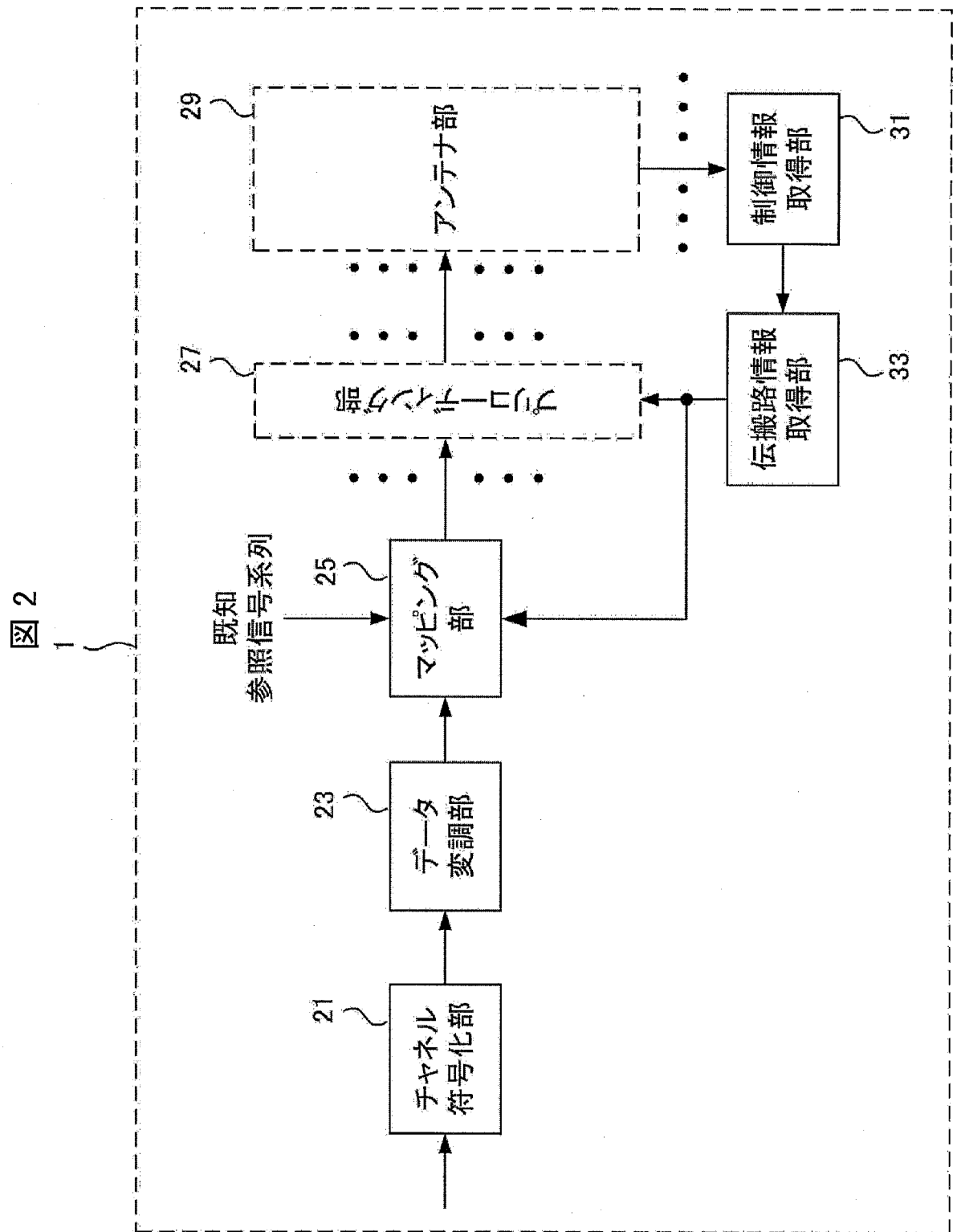
号をそれぞれ受信する複数の端末装置とを備えることを特徴とする無線通信システム。

[図1]

