

(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
2012年11月22日(22.11.2012)



(10) 国際公開番号
WO 2012/157393 A1

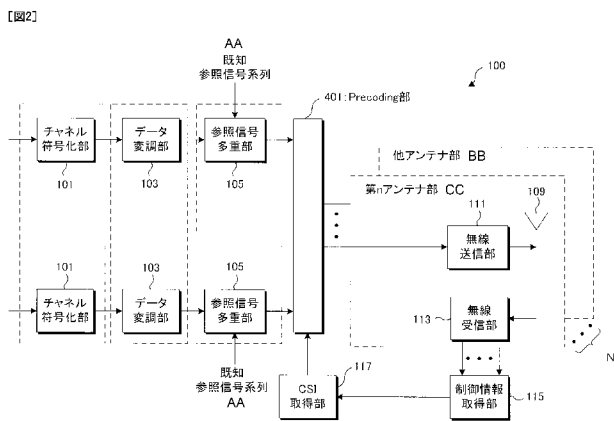
- (51) 国際特許分類:
H04J 99/00 (2009.01) H04J 11/00 (2006.01)
H04B 7/04 (2006.01) H04W 16/28 (2009.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2012/060435
- (22) 国際出願日: 2012年4月18日(18.04.2012)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2011-108678 2011年5月13日(13.05.2011) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について):
シャープ株式会社(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: および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 留場 宏道 (TOMEBA Hiromichi). 小野寺 毅 (ONODERA Takashi). 中野 博史 (NAKANO Hiroshi). ルイズ デルガド アルバロ (RUIZ DELGADO Alvaro).
- (74) 代理人: 福地 武雄 (FUKUCHI Takeo); 〒1500031 東京都渋谷区桜丘町3番1号 Tokyo (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, 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, 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, MD, 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: BASE STATION, MOBILE STATION, CONTROL PROGRAM AND INTEGRATED CIRCUIT

(54) 発明の名称: 基地局装置、移動局装置、制御プログラムおよび集積回路



- 101... CHANNEL ENCODING UNIT
- 103... DATA MODULATING UNIT
- 105... REFERENCE SIGNAL MULTIPLEXING UNIT
- 111... WIRELESS TRANSMITTING UNIT
- 113... WIRELESS RECEIVING UNIT
- 115... CONTROL INFORMATION ACQUISITION UNIT
- 117... CSI ACQUISITION UNIT
- 401... PRECODING UNIT
- AA... KNOWN REFERENCE SIGNAL SEQUENCE
- BB... ALTERNATIVE ANTENNA UNIT
- CC... nth ANTENNA UNIT

(57) Abstract: A first terminal in which modulo calculations can be performed, and a second terminal in which modulo calculations cannot be performed are spatially multiplexed even in non-linear MU-MIMO based on LRA-THP. This base station, which is equipped with a plurality of transmitting antennas, and wirelessly communicates with a plurality of terminals having at least one antenna, is equipped with: an acquisition unit that acquires a first channel matrix representing channel information, on the basis of first control information associated with channel information between the terminals; and a precoding unit that precodes each piece of transmission data destined for the terminals, on the basis of the first channel matrix and a second channel matrix obtained by multiplying the first channel matrix by a transformation matrix. After precoding, a plurality of transmission data is spatially multiplexed and transmitted to the same wireless resource.

(57) 要約: modulo演算が行なえる第1の端末装置とmodulo演算が行なえない第2の端末装置とを、LRA-THPに基づく非線形MU-MIMOにおいても空間多重させる。複数の送信アンテナを備え、少なくとも一つのアンテナを有する複数の端末装置と無線通信を行なう基地局装置であって、前記各端末装置との間の伝搬路情報に関連付けられた第一の制御情報に基づいて、前記伝搬路情報を示す第一の伝搬路行列を取得する取得部と、前記第一の伝搬路行列および前

記第一の伝搬路行列に変換行列が乗算された第二の伝搬路行列に基づいて、前記各端末装置宛ての送信データに対して、それぞれプリコーディングを行なうプリコーディング部と、を備え、前記プリコーディング後の複数の送信データを同一無線リソースに空間多重して送信する。



WO 2012/157393 A1

明 細 書

発明の名称：

基地局装置、移動局装置、制御プログラムおよび集積回路

技術分野

[0001] 本発明は、移動通信技術に関する。

背景技術

[0002] 第3. 9世代無線伝送方式として3rd Generation Partnership Project (3GPP) において標準化が進められたLong Term Evolution (LTE) では、第3世代無線伝送方式からの大幅な周波数利用効率の改善のために、複数の送受信アンテナを用いて無線伝送を行なうMultiple Input Multiple Output (MIMO) 技術が仕様化された。MIMO技術の一つである空間多重 (SM) 技術により、周波数帯域幅を拡大することなく、伝送速度の向上が実現できる。また、LTEの発展版であるLTE-Advanced (LTE-A) が、第4世代無線伝送方式のひとつとして国際電気通信連合 無線通信部門 (ITU-R) より承認され、その標準化活動が活発に行なわれている。LTE-Aでは下りリンク (基地局装置→端末装置) 伝送のピーク伝送速度1 Gbpsを達成するために、最大8ストリームを空間多重可能なシングルユーザMIMO (SU-MIMO) が検討されている。SU-MIMOは複数送信アンテナを有する基地局装置と複数受信アンテナを有する単一端末装置とのMIMO伝送である。

[0003] ところで、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 (MU-MIMO) の採用が周波数利用効率の改善に必須と考えられており、既にLTE Release 8 (Rel.8) においてMU-MIMOが仕様化されている。Rel. 8で採用されているMU-MIMOは、線形フィルタを基地局装

置にて乗算する線形MU-MIMO（もしくはビームフォーミング）と呼ばれる方式である。線形MU-MIMOは、LTE-Aにおいても、採用が同意されている。しかし、空間多重される端末同士の送信信号が直交するような端末同士の空間多重しか行なうことが出来ないため、MU-MIMOに対する周波数利用効率の改善には限界がある。

[0004] 最近、非線形処理を基地局装置側で行なう非線形MU-MIMO技術が注目を集めている。基地局装置と端末装置の両方でmodulo演算が可能であれば、基地局装置から送信される信号に対して、任意の整数ベクトル（摂動ベクトル）の加算が可能となる。基地局装置と複数端末装置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、摂動ベクトルを加算しない線形MU-MIMO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。

[0005] 非線形MU-MIMO伝送では、摂動ベクトルの探査方法により伝送特性は大幅に変化する。非特許文献1記載のVector perturbation (VP) は選択可能な全ての摂動ベクトルから最適摂動ベクトルを探査する技術であり、優れた伝送特性を実現できるが、演算量が膨大である。一方、非特許文献2に記載のTomlinson Harashima Precoding (THP) に基づく方法は、摂動ベクトルを簡易に探査できるが、VPより伝送特性は大幅に劣化してしまう。そこで、最近、格子基底縮小(LR)技術をTHPに適用するLR aided-THP (LRA-THP) 技術が非特許文献3等で取り上げられている。格子基底縮小技術とは非特許文献4に記載のLLLアルゴリズム等により算出されるunimodular行列を用いて、対象とする行列の直交性を高める技術である。THPでは、摂動ベクトルを各端末装置で独立に最適化しているのに対して、LRA-THPによれば、空間多重される全端末装置を考慮した摂動ベクトルを抽出できるため、THPだけにに基づく場合よりも優れた伝送特性を実現でき、VPとほぼ同等の伝送特性が実現できる。

[0006] ところで、今後非線形MU-MIMOが採用された場合、その対応端末装置

は modulo 演算を含む非線形演算処理が行なえることが前提となる。しかし、前述したように LTE では線形 MU-MIMO が既に仕様化されており、その対応端末装置は modulo 演算が行なえないから、 modulo 演算が行なえる第 1 の端末装置と、 modulo 演算を行なえない第 2 の端末装置とが、同一無線通信システム内に混在することになる。非特許文献 5 において THP を対象に空間多重されて送信される各送信信号に対する modulo 演算の有無を切り替える方法が示されているように、 THP では、第 2 の端末装置宛の送信信号に modulo 演算を適用しないだけで、第 1 の端末装置と第 2 の端末装置を混在させることが可能である。しかし、 LRA-THP は空間多重される全端末装置が modulo 演算を行なえることを前提とした技術であり、第 2 の端末装置宛の送信信号に modulo 演算を行なわないだけでは、二つの端末装置を混在して空間多重させることが出来ない。

先行技術文献

非特許文献

[0007] 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, 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 : C. Stierstorfer, et. al., "Lattice-reduction-aided Tomlinson-Harashima precoding for point-to-multipoint transmission," AEU Int. Jour. Elect. and Commun, Vol. 60, No. 4, pp. 328-330, April 2006.

非特許文献 4 : A. K. Lenstra, et.al., "Factoring polynomials with rational coefficients," Math. Ann, Vol. 261, pp. 515-534, 1982.

非特許文献 5 : 中野 他, "送信方法を適応的に制御するダウンリンク MU-MIMO

THPに関する提案”、信学技法、RCS2009-293、2010年3月。

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0008] LRA-THP技術は空間多重される全端末装置がmodulio演算を行なえることを前提とした技術であり、THPのように第2の端末装置宛の送信信号にmodulio演算を行なわないだけでは、二つの端末装置を混在して空間多重させることが出来ない。LRA-THPにおいて第1の端末装置と第2の端末装置とを高効率に多重させられる技術については開示されていないのが実情である。

[0009] 本発明は、上述した課題に鑑み、modulio演算が行なえる第1の端末装置とmodulio演算が行なえない第2の端末装置とを、LRA-THPに基づく非線形MU-MIMOにおいても空間多重させることにより、周波数利用効率の改善に寄与できる基地局装置、移動局装置、制御プログラ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

[0010] (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、複数の送信アンテナを備え、少なくとも一つのアンテナを有する複数の端末装置と無線通信を行なう基地局装置であって、前記各端末装置との間の伝搬路情報に関連付けられた第一の制御情報に基づいて、前記伝搬路情報を示す第一の伝搬路行列を取得する取得部と、前記第一の伝搬路行列および前記第一の伝搬路行列に変換行列が乗算された第二の伝搬路行列に基づいて、前記各端末装置宛での送信データに対して、それぞれプリコーディングを行なうプリコーディング部と、を備え、前記プリコーディング後の複数の送信データを同一無線リソースに空間多重して送信することを特徴としている。

[0011] このように、基地局装置は、第一の伝搬路行列および第一の伝搬路行列に変換行列が乗算された第二の伝搬路行列に基づいて、各端末装置宛での送信データに対して、それぞれプリコーディングを行なうので、LRA-THP

に基づく非線形MU-MIMO空間多重伝送においても、 modulo 演算が行なえる端末装置と modulo 演算が行なえない端末装置とを空間多重することが可能となり、周波数利用効率の改善に寄与できる。

[0012] (2) また、本発明の基地局装置において、 modulo 演算を含む非線形信号処理が可能な第一の端末装置に対する送信データと、線形信号処理のみが可能な第二の端末装置に対する送信データとを、同一無線リソースに空間多重して送信することを特徴としている。

[0013] このように、基地局装置は、 modulo 演算を含む非線形信号処理が可能な第一の端末装置に対する送信データと、線形信号処理のみが可能な第二の端末装置に対する送信データとを、同一無線リソースに空間多重して送信するので、周波数利用効率の改善に寄与できる。

[0014] (3) また、本発明の基地局装置において、前記変換行列は、行列式が1または-1であり、すべての構成要素がガウス整数であることを特徴としている。

[0015] このように、変換行列が、行列式が1または-1であり、すべての構成要素がガウス整数であるので、基地局装置は、第一の伝搬路行列を、より直交性の高い行列に変換することができる。