図 1

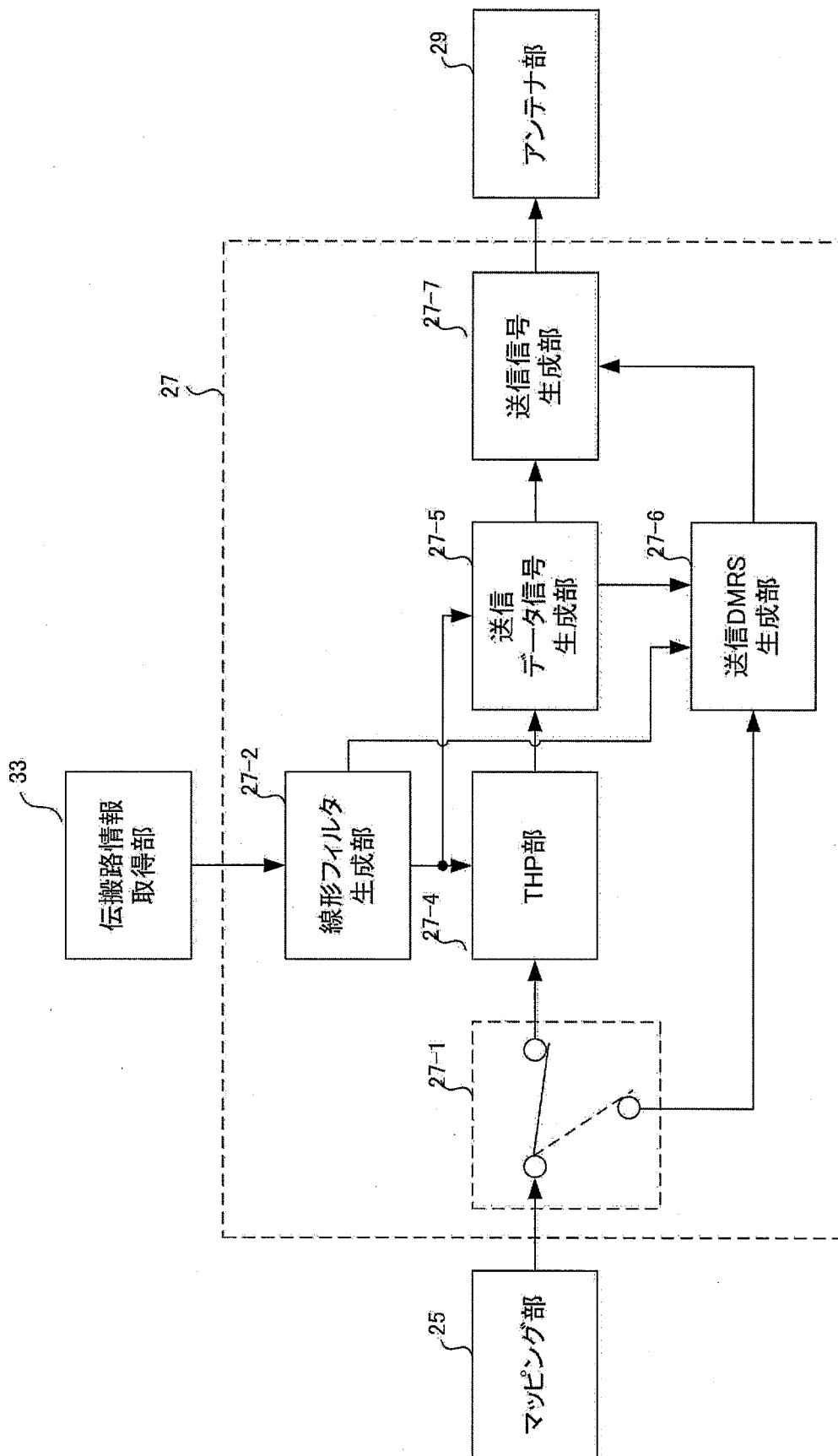


[図2]

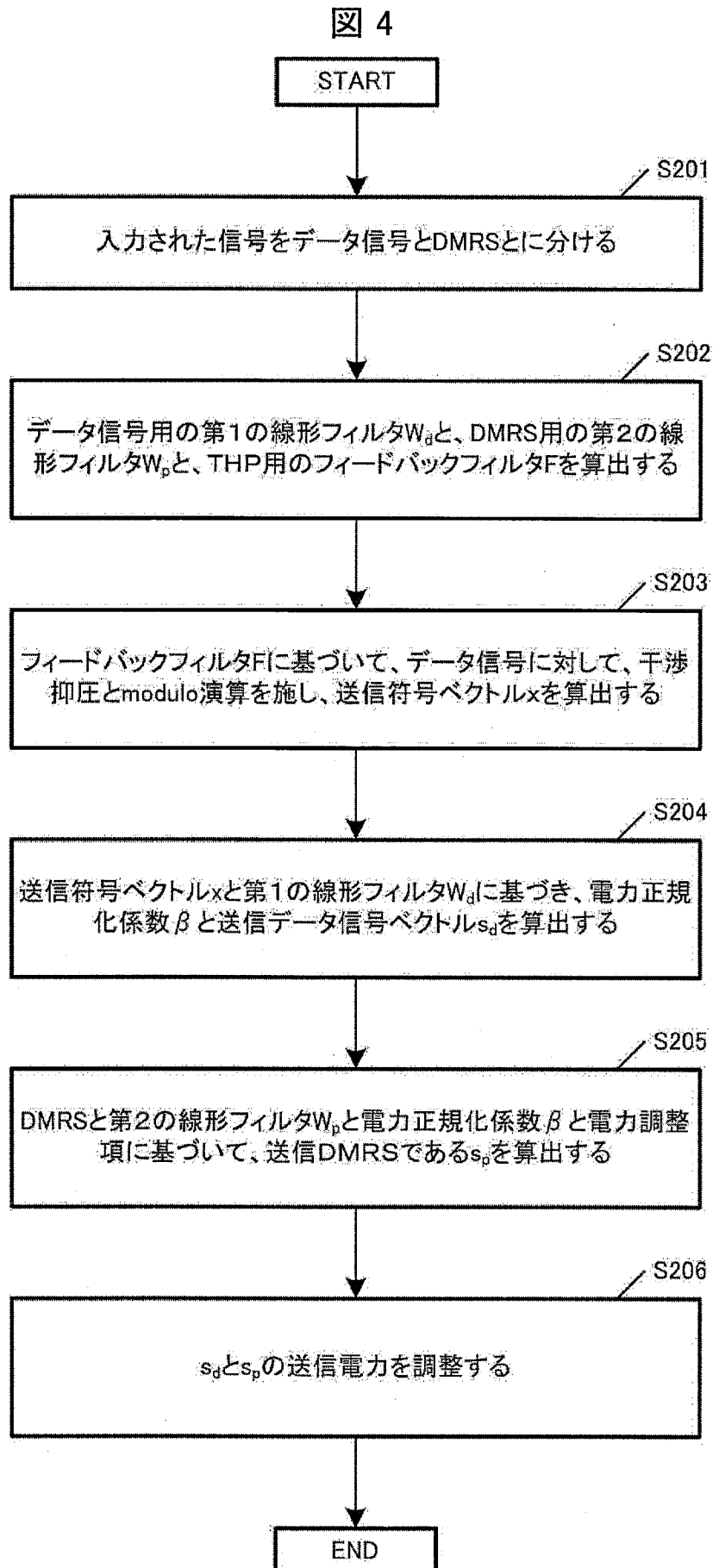


[図3]