[0016] (4) また、本発明の基地局装置において、前記プリコーディング部は、前記変換行列、前記第一の伝搬路行列および前記第二の伝搬路行列に基づいて、線形フィルタ行列および摂動ベクトルを算出し、前記送信データに対して、前記算出した摂動ベクトルを加算し、前記線形フィルタを乗算し、前記変換行列は、少なくとも一つの単位行ベクトルを含み、前記摂動ベクトルは少なくとも一つの0を含むことを特徴としている。

[0017] このように、変換行列が、少なくとも一つの単位行ベクトルを含み、摂動ベクトルは少なくとも一つの0を含むので、ある端末装置において modulo 演算を必要としない伝送を実現することができる。

[0018] (5) また、本発明の基地局装置において、前記プリコーディング部は、前記変換行列、前記第一の伝搬路行列および前記第二の伝搬路行列に基づい

て、線形フィルタ行列および摂動ベクトルを算出し、前記送信データに対して、前記算出した摂動ベクトルを加算し、前記線形フィルタ行列を乗算し、前記摂動ベクトルと前記変換行列の逆行列との積で算出されるベクトルは、少なくとも一つの0を含むことを特徴としている。

[0019] このように、摂動ベクトルと変換行列の逆行列との積で算出されるベクトルが、少なくとも一つの0を含むので、ある端末装置において modulo 演算を必要としない伝送を実現することができる。

[0020] (6) また、本発明の基地局装置において、前記プリコーディング部は、前記変換行列、前記第一の伝搬路行列および前記第二の伝搬路行列に基づいて、線形フィルタ行列および摂動ベクトルを算出し、前記摂動ベクトルと前記変換行列の逆行列との積で算出される第一の摂動ベクトルおよび第二の摂動ベクトルを加算することで得られるベクトルが、少なくとも一つの0を含み、前記送信データに対して前記第一の摂動ベクトルおよび前記第二の摂動ベクトルを加算し、前記線形フィルタ行列を乗算することを特徴としている。

[0021] このように、摂動ベクトルと変換行列の逆行列との積で算出される第一の摂動ベクトルおよび第二の摂動ベクトルを加算することで得られるベクトルが、少なくとも一つの0を含むので、ある端末装置において modulo 演算を必要としない伝送を実現することができる。

[0022] (7) また、本発明の基地局装置において、前記第一の伝搬路行列および前記第二の伝搬路行列に基づいて、前記各端末装置における干渉電力を測定し、前記測定した干渉電力値に基づいて、前記各端末装置を第一の端末装置または第二の端末装置のいずれか一方に分類し、前記分類結果に関連付けた第二の制御情報を、前記各端末装置に通知することを特徴としている。

[0023] このように、基地局装置は、測定した干渉電力値に基づいて、各端末装置を第一の端末装置または第二の端末装置のいずれか一方に分類するので、 modulo 演算を行なう端末装置と行なわない端末装置とを空間多重させることができる。

- [0024] (8) また、本発明の基地局装置において、前記第二の制御情報は、前記各端末装置との間で共有するMCS (Modulation and Coding Scheme) セットに関連付けられた情報であることを特徴としている。
- [0025] このように、第二の制御情報が、各端末装置との間で共有するMCS (Modulation and Coding Scheme) セットに関連付けられた情報であるので、基地局装置は端末装置に対して、新たに制御信号により通知せずに、第二の制御情報を通知することができる。
- [0026] (9) また、本発明の移動局装置は、上記(1)から(8)のいずれかに記載の基地局装置から無線信号を受信し、前記空間多重された送信データから自局宛てのデータを検出することを特徴としている。
- [0027] このように、上記(1)から(8)のいずれかに記載の基地局装置から無線信号を受信するので、基地局装置は、LRA-THPに基づく非線形MU-MIMO空間多重伝送においても、modulo演算が行なえる端末装置とmodulo演算が行なえない端末装置とを空間多重することが可能となり、周波数利用効率の改善に寄与できる。
- [0028] (10) また、本発明の制御プログラムは、複数の送信アンテナを備え、少なくとも一つのアンテナを有する複数の端末装置と無線通信を行なう基地局装置の制御プログラムであって、前記各端末装置との間の伝搬路情報に関連付けられた第一の制御情報に基づいて、前記伝搬路情報を示す第一の伝搬路行列を取得する処理と、前記第一の伝搬路行列および前記第一の伝搬路行列に変換行列が乗算された第二の伝搬路行列に基づいて、前記各端末装置宛ての送信データに対して、それぞれプリコーディングを行なう処理と、前記プリコーディング後の複数の送信データを同一無線リソースに空間多重して送信する処理と、の一連の処理を、コンピュータに実行させることを特徴としている。
- [0029] このように、基地局装置は、第一の伝搬路行列および第一の伝搬路行列に変換行列が乗算された第二の伝搬路行列に基づいて、各端末装置宛ての送信データに対して、それぞれプリコーディングを行なうので、LRA-THP

に基づく非線形MU-MIMO空間多重伝送においても、modulo演算が行なえる端末装置とmodulo演算が行なえない端末装置とを空間多重することが可能となり、周波数利用効率の改善に寄与できる。

[0030] (11) また、本発明の集積回路は、複数の送信アンテナを備えた基地局装置に実装されることにより、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、少なくとも一つのアンテナを有する複数の端末装置と無線通信を行なう機能と、前記各端末装置との間の伝搬路情報に関連付けられた第一の制御情報に基づいて、前記伝搬路情報を示す第一の伝搬路行列を取得する機能と、前記第一の伝搬路行列および前記第一の伝搬路行列に変換行列が乗算された第二の伝搬路行列に基づいて、前記各端末装置宛ての送信データに対して、それぞれプリコーディングを行なう機能と、前記プリコーディング後の複数の送信データを同一無線リソースに空間多重して送信する機能と、の一連の機能を、前記基地局装置に発揮させることを特徴としている。

[0031] このように、集積回路が、第一の伝搬路行列および第一の伝搬路行列に変換行列が乗算された第二の伝搬路行列に基づいて、各端末装置宛ての送信データに対して、それぞれプリコーディングを行なうので、基地局装置は、LRA-THPに基づく非線形MU-MIMO空間多重伝送においても、modulo演算が行なえる端末装置とmodulo演算が行なえない端末装置とを空間多重することが可能となり、周波数利用効率の改善に寄与できる。

発明の効果

[0032] 本発明によれば、LRA-THPに基づく非線形MU-MIMO空間多重伝送においても、modulo演算が行なえる端末装置とmodulo演算が行なえない端末装置とを空間多重することが可能となるため、周波数利用効率の改善に寄与できる。

図面の簡単な説明

[0033] [図1]本発明の第1の実施形態に係るシステム全体の信号処理についてその概要を説明するフローチャートである。

[図2]本発明の第1の実施形態に係る基地局装置100の構成を示すブロック

図である。

[図3]本発明の第1の実施形態に係るPrecoding部401の装置構成を示すブロック図である。

[図4]LLLアルゴリズムのアルゴリズムを示す表である。

[図5]本発明の第1の実施形態に係るLLLアルゴリズムのアルゴリズムを示す表である。

[図6]本発明の第1の実施形態に係るPrecoding部401における信号処理を示すフローチャートである。

[図7]本発明の第1の実施形態に係る第1の端末装置300の構成を示すブロック図である。

[図8]本発明の第1の実施形態に係る第2の端末装置300の構成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Precoding部801の構成を示すブロック図である。

[図10]本発明の第2の実施形態に係る格子基底縮小部803において用いられるアルゴリズムを示す表である。

[図11]本発明の第2の実施形態に係るPrecoding部801の信号処理を示すフローチャートである。

[図12]本発明の第3の実施形態に係るPrecoding部901の構成を示すブロック図である。

[図13]本発明の第3の実施形態に係るPrecoding部901の信号処理について示すフローチャートである。

[図14]本発明の第4の実施形態に係るPrecoding部1001の構成を示すブロック図である。

[図15]本発明の第4の実施形態に係るPrecoding部1001の信号処理について示すフローチャートである。

[図16]基地局装置100の構成を示すブロック図である。

[図17]Precoding部107の詳細な構成について説明するためのブ

ロック図である。

[図18]端末装置300の構成を示すブロック図である。

発明を実施するための形態

[0034] 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。

[0035] [1. 基本技術]

本発明の実施形態の説明をする前に、背景技術であるLRA-THPを用いる非線形MU-MIMO空間多重伝送（以降、LRA-THP MU-MIMO、もしくは単にLRA-THPと記述する）について説明する。N_t本の送信アンテナを有する基地局装置（送信装置とも呼ぶ）に対して、1本の受信アンテナを有する端末装置（移動局装置、もしくは受信装置とも呼ぶ）がU個接続している通信を対象とし、N_t=Uであるものとする。なお、全ての端末装置はmodulo演算が行なえる第1の端末装置であるものとする。

[0036] はじめに基地局装置の送信アンテナ109-n (n=1, ..., N_t) と端末装置300-u間 (u=1, ..., U) の複素チャネル利得をh_{u, n}としたとき、伝搬路行列Hを

[数1]

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{U,1} & \cdots & h_{U,N_t} \end{pmatrix}$$

...(1)

と定義する。L R A T H P方式では、基地局装置は、伝搬路行列Hを予め知っている必要がある。ここで、伝搬路行列に関連付けられた情報は、各端末装置から理想的に通知されており、基地局装置は、伝搬路行列Hを理想的に知っているものとしている。

[0037] [1.1 基地局装置]

図16は、基地局装置100の構成を示すブロック図である。図16を用いて基地局装置100における信号処理について説明する。各端末装置宛の送信データはチャンネル符号化部101において、チャンネル符号化が行なわれたのち、データ変調部103において、QPSK、16QAM等にデータ変調される。チャンネル符号化における符号化率や、データ変調方式は、常に一定のものを用いても良いし、各端末装置の受信品質に応じて適応的に変更するようにしても良い。適応的に変更する場合、基地局装置100と端末装置は、予め受信品質毎に設定される符号化率とデータ変調方式がテーブル化されているModulation and Coding Scheme (MCS) セットを共有しておき、端末装置から通知される受信品質に関連付けられた制御情報に基づき、符号化率等を決定すれば良い。以下の説明では、符号化率およびデータ変調方式は適切に決定されているものとして説明する。

[0038] データ変調部103からの出力は参照信号多重部105に入力され、各端末装置において伝搬路推定を行なうための既知参照信号系列が参照信号多重部105において多重される。各端末装置宛の参照信号については、受信した端末装置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。以下の説明では、参照信号は任意の無線リソースに理想的に配置されたものとし、端末装置では上記既知参照信号系列により、理想的に伝搬路推定が行なわれるものとする。参照信号多重部105の出力は、Precoding部107に入力される。

[0039] 図17は、Precoding部107の詳細な構成について説明するためのブロック図である。Precoding部107には各端末装置宛の送信シンボル $\{d_u; u=1, \dots, U\}$ を要素とする送信シンボルベクトル

$d = [d_1, \dots, d_U]^T$ と伝搬路行列Hが入力される。はじめに、入力された伝搬路行列Hが格子基底縮小部201に入力され、格子基底縮小技術が適用される。

[0040] 本発明で対象とする格子基底縮小技術は、行列変換技術の一つであり、入力された行列Hに対して、*unimodular*行列Tを乗算し、より直交性の高い行列Gに変換する技術である。なお、*unimodular*行列とは、構成要素が全てガウス整数であり、行列式の絶対値が1となる行列を指す。格子基底縮小が行なわれた伝搬路行列をGとすると、 $G = TH$ と表現される。従来のLRA-THPに適した*unimodular*行列の算出方法についてはLenstraらが提案したLLLアルゴリズムがある。以下では、任意のアルゴリズムにより、*unimodular*行列が算出されたものとして説明を行なう。格子基底縮小部201からは行列Tが出力される。

[0041] 伝搬路情報Hと格子基底縮小部201から出力されたTは線形フィルタ生成部203に入力され、線形フィルタWが生成される。線形フィルタWは、格子基底縮小された伝搬路行列Gに対して、GWが単位下三角行列となるような線形フィルタである。Gはユニタリ行列Qと下三角行列Lを用いて、 $G = LQ$ のようにLQ分解することができるから、GWを単位下三角行列とする線形フィルタWは $W = Q^H \{diag(L)\}^{-1}$ となる。ここで、 $diag\{A\}$ は行列Aの対角成分のみを抽出した対角行列、 A^{-1} は行列Aの逆行列を表す。なお、GWを単位下三角行列とする線形フィルタは残留干渉を0とするZF規範に基づく線形フィルタである。ZF規範ではなく、送信信号と受信信号の平均二乗誤差を最小とするMMSE規範に基づく線形フィルタを用いても良い。この場合、 $H' = [H \ \alpha I]$ で定義される拡張伝搬路行列を伝搬路行列と見なしてZF規範の線形フィルタを計算すれば良い。なお、Iは単位行列である。また α は残留干渉を制御する係数であり、所望の伝送品質に応じて任意に設定されるが、例えば端末装置で観測される雑音電力の標準偏差 σ に設定すれば良い。

[0042] 送信シンボルベクトルdにWを乗算することにより、送信信号ベクトルs

= [s₁, ..., s_{N_t}]^Tはs = Wdと計算できる。仮に送信信号ベクトルsを基地局装置100から送信したとする。端末装置300-uで受信される受信信号を {r_u; u = 1, ..., U} としたとき、各端末装置の受信信号を要素とする受信信号ベクトルr = [r₁, ..., r_U]^Tは式(2-1)で与えられる。

[数2]

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \boldsymbol{\eta}$$

...(2-1)

[0043] ここで、η = [η₁, ..., η_U]^Tは各端末装置で加わる雑音を表すが、以下では、簡単のため、雑音項は無視して説明する。式(2-1)は式(2-2)のように展開できる。

[数3]

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{T}\mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{d}$$

$$= \mathbf{T}^{-1}\mathbf{T}\mathbf{H}\mathbf{Q}^H \{\text{diag}(\mathbf{L})\}^{-1}\mathbf{d} = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{L}\{\text{diag}(\mathbf{L})\}^{-1}\mathbf{d}$$

$$= \mathbf{T}^{-1} \begin{pmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ a_{2,1} & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{U,1} & a_{U,2} & \cdots & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d_1 \\ d_2 \\ \vdots \\ d_U \end{pmatrix}$$

...(2-2)

ここで、a_{i,j}は単位下三角行列(L {diag(L)}⁻¹)の第i行j列成分を表す。式(2-2)より、T⁻¹を無視して考えた場合、第1の端末装置は自身の送信シンボルのみを受信できるが、第2の端末装置の受信信号には、第1の端末装置の送信シンボルが干渉を与えていることが分かる。つまり、端末装置300-uの受信信号には第1~(u-1)端末装置の送信シンボルが干渉として含まれている。

[0044] そこで、Precoding部107に入力された送信シンボルベクトル d は事前干渉抑圧部205に入力されることで、この各端末装置で観測される干渉成分が、予め減算されることになる。例えば、第1の端末装置への送信信号として、 d_2 でなく $x_2 = d_2 - a_{2,1} d_1$ を送信するものとする。式(2-2)の d_2 の部分に x_2 を代入すれば、第2の端末装置は d_1 からの干渉を受けずに、自身の送信シンボル d_2 のみを受信することが可能であることが分かる。以下、同様に端末装置300- u 宛の送信信号から、予め第1～($u-1$) 端末装置宛の送信シンボルを減算してから送信を行なうことで、全端末装置が干渉を受けずに通信を行なうことが可能となる。端末装置300- u 宛の事前干渉抑圧が為された信号のことを送信符号 x_u と呼ぶ事とする。 x_u は式(3-1)で与えられることになる。

[数4]

$$x_u = d_u - \sum_{i=1}^{u-1} a_{u,i} x_i$$

...(3-1)

[0045] このとき、送信符号ベクトル $x = [x_1, \dots, x_{N_t}]^T$ は $x = (GW)^{-1} d$ と表現できる。 x を式(2-2)の d に代入することで受信信号は式(2-3)で与えられる。

[数5]

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{x} \\ &= \mathbf{T}^{-1}\mathbf{G}\mathbf{W}(\mathbf{G}\mathbf{W})^{-1}\mathbf{d} \\ &= \mathbf{T}^{-1}\mathbf{d} \end{aligned}$$

...(2-3)

[0046] しかし、受信信号には T^{-1} が残るため、さらに送信シンボルベクトル d を $\hat{d} = [d^{\wedge}_1, \dots, d^{\wedge}_{N_t}]^T = T d$ に置き換える。以上の信号処理により全端末装置は干渉を受けずに通信を行なうことができる。

[0047] しかし、*unimodular*行列 T は必ずしも直交行列ではないから、 T が乗算された送信シンボルベクトル \hat{d} の大きさは元々の送信シンボルベクトル d より大きくなってしまう場合がある。また、式(3-1)で示される干渉抑圧により、送信符号ベクトル x の大きさが、送信シンボルベクトル \hat{d} より大きくなる場合もある。そこで、LRA-THPでは、各端末装置宛の信号から干渉を取り除く際に、*modulo*演算と呼ばれる信号処理を行なう。*modulo*演算 $\text{Mod}_M(x)$ は、ある入力 x に対して、その出力が $-M$ より大きく、かつ M 以下に収まるようにするものである。入力 x が複素数であった場合、その出力の実部と虚部がそれぞれ $-M$ より大きく、かつ M 以下に収まる。ここで M を*modulo*幅と呼ぶこととする。実際に、送信符号 $x_2 = d^{\wedge}_2 - a_{2,1} d^{\wedge}_1$ に*modulo*演算を適用した場合、その出力は式(3-2)で与えられる。

[数6]

$$\begin{aligned} \text{Mod}_M(x_2) &= x_2 - 2M \cdot \text{floor}\left(\frac{\text{Re}(x_2)}{2M} + \frac{1}{2}\right) - j2M \cdot \text{floor}\left(\left(\frac{\text{Im}(x_2)}{2M} + \frac{1}{2}\right)\right) \\ &= x_2 + 2Mz_{t,2} \end{aligned}$$

... (3-2)

[0048] ここで、 $\text{floor}(x)$ は実数 x を超えない最大の整数を返す関数であり、床関数とも呼ばれる。また、 $\text{Re}(c)$ および $\text{Im}(c)$ はそれぞれ、複素数 c の実数および虚数を返す関数である。また、 $z_{t,2}$ のことを摂動項と呼ぶこととする。*modulo*演算を行なう場合、送信符号 x_u は式(3-3)で与えられることになる。

[数7]

$$x_u = d_u - \sum_{i=1}^{u-1} a_{u,i} x_i + 2Mz_{t,u}$$

... (3-3)

[0049] 以上説明してきた modulo 演算を $x_1 = d_1$ から順番に x_u までの全ての送信符号に施す。送信符号ベクトル x は式 (4) で与えられる。

[数8]

$$\mathbf{x} = (\mathbf{GW})^{-1} (\mathbf{Td} + 2\mathbf{Mz}_t)$$

... (4)

ここで、 $z_t = [z_{t,1}, \dots, z_{t,N_t}]^T$ であり、以降 z_t のことを摂動ベクトルと呼ぶ。数式上は行列演算で表現されているが、実際には、式 (3-1) の干渉抑圧と式 (3-2) の modulo 演算を各送信符号に対して逐次的に行なうことで送信符号が生成される。以上説明してきたように、事前干渉抑圧部 205 には、送信シンボルベクトル d 、伝搬路情報 H 、unimodular 行列 T および線形フィルタ W が入力され、事前干渉抑圧部 205 出力として送信符号ベクトル x が出力されることとなる。

[0050] 事前干渉抑圧部 205 出力 x は線形フィルタ乗算部 207 に入力される。線形フィルタ乗算部 207 では、入力された x に対して、線形フィルタ $W = Q^H \{ \text{diag}(L) \}^{-1}$ および電力正規化係数 β が乗算され、送信信号ベクトル $s = \beta W x$ が算出される。ここで、

[数9]

$$\beta = \sqrt{\frac{U}{\text{tr}(\mathbf{W}\mathbf{P}_s\mathbf{W}^H)}}$$

... (5)

であり、 \mathbf{P}_s は摂動ベクトルが付与された送信シンボルベクトル ($T_d + 2Mz_t$) の共分散行列を表す。 $\text{tr}(A)$ は行列Aに対するトレース演算を表す。Precoding部107からは線形フィルタ乗算部207出力sが最終的に出力される。

[0051] その後、基地局装置100では、Precoding部107の出力sが対応する各送信アンテナ109の無線送信部111に入力される。無線送信部111において、ベースバンド帯の送信信号が無線周波数 (RF) 帯の送信信号に変換される。無線送信部111の出力信号は、各送信アンテナ109よりそれぞれ送信される。

[0052] [1.2 端末装置]

図18は、端末装置300の構成を示すブロック図である。図18を用いて端末装置300における信号処理について説明する。端末装置300では、アンテナ301で受信された信号が無線受信部303に入力され、ベースバンド帯の信号に変換される。ベースバンド帯に変換された信号は、参照信号分離部305に入力される。参照信号分離部305では、受信信号はデータ系列と既知参照信号系列とに分離され、データ系列は伝搬路補償部307に入力され、既知参照信号系列は伝搬路推定部309に入力される。

[0053] 伝搬路推定部309では、入力された既知参照信号系列を用いて伝搬路推定が行なわれる。各端末装置300宛の既知参照信号系列はそれぞれ直交するように基地局装置100より送信されているから、端末装置300では、伝搬路情報を推定することができる。端末装置300-uにおいて推定される

伝搬路情報は基地局装置100のPrecoding部107にて用いられる伝搬路行列Hの第u行成分に該当する。推定された伝搬路情報はそれぞれ伝搬路補償部307およびフィードバック情報生成部311に入力される。

[0054] フィードバック情報生成部311では、各端末装置300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100にフィードバックする情報を生成する。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について、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。フィードバック情報生成部311で生成された情報は、無線送信部313に入力され、基地局装置100に向けて通知される。基地局装置100では制御情報取得部115により、端末装置300より送信された情報を取得し、その情報がCSI取得部117に入力される。そして通知されてきた情報と、その伝搬路情報形式に基づいて、伝搬路情報Hが算出され、HはPrecoding部107に入力されることになる。

[0055] 一方、受信データ系列については伝搬路補償部307に入力され、伝搬路補償が行なわれる。ベースバンド帯に変換された受信信号は式(6)で与えられる。

[数10]

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \mathbf{H}\mathbf{s} \\ &= \beta \mathbf{T}^{-1} \mathbf{G} \mathbf{W} (\mathbf{G} \mathbf{W})^{-1} (\mathbf{T} \mathbf{d} + 2 \mathbf{M} \mathbf{z}_t) \\ &= \beta (\mathbf{d} + 2 \mathbf{M} \mathbf{T}^{-1} \mathbf{z}_t) = \beta (\mathbf{d} + 2 \mathbf{M} \hat{\mathbf{z}}_t) \end{aligned}$$

... (6)

ここで、 $\hat{\mathbf{z}}_t = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{z}_t$ であり、 $\hat{\mathbf{z}}_t$ の構成要素は全てガウス整数となる。式(6)より、各端末装置300の受信信号に対して、他の端末装置300宛の送信シンボルは干渉を与えていないことが分かる。