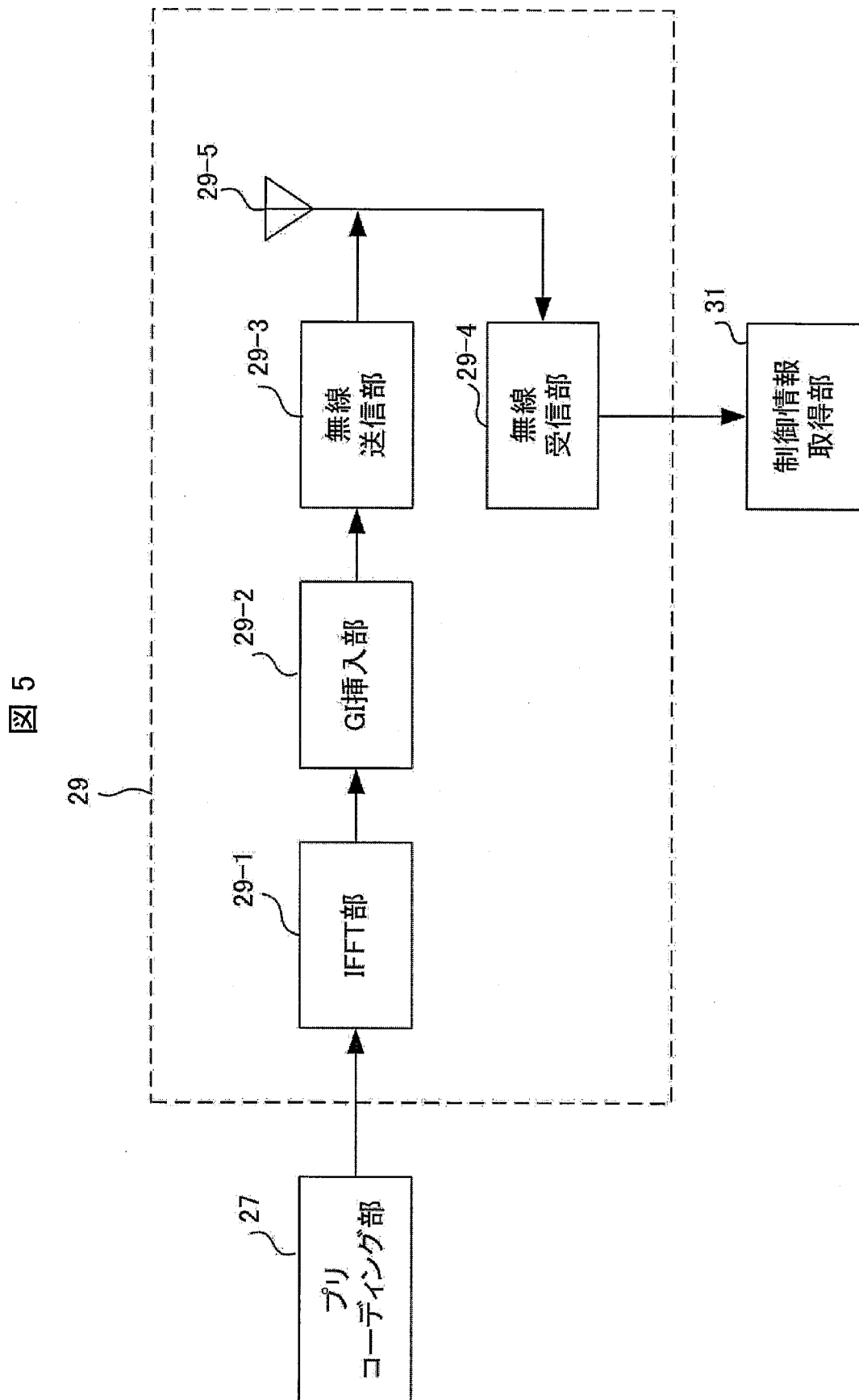
図 3



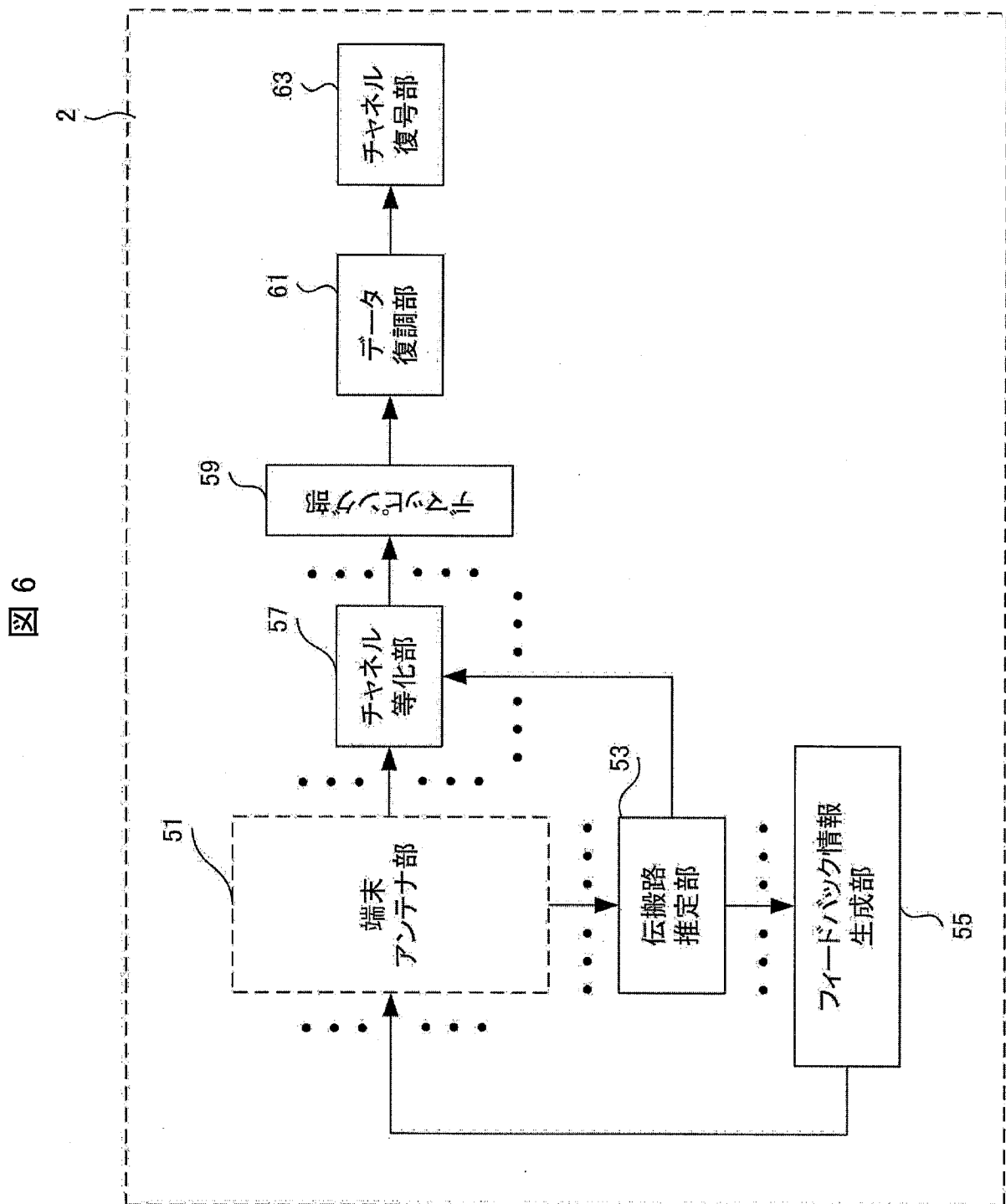
[図4]