[0056] 端末装置300-uの伝搬路補償部307では、入力された受信信号から電

力正規化項 β を除算する。そのため、端末装置 300 は β の値を把握する必要があるが、 β は基地局装置 100 より送信される既知参照信号より推定することが可能である。例えば、基地局装置 100 が伝搬路情報推定のために送信する既知参照信号の一部に対して、受信データ系列と同様の *Pre coding* 処理を行なうことで、 β を推定できる。以下では、 β は理想的に推定できるものとして説明していく。

[0057] 電力正規化項が除算されたのち、基地局装置 100 の *Pre coding* 部 107 で用いられた *modulo* 演算と同じ *modulo* 幅を有する *modulo* 演算が適用される。端末装置 300-*u* の *Modulo* 出力は式 (7) で与えられる。

[数11]

$$Mod_M(r_u / \beta) = d_u + 2M\hat{z}_{t,u} + 2Mz_{r,u}$$

... (7)

[0058] ここで、 $z_{r,u}$ は端末装置 300-*u* の受信機で適用される *modulo* 演算により生成される摂動項であり、 $\hat{z}_{t,u} + z_{r,u} = 0$ となる。よって、最終的に伝搬路補償部 307 から出力されるのは d_u ということになる。その後、伝搬路補償部 307 の出力はデータ復調部 315 およびチャネル復号部 317 に入力され、データ復調、チャネル復号がそれぞれ適用されたのち、各端末装置 300 宛の送信データが検出される。

[0059] 以上が、LRA THP MU-MIMO の送受信処理の説明となる。空間多重される端末が、全て *modulo* 演算が行なえる第 1 の端末装置 300 であった場合、上述してきた空間多重方法により線形 MU-MIMO や THP MU-MIMO と比較して、優れた伝送特性を実現できる。しかし、実際の無線通信システムにおいては、第 1 の端末装置 300 と、*modulo* 演算が行なえない第 2 の端末装置 300 とが混在する場合は考えられる。

[0060] ところで、LRA を行なわない THP MU-MIMO は上記説明の中で、

unimodular行列 T を単位行列 I に置き換えることで実現できる。この場合、式(3-2)で行なわれるmodulo演算の適用の有無については、送信電力の強調を許容する限りにおいては、端末装置300毎に変えることが可能である。ここで、端末装置300- i がmodulo演算を行なえない第2の端末装置300であるものとする。この場合、端末装置300- i 宛の送信信号に対してmodulo演算を行なわない、すなわち $z_{t,i} = 0$ とすることで、端末装置300- i が第2の端末装置300であったとしてもMU-MIMO伝送を行なうことが可能である。なお、全端末装置300に対してmodulo演算を行なわない、すなわち $z_t = 0_{U \times 1}$ ($0_{m \times n}$ は全ての構成要素が0である m 行 n 列の零行列)とすれば、THP MU-MIMOは線形MU-MIMOと等価となる。

[0061] しかし、LRA-THPでは、第2の端末装置300宛の送信信号に対してmodulo演算を行なわないだけでは、第2の端末装置300を空間多重することが出来ない。それは、式(6)において現れる $\hat{z}_t = T^{-1} z_t$ のためである。 T は伝搬路行列に応じて決定される行列であるから、THPのように $z_{t,i} = 0$ としても、必ずしも $\hat{z}_{t,i} = 0$ とはならない。よって、従来のLRA-THPで第1の端末装置300と第2の端末装置300とを空間多重するためには、基地局装置100においてすべての端末装置300宛の送信信号に対するmodulo演算を行なわない必要がある。しかし、それは線形MU-MIMOと等価であり、周波数利用効率の改善は望めないことを意味している。そこで本実施形態では、LRA-THPにおいて、第1の端末装置300と第2の端末装置300とを空間多重する方法を開示する。

[0062] [2. 第1の実施形態]

第1の実施形態においては、LRA-THPにおいて、modulo演算を行なう第1の端末装置300と、modulo演算を行なわない第2の端末装置300とを空間多重させる場合を対象とする。 N_t 本の送信アンテナ109を有する基地局装置(送信装置とも呼ぶ)に対して、1本のアンテナ301を有する端末装置300(移動局装置もしくは受信装置とも呼ぶ)が U 個

接続している通信を対象とし、端末装置300のうち、端末装置300-iが第2の端末装置300であるものとする。残りの端末装置300は全て第1の端末装置300である。なお、各端末装置300が有するアンテナ301数や、接続されている端末装置300に含まれる第1の端末装置300と第2の端末装置300の割合についてはこれに限ったものではなく、複数アンテナ301を有する端末装置300が存在する場合や、複数の第2の端末装置300が存在する場合にも、本発明は適用可能である。また、以下の説明では、基地局装置は接続している端末装置300が第1の端末装置300か第2の端末装置300かを把握しているものとしている。

[0063] 図1は、本発明の第1の実施形態に係るシステム全体の信号処理についてその概要を説明するフローチャートである。はじめに、基地局装置100は、送信データを生成するとともに（ステップS101）、接続している第1の端末装置300および第2の端末装置300に対して、既知の参照信号系列を送信する（ステップS102）。次いで、各端末装置300は受信された既知参照信号系列に基づき、伝搬路推定を行なう（ステップS103）。各端末装置300は推定された伝搬路情報を基地局装置100に通知するが、通知方法については、特定の方法に限定されるものではなく、基地局装置100が伝搬路情報を把握できるのであればどのような方法でも構わない（ステップS104）。例えば、推定された伝搬路情報を有限ビット長に量子化した情報を通知すれば良い。また、基地局装置100と端末装置300間で予め複数の線形フィルタが記載されたコードブックを共有しておき、伝搬路情報と最も相関が高い線形フィルタのインデックスを通知しても良い。

[0064] 基地局装置100は、各端末装置300より伝搬路情報を取得し、その情報に基づき、各端末装置300宛の送信データに対して、後で述べる送信符号化（プリコーディング）を施す（ステップS105）。プリコーディング後のデータを同一無線リソースに空間多重して、接続されている複数の端末装置300宛に送信する（ステップS106）。複数端末装置300宛のデータが空間多重された信号を受信した端末装置300では、それぞれ前述の

伝搬路情報等に基づき、自局の所望データを検出するが（ステップS108）、第1の端末装置300では、modulo演算を含む非線形演算処理を行なう必要があるのに対して（ステップS107）、第2の端末装置300ではmodulo演算は必要としない。

[0065] [2.1 基地局装置100]

図2は、本発明の第1の実施形態に係る基地局装置100の構成を示すブロック図である。図2に示すように、基地局装置100は、チャンネル符号化部101と、データ変調部103と、参照信号多重部105と、Precoding部（プリコーディング部）401と、無線送信部111と、無線受信部113と、制御情報取得部115と、CSI取得部（取得部）117と、送信アンテナ109とを含んで構成されている。

[0066] 各端末装置300宛の送信データ系列はチャンネル符号化部101において、チャンネル符号化が行なわれたのち、データ変調部103において、QPSK、16QAM等にデータ変調される。データ変調部103からの出力は参照信号多重部105に入力され、各端末装置300において伝搬路推定を行なうための既知参照信号系列が参照信号多重部105において多重される。各端末装置300宛の参照信号については、受信した端末装置300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。以下の説明では、参照信号は任意の無線リソースに理想的に配置されたものとし、端末装置300では上記既知参照信号系列により、理想的に伝搬路推定が行なわれるものとする。参照信号多重部105の出力は、Precoding部401に入力される。なお、各端末装置300より通知される伝搬路情報についても、CSI取得部117よりPrecoding部401に入力されることとなる。

[0067] 図3は、本発明の第1の実施形態に係るPrecoding部401の装置構成を示すブロック図である。図3に示すように、Precoding部401は、線形フィルタ生成部203と、格子基底縮小部501と、事前干渉抑圧部503と、線形フィルタ乗算部207とを含んで構成されている。

Pre coding部401で行なわれる信号処理は、図17に示したPre coding部401で行なわれる信号処理とほぼ同じであるが、格子基底縮小部501および事前干渉抑圧部503で行なわれる信号処理が異なっている。はじめに、格子基底縮小部501で行なわれる信号処理について説明する。格子基底縮小部501では入力された伝搬路行列Hに基づいて、Hの直交性を高めるunimodular行列Tが算出される。格子基底縮小技術に適したTの算出アルゴリズムとして、LLLアルゴリズムが良く知られている。

[0068] 図4は、LLLアルゴリズムのアルゴリズムを示す表である。算出されたTに基づいて、事前干渉抑圧部503および線形フィルタ生成部203における信号処理が行なわれる。なお、unimodular行列Tの構成要素はガウス整数であることが望ましいが、伝送特性の劣化を許容できる場合、実数に属する数字が構成要素となっても構わない。しかし、従来のLLLアルゴリズムにおいて算出されるunimodular行列Tでは、空間多重される全端末装置300がmodulo演算を行なえる第1の端末装置300である必要がある。そこで、本実施形態においては、従来のLLLアルゴリズムを改良することで、第2の端末装置300の空間多重を可能とする。

[0069] LRA THPにて送信された信号を、端末装置300-iがmodulo演算を行わずに復調するためには、式(6)において $z_{t,i}^{\wedge} = 0$ である必要がある。 $z_{t,i}^{\wedge}$ はベクトル $(T^{-1}z_t)$ の第i成分であるから、行列 T^{-1} の第i行と z_t との積で表現される。ここで、第k成分が1であり、他の構成要素が全て0であるような要素数Uの行ベクトルを第k単位行ベクトル $e_{U,k}$ と定義する。ここで、行列の持つ性質により、U行U列の行列Tの第k行が $e_{U,i}$ であるとき、行列Tの逆行列 T^{-1} は第i行に $e_{U,k}$ を有する行列となる。このとき、 $z_{t,k} = 0$ とすれば、端末装置300-iではmodulo演算を必要としない伝送とできる。つまり、端末装置300-iでmodulo演算を必要としない伝送を実現するためには、行列Tのいずれかの行に第i単位行ベクトル $e_{U,i}$ が存在すれば良いことになる。

[0070] L L L アルゴリズムは入力された行列 H に対して、*unimodular* 行列 T を算出し $G = HT$ という直交性の高い行列を算出する。このアルゴリズムを L R A - T H P に用いる場合、入力される値は伝搬路行列 H のエルミート転置行列 H^H であり、このとき算出される *unimodular* 行列を T^H と考えると、行列 $G^H = H^H T^H$ が算出され、直交性の高い行列 G は $G = T H$ として出力される。なお、入力される値は伝搬路行列 H の転置行列 H^T 、もしくは逆行列 H^{-1} のいずれかでも良い。実際の L L L アルゴリズムで出力されるのは $T H$ である一方で、本実施形態の目的は T のいずれかの行に $e_{U, i}$ を存在させることにある。よって、L L L アルゴリズムで算出される行列 T^H (図4における T) のいずれかの列ベクトルが $e_{U, i}^H$ であれば良い。

[0071] L L L アルゴリズムは、図4から分かるように、4行目から10行目までの(1)準直交化処理、11行目の(2)条件比較、12行目から16行目までの(3)入れ替え作業の3つの処理の繰り返しで構成されている。ここで、*unimodular* 行列 T が直接算出されているのは、(1)の準直交化処理の部分である。*unimodular* 行列の初期値は単位行列 I であるから、第 i 列を対象とした準直交化処理を行なわなければ、最終的に算出される T には $e_{U, i}^H$ が存在することになる。なお、(2)の条件比較および(3)の入れ替え作業により、第 i 列が違う列(例えば第 j 列)と交換される場合がある。この場合、新しく第 j 列が $e_{U, i}^H$ となる。つまり、繰り返し処理の中で、元々第 i 列成分であった列ベクトルがどの列に移動したのかを常に把握しておく必要がある。以下の説明では、アルゴリズムが終了した時点で $e_{U, i}^H$ は第 v 列に存在するものとする。

[0072] 図5は、本発明の第1の実施形態に係るL L Lアルゴリズムのアルゴリズムを示す表である。入力は伝搬路行列 H に加えて、第2の端末装置300の端末装置番号を示す i であり、出力は、*unimodular* 行列 T と最終的に $e_{U, i}^H$ が存在する列番号を示す v である。なお、第2の端末装置300の数が複数で有る場合は準直交化を行なわない列が複数となることになる。その場合、(3)の入れ替え処理時に覚えておくべき列番号も複数となる。

本実施形態では、格子基底縮小部501からは、図5で表されるアルゴリズムにより、 $unimodular$ 行列 T と v という二つの情報が出力される。

[0073] 図3に戻り、線形フィルタ生成部203には $unimodular$ 行列 T と伝搬路行列 H が入力され、線形フィルタ W が生成される。線形フィルタ W は、格子基底縮小された伝搬路行列 G に対して、 GW が単位下三角行列となるような線形フィルタである。 G はユニタリ行列 Q と下三角行列 L を用いて、 $G=LQ$ のように LQ 分解することができるから、 GW を単位下三角行列とする線形フィルタ W は $W=Q^H \{diag(L)\}^{-1}$ となる。生成された線形フィルタは事前干渉抑圧部503および線形フィルタ乗算部207に入力される。

[0074] 事前干渉抑圧部503には、送信信号ベクトル d 、伝搬路情報 H 、 $unimodular$ 行列 T 、 $e_{u,i}^H$ が存在する列番号を示す v 、および線形フィルタ W が入力され、事前干渉抑圧部503出力として x が出力されることとなる。 x の算出方法は基本技術で述べたように、式(4)を実現するものとなるが、このとき、 d^v に対しては $modulo$ 演算を行なわない。つまり、式(4)において、 $z_t = [z_{t,1}, \dots, z_{t,v-1}, 0, z_{t,v+1}, \dots, z_{t,N_t}]^T$ となることになる。具体的には、 d^v に対する干渉抑圧は式(3-1)に基づき、それ以外の送信シンボルに対しては式(3-3)に基づいて行なわれることになる。第2の端末装置300が複数である場合、 v に該当する数字も複数となるが、この場合も、 v に該当する全ての摂動ベクトルを0とすれば良い。

[0075] 事前干渉抑圧部503より出力される x はその後、線形フィルタ乗算部207に入力され、線形フィルタ W および電力正規化係数 β が乗算され、送信信号ベクトル s が出力され、これがPrecoding部401出力となる。

[0076] 図6は、本発明の第1の実施形態に係るPrecoding部401における信号処理を示すフローチャートである。まず、Precoding部4

01は、送信シンボルベクトル d および伝搬路情報 H を取得する（ステップS201）。次に、格子基底縮小部501では入力された伝搬路行列 H に基づいて、 H の直交性を高める $unimodular$ 行列 T が算出される（ステップS202）。伝搬路情報 H と格子基底縮小部501から出力された T は線形フィルタ生成部203に入力され、線形フィルタ W が生成される（ステップS203）。続いて、Precoding部401に入力された送信シンボルベクトル d は事前干渉抑圧部503に入力されることで、各端末装置300で観測される干渉成分が、予め減算される（ステップS204）。この時、第1の端末装置300宛てには式(3-3)に基づいて行なわれ、第2の端末装置300宛てには式(3-1)に基づいて行なわれる。次に、線形フィルタ乗算部207では、入力された x に対して、線形フィルタ W が乗算され、送信信号ベクトル s が算出される（ステップS205）。

[0077] 図2に戻り、基地局装置100では、Precoding部401の出力 s が対応する各送信アンテナ109の無線送信部111に入力される。無線送信部111において、ベースバンド帯の送信信号が無線周波数(RF)帯の送信信号に変換される。無線送信部111の出力信号は、各送信アンテナ109よりそれぞれ送信される。

[0078] [2.2 端末装置300]

図7は、本発明の第1の実施形態に係る第1の端末装置300の構成を示すブロック図である。図8は、本発明の第1の実施形態に係る第2の端末装置300の構成を示すブロック図である。図7および図8に示すように、端末装置300はアンテナ301と、無線受信部303と、参照信号分離部305と、伝搬路推定部309と、フィードバック情報生成部311と、無線送信部313と、伝搬路補償部601と、データ復調部315と、チャンネル復号部317とを含んで構成されている。本実施形態においては、端末装置300- i が第2の端末装置300に含まれ、残りの端末装置300については全て第1の端末装置300に含まれるものとする。第1の端末装置300と第2の端末装置300の装置構成は同じであるが、それぞれの伝搬路補償

部601において行なわれる信号処理が異なる。

[0079] 各端末装置300においては、アンテナ301で受信された信号が、無線受信部303に入力され、無線受信部303において、ベースバンド帯の信号に変換される。ベースバンド帯に変換された信号は、参照信号分離部305に入力される。参照信号分離部305では、受信信号はデータ系列と既知参照信号系列とに分離され、データ系列は伝搬路補償部601に入力され、既知参照信号系列は伝搬路推定部309に入力される。伝搬路推定部309では、入力された既知参照信号系列を用いて伝搬路推定が行なわれる。各端末装置300宛の既知参照信号系列はそれぞれ直交するように基地局装置100より送信されているから、端末装置300では、伝搬路情報を推定することができる。端末装置300-uにおいて推定される伝搬路情報は基地局装置100のPrecoding部401にて用いられる伝搬路行列Hの第u行成分に該当する。推定された伝搬路情報はそれぞれ伝搬路補償部601およびフィードバック情報生成部311に入力される。

[0080] フィードバック情報生成部311では、各端末装置300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100にフィードバックする情報を生成する。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を有限ビット長に量子化した情報を通知すれば良い。また、基地局装置100と端末装置300間で予め複数の線形フィルタが記載されたコードブックを共有しておき、伝搬路情報と最も相関が高い線形フィルタのインデックスを通知しても良い。フィードバック情報生成部311で生成された情報は、無線送信部313に入力され、基地局装置100に向けて通知される。

[0081] 基地局装置100ではCSI取得部117において、通知されてきた情報と、その伝搬路情報形式に基づいて、伝搬路情報Hを取得し、取得された伝搬路情報がPrecoding部401に入力されることになる。一方、受信データ系列については伝搬路補償部601に入力され、伝搬路補償が行なわれる。ベースバンド帯に変換された受信信号は式(6)で与えられるもの

と同じ形式である。

[0082] 端末装置300-uの伝搬路補償部601では、入力された受信信号から電力正規化項 β を除算する。そのため、端末装置300は β の値を把握する必要があるが、 β は基地局装置100より送信される既知参照信号より推定することが可能である。例えば、基地局装置100が伝搬路情報推定のために送信する既知参照信号の一部に対して、受信データ系列と同様のPrecoding処理を行なうことで、 β を推定できる。以下では、 β は理想的に推定できるものとして説明していく。なお、端末装置300から基地局装置100への伝搬路情報のフィードバック精度が低い場合や、伝搬路の時間および周波数の選択性が激しい場合、端末装置300-uの受信信号において、希望信号 d_u の振幅および位相が変動する。この振幅および位相の変動は電力正規化項 β と同様に推定可能であるから、 β を除算する際に、同時に振幅および位相の変動分の補償を行えば良い。電力正規化項が除算されたのち、基地局装置100のPrecoding部401で用いられたmodulo演算と同じmodulo幅を有するmodulo演算が適用される。しかし、本実施形態の基地局装置100のPrecoding部401において算出されるunimodular行列Tと、modulo演算の適用方法により、 z_t^{\wedge} のうち、端末装置300-iに該当する成分、つまり、 $z_{t,i}^{\wedge}$ については0となる。

[0083] そのため、第2の端末装置300に含まれる端末装置300-iの伝搬路補償部701においてはmodulo演算を必要とせず、電力正規化係数 β の除算のみが行なわれる。一方で、第1の端末装置300に含まれる端末装置300については、基本技術と同様に、電力正規化係数 β の除算後にmodulo演算が行なわれる事となる。その後、伝搬路補償部601、701の出力はデータ復調部315およびチャネル復号部317に入力され、データ復調、チャネル復号がそれぞれ適用されたのち、各端末装置300の送信データが検出される。以上の処理により、LRA-THP MU-MIMOにおいても、第1の端末装置300と第2の端末装置300とを高効率に空間多

重させることが可能となる。

[0084] ところで、本実施形態によるMU-MIMOでは、第1の端末装置300と第2の端末装置300とを空間多重させているが、このことは、modul_o演算を行なう端末装置300と行なわない端末装置300とを空間多重できることを意味している。modul_o演算はIUIの増加に伴う送信電力の増大を抑圧するため、伝送特性の改善に寄与できる。しかし、IUIが小さい場合には、modul_o演算に起因するmodul_o損失やprecoding損失により伝送特性がmodul_o演算を行なわない場合より劣化する場合があり、特にQPSK変調時に劣化しやすい。そのために、空間多重されている端末装置300が全て第1の端末装置300であった場合でも、IUIの状況に応じて、modul_o演算の適用の有無を適応的に切り替える伝送方法が取られる場合がある。このときに、観測されるIUIが少ない端末を第2の端末装置300と見なすことにより、modul_o演算を行なわないQPSK変調信号と、modul_o演算を行なうQPSK変調信号とを本実施形態の方法により空間多重させることが可能となる。

[0085] modul_o演算の切り替えは、実際のプリコーディング時に測定できる干渉成分（例えば式(3-1)の第2項)の電力を測定し、ある閾値を超えたらmodul_o演算を行ない、超えなければmodul_o演算を行なわないように制御すれば良い。閾値については、与えられた符号化率等に基づき、予めBER測定などを行ない決定すれば良い。なお、このとき端末装置300は受信された信号に対して、modul_o演算の有無を知る必要がある。基地局装置100が端末装置300に対して、新たに制御信号により通知しても良いが、基地局装置100と端末装置300とが共有するMCSに関連付けて通知する方法が考えられる。例えば、QPSK変調であれば、常にmodul_o演算を行なうように制御しても良いし、modul_o演算を行なうQPSKと行なわないQPSKをそれぞれMCSの項目に含めるようなシステムとしても良い。

[0086] 本実施形態においては、伝送方式（もしくはアクセス方式）については制

限を与えていない。例えば、LTEの下りリンク伝送に採用されている直交周波数分割多重アクセス（OFDMA）方式に適用することが可能である。この場合は、サブキャリア毎に本実施形態を適用すれば良く、また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本実施形態を適用しても良い。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）に適用することも可能であり、周波数成分毎に適用しても良いし、送信電力の強調を回避するために、全周波数帯域に渡って同一のプリコーディングを行なうようにしても良い。

[0087] 第1の実施形態によれば、第1の端末装置300と、第2の端末装置300とが混在している無線通信システムにおいて、LRA-THPによる高効率な空間多重が可能となるため、システム全体の周波数利用効率の改善に寄与できる。

[0088] [3. 第2の実施形態]

第1の実施形態においては、格子基底縮小部501で算出される $unimodular$ 行列 T と、事前干渉抑圧部503における信号処理を従来技術と異なるものとする事で、第1の端末装置300と第2の端末装置300とをLRA-THPにより空間多重させる方法を明らかにした。しかし、第1の実施形態の方法では、LLLアルゴリズムの収束速度が、従来の方法と比較して、著しく劣化してしまう場合がある。そこで、第2の実施形態では、格子基底縮小部501に入力される伝搬路行列に予めオーダリングを施すことにより、第1の端末装置300と第2の端末装置300とをLRA-THPにより空間多重させながら、LLLアルゴリズムの収束性の低下を回避する方法を対象とする。