[図5]

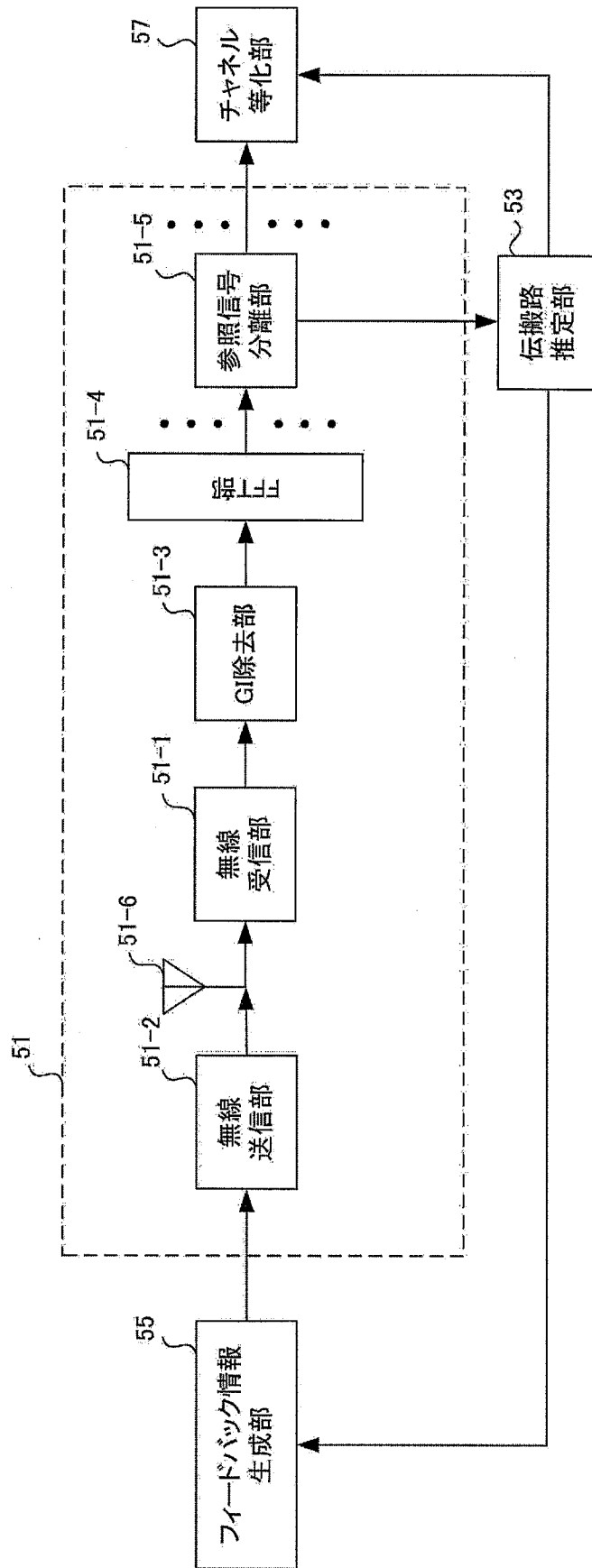


[図6]