[0089] 第1の実施形態と同様に、 N_t 本の送信アンテナ109を有する基地局装置100（送信装置とも呼ぶ）に対して、1本のアンテナ301を有する端末装置300（受信装置とも呼ぶ）が U 個接続している通信を対象とし、端末装置300のうち、端末装置300- i が第2の端末装置300であるものとする。なお、各端末装置300が有するアンテナ301数や、端末装置300

0に含まれる第1の端末装置300と第2の端末装置300の割合については、これに限ったものではなく、複数アンテナ301を有する端末装置300が存在したり、複数の第2の端末装置300が存在する場合にも、本発明は適用可能である。

[0090] [3.1 基地局装置100]

第2の実施形態に係る基地局装置100構成は図2とほぼ同じであり、異なるのはPrecoding部における信号処理のみであるため、以下では、第2の実施形態に係るPrecoding部について説明する。

[0091] 図9は、本発明の第2の実施形態に係るPrecoding部801の構成を示すブロック図である。図9に示すように、Precoding部801は、線形フィルタ生成部203と、格子基底縮小部803と、事前干渉抑圧部805と、線形フィルタ乗算部207に加えて、オーダリング部807を含んで構成されている。Precoding部801では、入力される伝搬路行列Hが初めにオーダリング部807に入力されてオーダリング処理が施される。ここでいうオーダリングとは、行列の列同士（もしくは行同士）を入れ替えることを意味する。オーダリング済みの伝搬路行列を H_p とすると、 H_p は順列行列 Π と伝搬路行列Hを用いて、 $H_p = \Pi H$ と表現できる。

[0092] 本実施形態においては、第2の端末装置300に該当する伝搬路情報が、オーダリング済み伝搬路行列 H_p の一番上になるように制御する。例えば、本実施形態が対象としているように、端末装置300-iが第2の端末装置300であった場合、順列行列 Π として、 $e_{U,i}$ が第1行に配置されるような行列を用いれば良い。 Π の他の行については、自由に代入して良いから、順列行列としては全部で $(U-1)!$ 通りの選択肢が考えられることとなる。いずれを用いても本実施形態の目的は達せられるが、一般にLLLアルゴリズムでは、入力行列の列ベクトルの大きさは、左から昇順に並ぶ方がアルゴリズムの収束特性を向上させる面から望ましい。そのような順列行列を求める方法として、例えば、初めに伝搬路行列Hに対して、列ベクトルの大きさが左から昇順になるようなソート付きQR分解を行なうことで、ある順列行列

Π を生成する。その後、 Π の各行成分のうち $e_{U, i}$ を有する行を一番上に配置しなおせば良い。

[0093] オーダリング部807出力として、オーダリング済みの伝搬路行列 H_p と選択されたオーダリング行列 Π がそれぞれ出力される。オーダリング部807出力 H_p は次いで、格子基底縮小部803に入力され、格子基底縮小処理が施されることになる。

[0094] 図10は、本発明の第2の実施形態に係る格子基底縮小部803において用いられるアルゴリズムを示す表である。図10と第1の実施形態で対象とした図5の違いは、第2の端末装置300に係る伝搬路行列成分（本実施形態では、第2の端末装置300は端末装置300-iであるから、入力行列 H の第i列成分が該当する）に対する信号処理である。第1の実施形態では、第i列成分に対して、準直交化処理こそ行なわないものの、(2)条件比較、および(3)入れ替え作業については適用している。この処理により、端末装置300-iを考慮した格子基底縮小が行なえるため、たとえ第2の端末装置300が混在したとしても、良好な伝送特性を実現できる。しかし、LLLアルゴリズムは行列の全成分に対して、(1)~(3)の信号処理を行なうことを前提としているため、図5の方法では、特に第2の端末装置300の数が複数である場合に、アルゴリズムの収束に膨大な時間を要してしまう。

[0095] そこで、第2の実施形態が用いるアルゴリズムは、図10に示されているように、入力された行列に対して、所定の列番号 v より信号処理を開始し、 v より小さい列番号の列ベクトルについては、一切の信号処理を行なわないものとしている。これは、事前のオーダリングにより、第2の端末装置300に関わる伝搬路行列成分が第1行（アルゴリズムに入力されるのは H^H であるから、アルゴリズム中では第1列を指す）に置換されているためである。この場合、アルゴリズムの収束性は図4で示されている従来のLLLアルゴリズムとほぼ同等とすることができる。本実施形態の場合、第2の端末装置300の数は1個であるから、 v として3が入力されることになる。つまり、

vには従来のLLLアルゴリズムのkの初期値である2に第2の端末装置300の数が加算されたものとなる。格子基底縮小部803からは最終的にunimodular行列Tが出力される。

[0096] 次いで、線形フィルタ生成部203において、オーダリング部807出力 H_p と格子基底縮小部803出力Tに基づいて、線形フィルタWが生成される。生成される線形フィルタWは第1の実施形態と同様に、格子基底縮小された伝搬路行列 $G = TH_p = T \Pi H$ を単位下三角行列に変換するものであるから、Gに対するLQ分解により得られる下三角行列Lとユニタリ行列Qから $W = Q^H \{ \text{diag}(L) \}^{-1}$ と算出できる。線形フィルタ生成部203出力Wは、事前干渉抑圧部805に入力される。事前干渉抑圧部805には、他にオーダリング部807出力 Π と格子基底縮小部803出力Tとオーダリング済みの伝搬路行列 H_p および、送信シンボルベクトルdが入力され、事前干渉抑圧が行なわれる。実際の信号処理は第1の実施形態とほぼ同様であり、式(4)のような送信信号ベクトルxを作り出すものであるが、若干処理が異なる。

[0097] まず、第1の実施形態では、dにTを乗算したTdを新たな送信シンボルベクトル \hat{d} として干渉抑圧を行っていたが、第2の実施形態においては、 $\hat{d} = T \Pi d$ を新たな送信シンボルベクトルとして干渉抑圧を行なう。そして、第1の実施形態においては、modulo演算の有無を、unimodular行列が有する単位行ベクトルの位置に応じて決定していたのに対して、第2の実施形態においては、 \hat{d} のうち、第1成分から、第2の端末装置300の数だけの成分までについてはmodulo演算を行なわないように制御する。例えば、本実施形態では第2の端末装置300の数は1であるから、 \hat{d} のうち、 \hat{d}_1 に対してのみ、modulo演算を行なわない、つまり式(3-1)に基づいて干渉抑圧を行なうことになる。第2の端末装置300の数がmであれば、 $\hat{d}_1 \sim \hat{d}_m$ に対してmodulo演算を行なわないということである。それ以外の送信シンボルについては式(3-3)に基づいて干渉抑圧が行なわれる。以上の処理により、最終的に事前干渉抑圧部

805より出力される送信符号ベクトル x は式(8)で与えられる。

[数12]

$$\mathbf{x} = (\mathbf{GW})^{-1}(\mathbf{T}\mathbf{H}\mathbf{d} + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_t)$$

…(8)

[0098] ただし、 $z_{t,1} = 0$ となる。事前干渉抑圧部805出力 x は線形フィルタ乗算部207に入力され、線形フィルタ W が乗算される。

[0099] 図11は、本発明の第2の実施形態に係るPrecoding部801の信号処理を示すフローチャートである。まず、Precoding部801は、送信シンボルベクトル d および伝搬路情報 H を取得する(ステップS301)。次に、入力される伝搬路行列 H が初めにオーダリング部807に入力されてオーダリング処理が施される(ステップS302)。次に、格子基底縮小部803では入力された伝搬路行列 H_p と図10記載のアルゴリズムに基づいて、 H_p の直交性を高めるunimodular行列 T が算出される(ステップS303)。伝搬路情報 H_p と格子基底縮小部501から出力された T は線形フィルタ生成部203に入力され、線形フィルタ W が生成される(ステップS304)。続いて、Precoding部801に入力された送信シンボルベクトル d は事前干渉抑圧部805に入力されることで、各端末装置300で観測される干渉成分が、予め減算される(ステップS305)。この時、第1の端末装置300宛てには式(3-3)に基づいて行なわれ、第2の端末装置300宛てには式(3-1)に基づいて行なわれる。次に、線形フィルタ乗算部207では、入力された x に対して、線形フィルタ W が乗算され、送信信号ベクトル s が算出される(ステップS306)。以降の信号処理については、Precoding部801出力に対する基地局装置100の信号処理を含めて図2と同じであるため、説明は省略する。

[0100] [3.2 端末装置300]

第2の実施形態に係る端末装置300構成は、第1の端末装置300およ

び第2の端末装置300とともに、それぞれ図7および図8と同じであり、行なわれる信号処理も同じであるから説明は省略する。

[0101] 第2の実施形態では、格子基底縮小部803において行なわれる格子基底縮小アルゴリズムを変更することで、格子基底縮小アルゴリズムの収束速度を低下させない方法を対象とした。本実施形態の方法によれば、伝搬路の直交性は若干低下するものの、特に第2の端末装置300の数が多い場合に、格子基底縮小アルゴリズムを第1の実施形態の方法と比較して、高速に収束させることが可能である。

[0102] [4. 第3の実施形態]

これまで説明してきた方法はいずれも、格子基底縮小部803で算出される *unimodular* 行列 T を従来 LRA-THP で用いられてきた T とは異なるものを使うことにより、第1の端末装置300と第2の端末装置300とを空間多重することを可能としてきた。しかし、 T の生成に制限を加えることは、伝搬路の直交性や、格子基底縮小アルゴリズムの収束速度を著しく低下させてしまう場合がある。ところで、LRA-THP は伝搬路に対する準直交化処理と、THP による事前干渉抑圧処理の二つの信号処理を組み合わせたものと捉える事ができ、これまでの方法は、準直交化処理の方を主に変更することで、空間多重を実現させてきたと言える。第3の実施形態では、THP による事前干渉抑圧処理を変更することにより、空間多重を実現させる方法を対象とする。

[0103] 第1の実施形態と同様に、 N_t 本の送信アンテナ109を有する基地局装置100（送信装置とも呼ぶ）に対して、1本のアンテナ301を有する端末装置300（受信装置とも呼ぶ）が U 個接続している通信を対象とし、端末装置300のうち、端末装置300- i が第2の端末装置300であるものとする。なお、各端末装置300が有するアンテナ301数や、端末装置300に含まれる第1の端末装置300と第2の端末装置300の割合については、これに限ったものではなく、複数アンテナ301を有する端末装置300が存在したり、複数の第2の端末装置300が存在する場合にも、本発明

は適用可能である。

[0104] [4. 1 基地局装置100]

第3の実施形態に係る基地局装置100構成は図2とほぼ同じであり、異なるのはPrecoding部801における信号処理のみであるため、以下では、第3の実施形態に係るPrecoding部について説明する。

[0105] 図12は、本発明の第3の実施形態に係るPrecoding部901の構成を示すブロック図である。装置構成は図9とほぼ同じであるが、第2の実施形態とはオーダリング部903の位置が異なり、また擾動ベクトル制御部905が追加される構成となる。はじめに、入力された伝搬路行列Hが格子基底縮小部907に入力され、格子基底縮小処理が施されることになる。第1および第2の実施形態においては、格子基底縮小部907で算出されるunimoular行列Tに制限を与えていたが、本実施形態においては、算出されるTはunimodular行列でありさえすればなんでも良い。例えば、図4のLLLアルゴリズムをそのまま適用し、unimoular行列Tを算出すれば良い。算出された行列Tはその後線形フィルタ生成部909と事前干渉抑圧部911に入力される。

[0106] 次いで、線形フィルタ生成部909には、格子基底縮小部907出力Tと伝搬路行列Hおよびオーダリング部903出力Πが入力される。オーダリング部903における信号処理については後述するが、初めはΠとして単位行列Iが入力されることになる。線形フィルタ生成部909では、入力された情報に基づき見掛け上の伝搬路行列 $G = \Pi T H$ を生成する。第2の実施形態とは、unimodular行列Tと順列行列Πを乗算する順番が異なる。生成される線形フィルタWは伝搬路行列Gに対して、 GW を単位下三角行列とするものであるから、第2の実施形態と同様に、Gに対するLQ分解により得られる下三角行列Lとユニタリ行列Qから $W = Q^H \{ \text{diag}(L) \}^{-1}$ と算出できる。

[0107] 線形フィルタ生成部909出力Wは、事前干渉抑圧部911に入力される。事前干渉抑圧部911には、他に伝搬路行列Hとオーダリング部903出

力 Π と格子基底縮小部907出力 T および、送信シンボルベクトル d が入力され、事前干渉抑圧が行なわれる。ここで行なわれる事前干渉抑圧は、伝搬路行列が H から G に、見掛け上の送信シンボルベクトルが $\hat{d} = \Pi T d$ に変更される以外は、基本技術で述べた事前干渉抑圧部911における信号処理と同じであり、式(9)のような送信符号ベクトル x を生成するものである。

[数13]

$$\mathbf{x} = (\mathbf{GW})^{-1} (\mathbf{\Pi T d} + 2\mathbf{Mz}_t)$$

...(9)

[0108] ここで、式(9)で表現される送信信号に線形フィルタ W を乗算したものを基地局装置100より伝送したとすると、受信信号は式(10)で与えられることになる。

[数14]

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \mathbf{Hs} \\ &= \beta \mathbf{T}^{-1} \mathbf{\Pi}^{-1} \mathbf{GW} (\mathbf{GW})^{-1} (\mathbf{\Pi T d} + 2\mathbf{Mz}_t) \\ &= \beta (\mathbf{d} + 2\mathbf{MT}^{-1} \mathbf{\Pi}^{-1} \mathbf{z}_t) \end{aligned}$$

...(10)

[0109] ここで、第2の端末装置300である端末装置300- i において、 mod u o 演算を行わずとも信号復調をするためには、受信信号を構成する各成分のうち、列ベクトル $\mathbf{T}^{-1} \mathbf{\Pi}^{-1} \mathbf{z}_t$ の第 i 列成分が0で有りさえすればよい。ここで、摂動ベクトル \mathbf{z}_t は式(3-1)および式(3-2)から分かるように、伝搬路行列に応じて決まる残留 $|U|$ の大きさ(式(2-2)中の $a_{i,j}$ ($i > j$) が該当)によって変化するから、伝搬路行列が変化すれば、摂動

ベクトルの値も変わる。

[0110] そこで、事前干渉抑圧部 911 出力 x は一度、摂動ベクトル制御部 905 に入力され、第 2 の端末装置 300 で観測される modulo 演算の摂動項 $T^{-1}\Pi^{-1}z_t$ が 0 であるかどうかを測定し、0 であれば、摂動ベクトル制御部 905 入力 x をそのまま出力として、線形フィルタ乗算部 207 に出し、摂動項 $T^{-1}\Pi^{-1}z_t$ が 0 でなければ、入力された x を破棄し、オーダリング部 903 に対して、新たな順列行列を生成するよう制御信号を出力する。

[0111] オーダリング部 903 における具体的な順列行列の探索方法としては、空間多重数が U である場合、選択可能な順列行列は $U!$ 個だけ存在するから、それらすべてに関して $T^{-1}\Pi^{-1}z_t$ を算出し、第 2 の端末装置 300 に関わる成分が 0 となる順列行列を探せば良い。

[0112] 以上の処理により摂動ベクトル制御部 905 において適切な送信符号ベクトル x が得られた後、送信符号ベクトル x を線形フィルタ乗算部 207 に入力する。線形フィルタ乗算部 207 では、電力正規化などが行なわれ、Precoding 部 901 出力 s が生成される。

[0113] 図 13 は、本発明の第 3 の実施形態に係る Precoding 部 901 の信号処理について示すフローチャートである。まず、Precoding 部 901 は、送信シンボルベクトル d および伝搬路情報 H を取得する（ステップ S401）。次に、格子基底縮小部 907 では入力された伝搬路行列 H と図 4 記載のアルゴリズムに基づいて、 H の直交性を高める unimodular 行列 T が算出される（ステップ S402）。次に、オーダリング部 903 により、オーダリング行列 Π として単位行列 I が入力される（ステップ S403）。伝搬路情報 H と格子基底縮小部 907 から出力された T とオーダリング行列 Π は線形フィルタ生成部 909 に入力され、線形フィルタ W が生成される（ステップ S404）。続いて、Precoding 部 901 に入力された送信シンボルベクトル d は事前干渉抑圧部 911 に入力されることで、各端末装置 300 で観測される干渉成分が、予め減算される（ステップ S405）。この時、常に式 (3-3) に基づいて行なわれる。

- [0114] 振動ベクトル制御部905は、第2の端末装置300で観測される振動ベクトルが0であるかどうかを判断し（ステップS406）、0でなければ（ステップS406：No）、オーダリング部903に対して、オーダリング行列 Π を更新するよう制御信号を出力し（ステップS407）、ステップS404に戻る。0であれば（ステップS406：Yes）、線形フィルタ乗算部207では、入力された x に対して、線形フィルタ W が乗算され、送信信号ベクトル s が算出される（ステップS408）。
- [0115] ただし、全ての順列行列を探索したとしても、 $T^{-1}\Pi^{-1}z_t$ の第2の端末装置300に関わる成分が0となる順列行列が抽出されるとは限らない。この場合、全ての順列行列の中で、該当要素を最も小さくできる順列行列を選択すれば良いが、その場合、第2の端末装置300の伝送特性は残留する振動ベクトルの大きさに比例して劣化する。しかし、変調方式がQPSK等の位相変調であった場合、付与されている振動ベクトルが送信データと同じ象限に存在すれば（例えば、QPSK変調時に第2の端末装置300宛の送信信号が、 $2^{-1/2}(1+j)$ である場合に、振動ベクトルが正の整数（ p, q ）を用いて $p+jq$ と表現できる状態）、データ復調には影響を与えないから、そのような振動ベクトルとなる順列行列を選択しても良い。同様の事は、16QAMを用いる場合でも、信号候補点の位置によって振動ベクトルの付与が信号復調に影響しない場合があることを利用できる。
- [0116] また、 $|U|$ が小さい場合にQPSK変調は modulo 演算を行なうと伝送特性は劣化してしまうから、空間多重されている端末装置300が全て第1の端末装置300であったとしても、QPSK変調を行なう端末装置300が混在している場合に、QPSK変調を行なう端末装置300宛の信号に付与される振動ベクトルの存在事象が送信データと一致するような順列行列を選択し、端末装置300側では modulo 演算を行なわないように制御しても良い。
- [0117] また、適切な順列行列が発見されない場合、各端末装置300宛の送信信号に対する干渉抑圧を行なわない方法も考えられる。つまり、 $|U|$ を完全

抑圧を行なうためには、式(3-1)で表現される干渉抑圧を行なう必要があるが、一部の干渉を残留させれば、その後式(3-2)で付与される摂動ベクトルも変わる事となる。そこで、順列行列だけではなく、事前干渉抑圧部911における干渉抑圧を変化させることで、目的を達するように制御しても良い。その場合、残留IUIを許容する端末装置300の伝送特性は劣化してしまうことになるから、残留IUIを許容させる端末装置300は、元々受信品質に優れた端末装置300を選択することが望ましい。Pre-coding部901以外の信号処理については、全て第2の実施形態と同様であるから説明は省略する。

[0118] [4.2 端末装置300]

第3の実施形態に係る端末装置300構成は、第1の端末装置300および第2の端末装置300ともに、それぞれ図7および図8と同様であり、行なわれる信号処理も第1および第2の実施形態で説明したものと同一であるから説明は省略する。第3の実施形態では、格子基底縮小部907において行なわれる格子基底縮小アルゴリズムを変化させず、事前干渉抑圧部911における信号処理を変更することで、第1の端末装置300と第2の端末装置300とを空間多重させる方法を対象とした。第1や第2の実施形態と異なり、事前干渉抑圧の方法を変更するため、空間多重された端末装置300間で伝送品質が一定とならないという問題はあるものの、格子基底縮小は完全に行なわれるため、伝搬路の直交性を維持しやすく、また収束アルゴリズムの収束速度に影響を与えずに空間多重を行なうことが可能となる。

[0119] [5. 第4の実施形態]

これまで説明してきた方法はいずれも、格子基底縮小部907で算出されるunimodular行列Tと伝搬路行列Hに基づきTHPを行なうLRA-THPを前提とした方法である。ところで、THPを含む非線形プリコーディングは全てVector perturbation (VP)と呼ばれる技術に帰着することが知られている。VP技術の演算量を削減したものが、THPやLRA-THPであると言える。第4の実施形態では、VPの考え方

を応用して、格子基底縮小を用いる非線形MU-MIMOで第1の端末装置300と第2の端末装置300とを空間多重させる方法を対象とする。

[0120] 第1の実施形態と同様に、 N_t 本の送信アンテナ109を有する基地局装置100（送信装置とも呼ぶ）に対して、1本のアンテナ301を有する端末装置300（受信装置とも呼ぶ）がU個接続している通信を対象とし、端末装置300のうち、端末装置300-iが第2の端末装置300であるものとする。なお、各端末装置300が有するアンテナ301数や、端末装置300に含まれる第1の端末装置300と第2の端末装置300の割合については、これに限ったものではなく、複数アンテナ301を有する端末装置300が存在したり、複数の第2の端末装置300が存在する場合にも、本発明は適用可能である。

[0121] [5.1 基地局装置100]

第4の実施形態に係る基地局装置100構成は図2とほぼ同じであり、異なるのはPrecoding部における信号処理のみであるため、以下では、第4の実施形態に係るPrecoding部について説明する。Precoding部の説明の前に、VP技術について簡単に説明する。式(4)で与えられるLRA-THPの送信信号において、unimodular行列Tを単位行列Iに置き換えたものが、THP MU-MIMOの送信信号ベクトルとなり、その後線形フィルタが乗算された送信信号sは式(11-1)で与えられる。

[数15]

$$\mathbf{s} = \mathbf{W}(\mathbf{H}\mathbf{W})^{-1}(\mathbf{d} + 2M\mathbf{z}_t) = \mathbf{H}^{-1}(\mathbf{d} + 2M\mathbf{z}_t)$$

…(11-1)

[0122] ここで、摂動ベクトル \mathbf{z}_t を零ベクトルに置きかえることで、ZF規範に基づく線形MU-MIMOの送信信号に一致する。つまり、THP MU-MIMOは線形MU-MIMOの送信信号に摂動ベクトルを付与することにより送

信電力を軽減したものと言える。ここで、THPでは式(3-2)に基づいて、各端末装置300で独立に摂動ベクトルを求めているから各端末装置300の所要送信電力を一定にできる。VPは空間多重され送信される送信信号自体の送信電力を最小とする摂動ベクトルを求める方法であり、その送信信号は式(11-2)のように表現できる。

[数16]

$$\mathbf{s} = \mathbf{H}^{-1}(\mathbf{d} + 2M\mathbf{z}_t)$$

$$\mathbf{z}_t = \arg \min_{\mathbf{z}_t \in \mathbf{Z}^U + j\mathbf{Z}^U} \|\mathbf{H}^{-1}(\mathbf{d} + 2M\mathbf{z}_t)\|^2$$

...(11-2)

[0123] しかし、候補摂動ベクトルは無数に存在し、空間多重数が増加するにつれて、候補数は指数関数的に増加していくため、VPをそのまま用いるのは非現実的である。ところで、LRA-THPの線形フィルタ乗算後の送信信号は式(11-3)で与えられることになる。

[数17]

$$\mathbf{s} = \mathbf{W}(\mathbf{G}\mathbf{W})^{-1}(\mathbf{T}\mathbf{d} + 2M\mathbf{z}_t) = \mathbf{H}^{-1}(\mathbf{d} + 2M\mathbf{T}^{-1}\mathbf{z}_t)$$