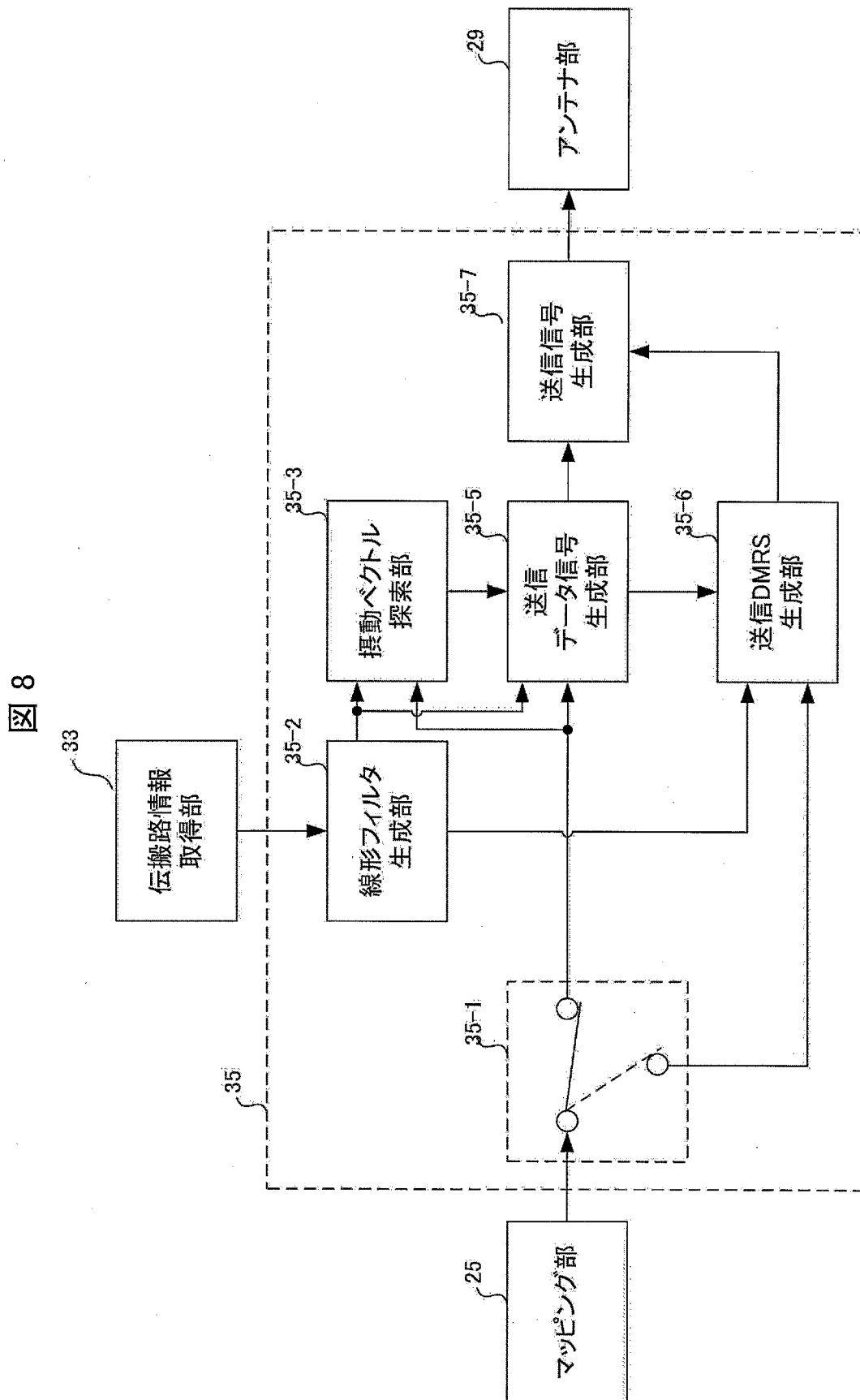


[図7]

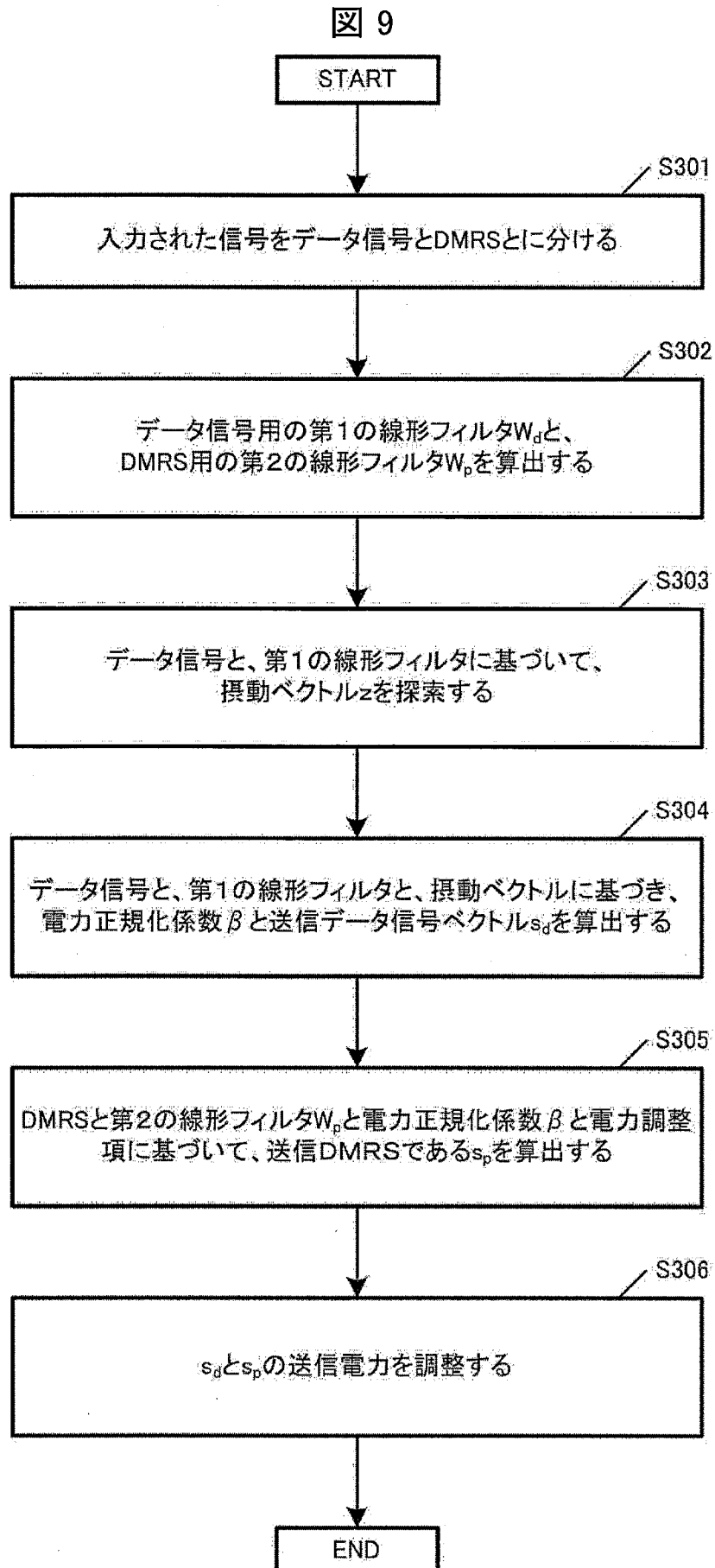
図 7



[図8]

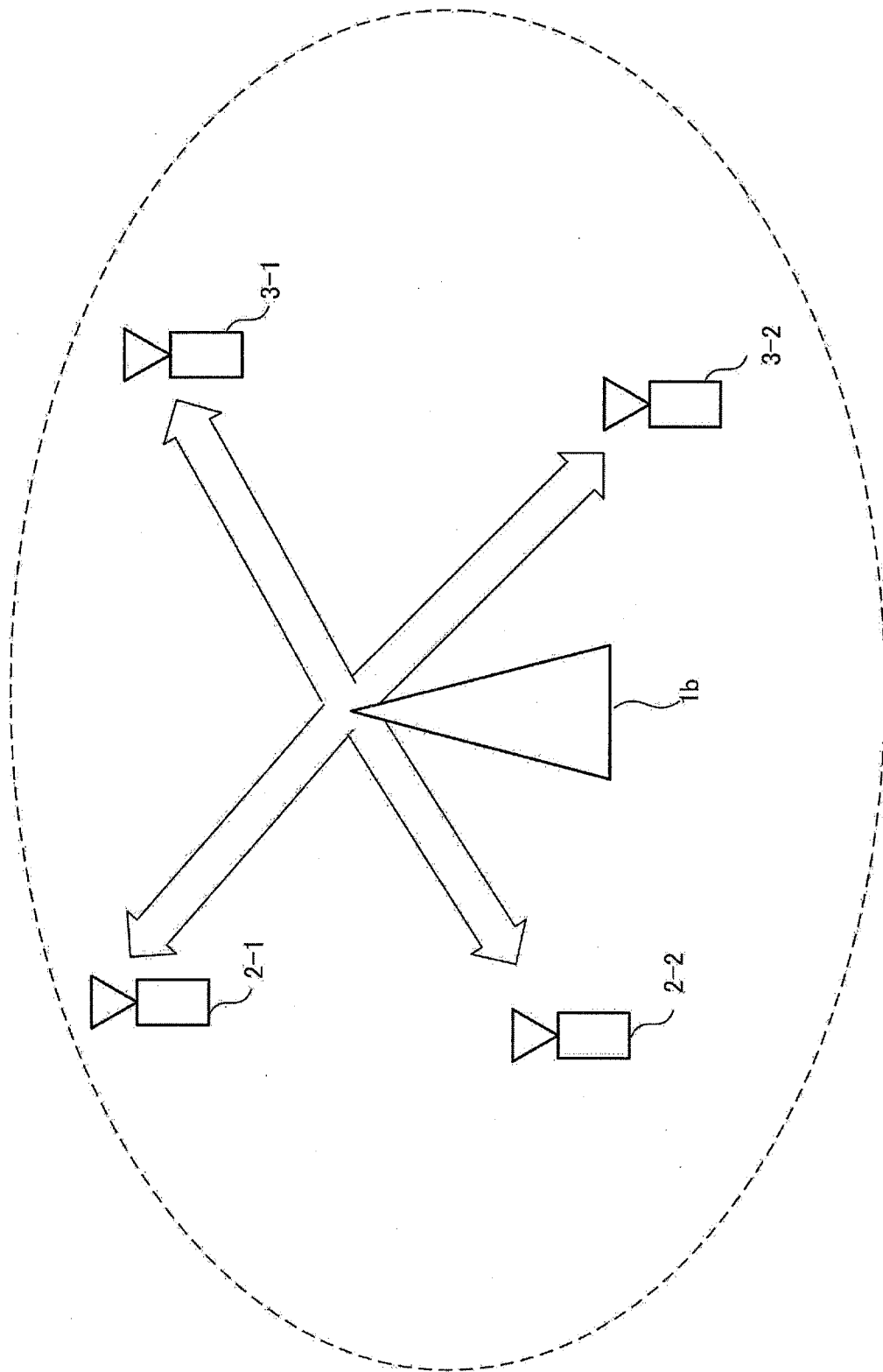


[図9]



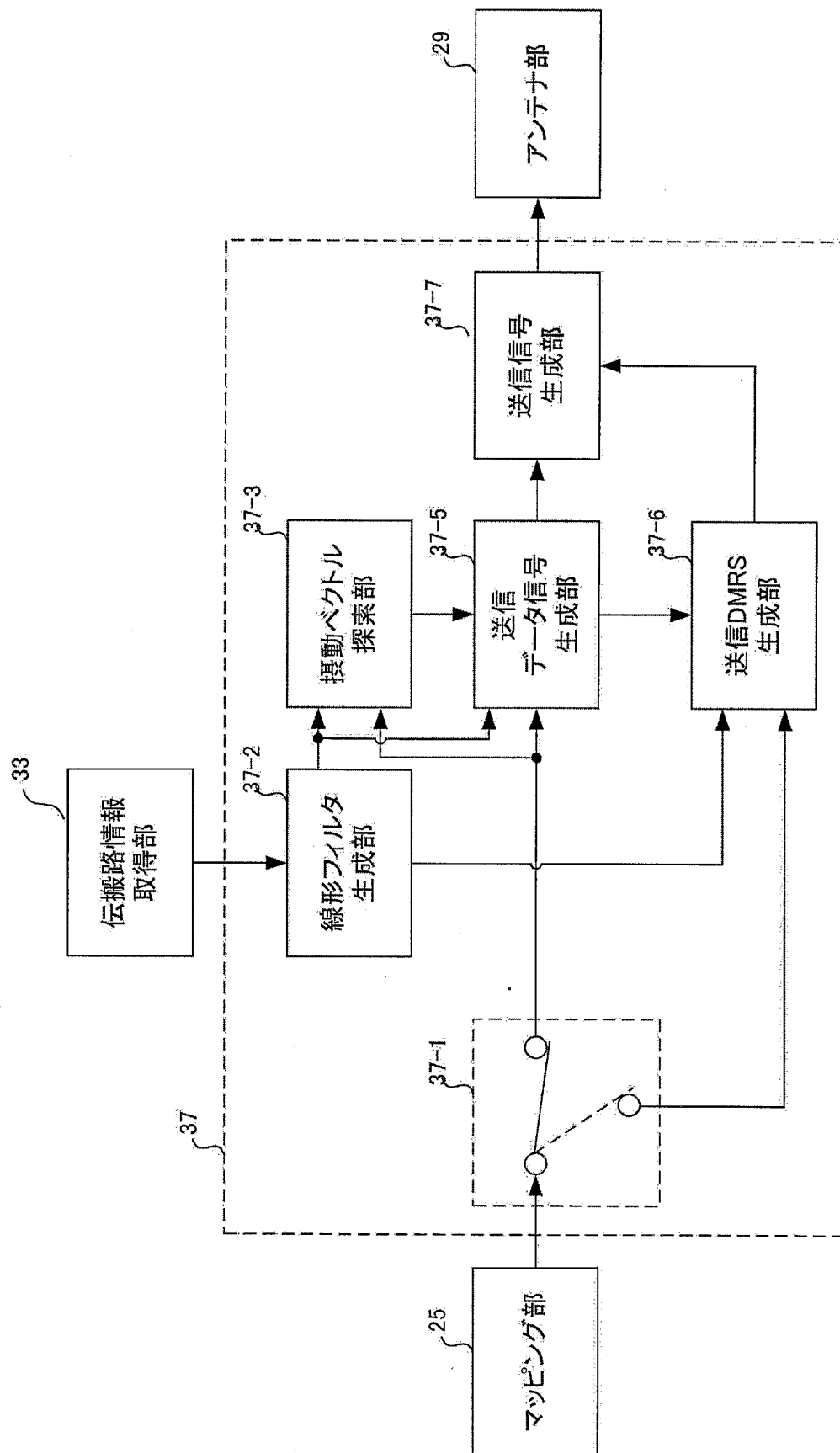
[図10]

図 10

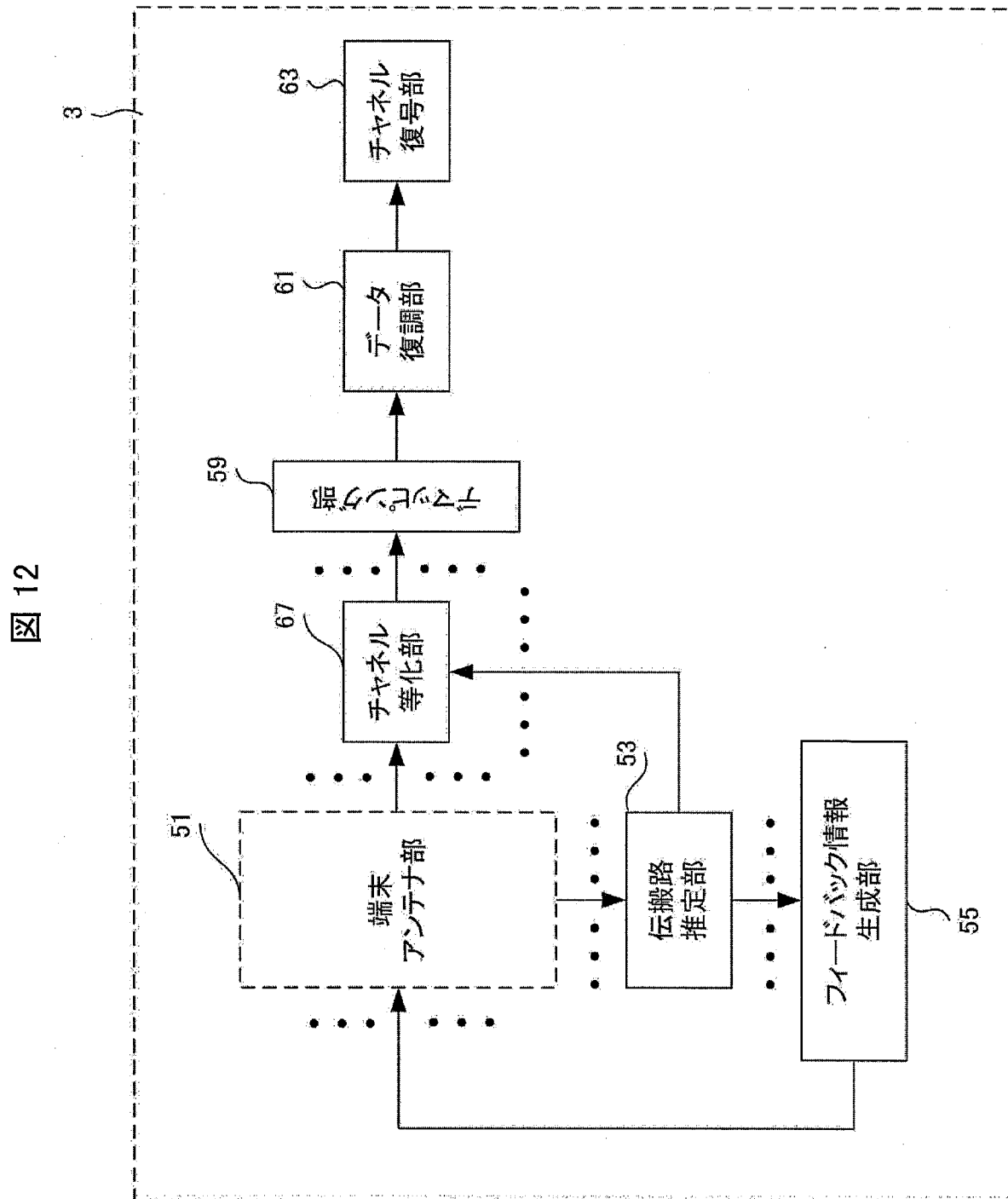


[図11]

図 11

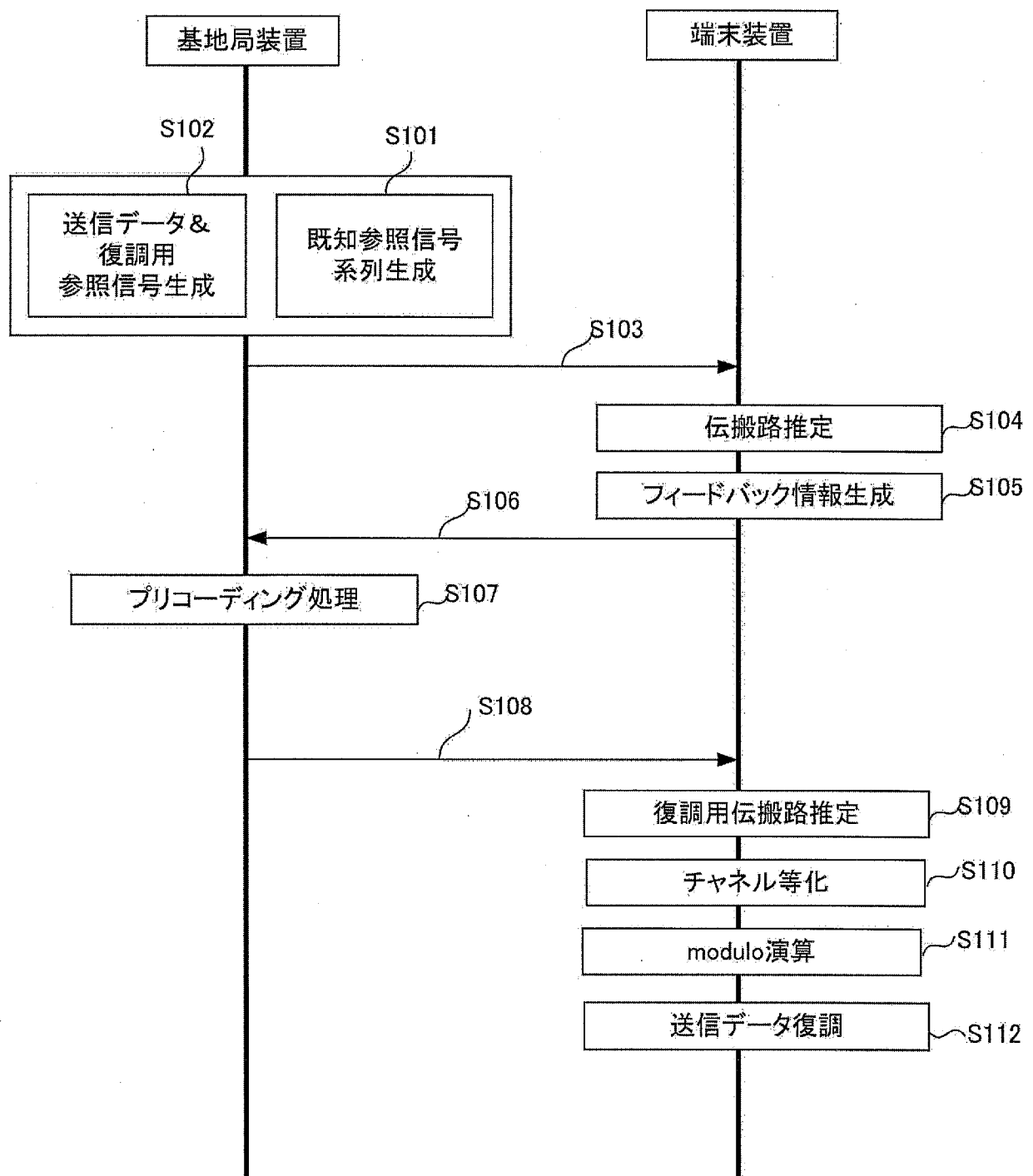


[図12]



[図13]

図 13



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2013/082996

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04J99/00(2009.01)i, H04B7/06(2006.01)i, H04J11/00(2006.01)i, H04W16/28(2009.01)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, H04B7/06, H04J11/00, H04W16/28

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	1996-2014
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2014	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2014

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	WO 2012/144313 A1 (Sharp Corp.), 26 October 2012 (26.10.2012), paragraphs [0045] to [0065], [0151] to [0159], [0163], [0169] to [0199]; fig. 3, 4 & JP 2012-227878 A	1, 2, 11, 12 9 3-8
Y	WO 2012/157393 A1 (Sharp Corp.), 22 November 2012 (22.11.2012), paragraphs [0035], [0050] & JP 2012-244189 A	9
X	WO 2010/053059 A1 (Toshiba Corp.), 14 May 2010 (14.05.2010), paragraphs [0043] to [0045], [0054] to [0062]; fig. 1 & JP 2010-114605 A & US 2011/0244816 A1	10

☐ 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
17 January, 2014 (17.01.14)

Date of mailing of the international search report
28 January, 2014 (28.01.14)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

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, H04B7/06(2006.01)i, H04J11/00(2006.01)i, H04W16/28(2009.01)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, H04B7/06, H04J11/00, H04W16/28

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 4 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 4 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 4 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
X Y A	WO 2012/144313 A1（シャープ株式会社）2012.10.26, [0045]-[0065], [0151]-[0159], [0163], [0169]-[0199], 第3図, 第4 図 & JP 2012-227878 A	1, 2, 11, 12 9 3-8
Y	WO 2012/157393 A1（シャープ株式会社）2012.11.22, [0035], [0050] & JP 2012-244189 A	9
X	WO 2010/053059 A1（株式会社東芝）2010.05.14, [0043]-[0045], [0054]-[0062], 第1図 & JP 2010-114605 A & US 2011/0244816 A1	10

☐ 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 7 . 0 1 . 2 0 1 4

国際調査報告の発送日

2 8 . 0 1 . 2 0 1 4

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）

羽岡 さやか

5 K

3 1 4 9

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