...(11-3)

[0124] 基本的には式(11-1)と同様であるが、摂動ベクトルに \mathbf{T}^{-1} が乗算された形となる。この場合、 \mathbf{z}_t はTHPにより送信符号毎に独立に求められたものであるが、 \mathbf{T}^{-1} は与えられた伝搬路行列を直交化させるためのものであり、伝搬路行列全体を考慮して算出された行列であるから、 $\hat{\mathbf{z}}_t = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{z}_t$ は送信信号全体の送信電力を \mathbf{z}_t よりも大幅に抑圧できる摂動ベクトルとなる。よって、この摂動ベクトルを基にVPの摂動ベクトルを探索することで、演

算量の大幅な削減が行なえることが知られている。本実施形態では、この考えに基づき、第1の端末装置300と第2の端末装置300とを空間多重させるプリコーディングを行なう。

[0125] 図14は、本発明の第4の実施形態に係るPrecoding部1001の構成を示すブロック図である。図14に示すように、Precoding部1001は、線形フィルタ生成部1003と、格子基底縮小部1005と、摂動ベクトル制御部1007とを含んで構成されている。はじめに、格子基底縮小部1005に伝搬路行列Hが入力され、格子基底縮小が行なわれる。実際の信号処理は基本技術で述べた方法と同じであり、例えば、図4に示したLLLアルゴリズムに基づいてunimodular行列Tを求めれば良い。格子基底縮小部1005より出力された行列Tは線形フィルタ生成部1003に入力される。線形フィルタ生成部1003には格子基底縮小部1005出力Tと伝搬路行列Hが入力されて、線形フィルタが生成される。線形フィルタ生成部1003において生成される線形フィルタWは格子基底縮小された伝搬路行列 $G = TH$ を対角行列にするフィルタであり、例えば、Gの逆行列 G^{-1} を用いれば良い。また、MMSE規範に基づく線形フィルタを用いても良い。生成された線形フィルタWは摂動ベクトル制御部1007に入力されることになる。

[0126] 摂動ベクトル制御部1007には、送信シンボルベクトルdと線形フィルタWおよびunimodular行列Tが入力され、摂動ベクトルが算出される。本実施形態では、摂動ベクトルとして、第2の端末装置300に属する端末装置300-iにおいて、modulo演算を必要としないような摂動ベクトルを探索する。LRA-THPにおいて、THPによる事前干渉抑圧を行なわなかった場合の送信信号もやはり式(11-3)のように表現することができる。摂動ベクトル制御部1007では、はじめに式(11-3)で表現される信号を算出する。このとき、摂動ベクトル $\hat{z}_t = T^{-1}z_t$ を第1の摂動ベクトルと呼ぶこととする。しかし、第2の端末装置300に属する端末装置300-i宛の送信符号 x_i には、 $\hat{z}_{t,i}$ が付与される事となり、このま

までは端末装置300-iではmodulo演算を行なわないと信号復調することが出来ない。そこで、摂動ベクトル制御部1007では、 \hat{z}_t に加えて、新たな摂動ベクトル z_T を付与する。 z_T を第2の摂動ベクトルと呼ぶ。つまり、最終的な送信信号を式(11-4)のようにすることを意味する。

[数18]

$$\mathbf{s} = \mathbf{H}^{-1}(\mathbf{d} + 2\mathbf{M}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{z}_t + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_T) \quad \dots(11-4)$$

[0127] このとき、新たに付与する摂動ベクトル z_T の第i成分 $z_{T,i}$ については、 $z_{T,i} + \hat{z}_{t,i} = 0$ を満たすように制御する。このように摂動ベクトルを新たに付与することにより、端末装置300-iではmodulo演算を用いずとも信号復調することができる。 $z_{T,i}$ 以外の摂動ベクトルについては、特に制限は存在しないが、適切な摂動ベクトルを選択しないと、伝送特性は大幅に劣化してしまう。伝送特性を劣化させないためには、 $z_{T,i}$ 以外の摂動ベクトルについては、送信信号電力を最小にするように選択する必要がある。つまり、求めるべき摂動ベクトル z_T は式(12)を満たすものとなる。

[数19]

$$\mathbf{z}_T = \arg \min_{\substack{\mathbf{z}_T \in \mathbf{Z}^U + j\mathbf{Z}^U \\ z_{T,i} + \hat{z}_{t,i} = 0}} \|\mathbf{H}^{-1}(\mathbf{d} + 2\mathbf{M}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{z}_t + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_T)\|^2 \quad \dots(12)$$

[0128] 以上の信号処理により、摂動ベクトル z_T を算出したのち、電力正規化係数 β を算出する。摂動ベクトル制御部1007からは電力正規化係数 β が乗算された送信信号ベクトル s が出力され、Precoding部1001出力として出力される。このとき、 s は式(13)で与えられる。

[数20]

$$\mathbf{s} = \beta \mathbf{H}^{-1} (\mathbf{d} + 2\mathbf{M}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{z}_t + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_T)$$

$$\beta = \|\mathbf{H}^{-1} (\mathbf{d} + 2\mathbf{M}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{z}_t + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_T)\|^{-1}$$

…(13)

[0129] 図15は、本発明の第4の実施形態に係るPrecoding部1001の信号処理について示すフローチャートである。まず、Precoding部1001は、送信シンボルベクトル \mathbf{d} および伝搬路情報 \mathbf{H} を取得する（ステップS501）。次に、格子基底縮小部1005では入力された伝搬路行列 \mathbf{H} と図4記載のアルゴリズムに基づいて、 \mathbf{H} の直交性を高めるunimodular行列 \mathbf{T} が算出される（ステップS502）。伝搬路情報 \mathbf{H} と格子基底縮小部1005から出力された \mathbf{T} は線形フィルタ生成部1003に入力され、線形フィルタ \mathbf{W} が生成される（ステップS503）。次に、摂動ベクトル制御部1007は、第1の摂動ベクトルを生成する（ステップS504）。続いて、摂動ベクトル制御部1007は、伝搬路情報 \mathbf{H} と格子基底縮小部1005から出力された \mathbf{T} と線形フィルタ \mathbf{W} に基づいて第2の摂動ベクトルを生成する（ステップS505）。摂動ベクトル制御部1007は、 \mathbf{d} に第1および第2の摂動ベクトルを加算し、送信符号ベクトル \mathbf{x} を生成する（ステップS506）。更に、摂動ベクトル制御部1007は、送信符号ベクトル \mathbf{x} に線形フィルタ \mathbf{W} を乗算し、送信信号ベクトル \mathbf{s} を生成する（ステップS507）。以降の基地局装置100の信号処理については、図2と同じであるから説明は省略する。

[0130] [5.2 端末装置300]

第4の実施形態に係る端末装置300構成は、第1の端末装置300および第2の端末装置300ともに、それぞれ図7および図8と同様であり、行なわれる信号処理も第1から第3の実施形態と同じであるから説明は省略する。第4の実施形態では、格子基底縮小に基づく非線形MU-MIMO伝送に

において、摂動ベクトルを適切に制御することにより、第1の端末装置300と第2の端末装置300とを空間多重させる方法を対象とした。第1から第3の実施形態で対象としたように、摂動ベクトルを端末装置300毎に算出しないため、演算量は大幅に増加してしまうものの、第2の端末装置300を空間多重させることにより発生する伝送特性の劣化を最小限に抑えることが可能となる。

[0131] <全実施形態共通>

[変形例]

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。本発明に関わる端末装置300および基地局装置100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리카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。

[0132] 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 300 および基地局装置 100 の一部、または全部を典型的には集積回路である L S I として実現してもよい。端末装置 300 および基地局装置 100 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 L S I 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 L S I 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。

[0133] 以上、この発明の実施形態を、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。本発明は無線通信装置に利用可能である。

符号の説明

- [0134] 100 基地局装置
- 101 チャネル符号化部
 - 103 データ変調部
 - 105 参照信号多重部
 - 107 Precoding部
 - 109 送信アンテナ
 - 111 無線送信部
 - 113 無線受信部
 - 115 制御情報取得部
 - 117 CSI取得部
 - 201 格子基底縮小部
 - 203 線形フィルタ生成部
 - 205 事前干渉抑圧部
 - 207 線形フィルタ乗算部
 - 300 端末装置
 - 301 アンテナ

- 303 無線受信部
- 305 参照信号分離部
- 307 伝搬路補償部
- 309 伝搬路推定部
- 311 フィードバック情報生成部
- 313 無線送信部
- 315 データ復調部
- 317 チャネル復号部
- 401 Precoding部
- 501 格子基底縮小部
- 503 事前干渉抑圧部
- 601 伝搬路補償部
- 701 伝搬路補償部
- 801 Precoding部
- 803 格子基底縮小部
- 805 事前干渉抑圧部
- 807 オーダリング部
- 901 Precoding部
- 903 オーダリング部
- 905 摂動ベクトル制御部
- 907 格子基底縮小部
- 909 線形フィルタ生成部
- 911 事前干渉抑圧部
- 1001 Precoding部
- 1003 線形フィルタ生成部
- 1005 格子基底縮小部
- 1007 摂動ベクトル制御部

請求の範囲

- [請求項1] 複数の送信アンテナを備え、少なくとも一つのアンテナを有する複数の端末装置と無線通信を行なう基地局装置であって、
- 前記各端末装置との間の伝搬路情報に関連付けられた第一の制御情報に基づいて、前記伝搬路情報を示す第一の伝搬路行列を取得する取得部と、
- 前記第一の伝搬路行列および前記第一の伝搬路行列に変換行列が乗算された第二の伝搬路行列に基づいて、前記各端末装置宛ての送信データに対して、それぞれプリコーディングを行なうプリコーディング部と、を備え、
- 前記プリコーディング後の複数の送信データを同一無線リソースに空間多重して送信することを特徴とする基地局装置。
- [請求項2] $\text{mod } l$ 演算を含む非線形信号処理が可能な第一の端末装置に対する送信データと、線形信号処理のみが可能な第二の端末装置に対する送信データとを、同一無線リソースに空間多重して送信することを特徴とする請求項1記載の基地局装置。
- [請求項3] 前記変換行列は、行列式が1または-1であり、すべての構成要素がガウス整数であることを特徴とする請求項1または請求項2記載の基地局装置。
- [請求項4] 前記プリコーディング部は、前記変換行列、前記第一の伝搬路行列および前記第二の伝搬路行列に基づいて、線形フィルタ行列および摂動ベクトルを算出し、前記送信データに対して、前記算出した摂動ベクトルを加算し、前記線形フィルタを乗算し、
- 前記変換行列は、少なくとも一つの単位行ベクトルを含み、
- 前記摂動ベクトルは少なくとも一つの0を含むことを特徴とする請求項1から請求項3のいずれかに記載の基地局装置。
- [請求項5] 前記プリコーディング部は、前記変換行列、前記第一の伝搬路行列および前記第二の伝搬路行列に基づいて、線形フィルタ行列および摂

動ベクトルを算出し、前記送信データに対して、前記算出した摂動ベクトルを加算し、前記線形フィルタ行列を乗算し、

前記摂動ベクトルと前記変換行列の逆行列との積で算出されるベクトルは、少なくとも一つの0を含むことを特徴とする請求項1から請求項3のいずれか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、前記変換行列、前記第一の伝搬路行列および前記第二の伝搬路行列に基づいて、線形フィルタ行列および摂動ベクトルを算出し、前記摂動ベクトルと前記変換行列の逆行列との積で算出される第一の摂動ベクトルおよび第二の摂動ベクトルを加算することで得られるベクトルが、少なくとも一つの0を含み、

前記送信データに対して前記第一の摂動ベクトルおよび前記第二の摂動ベクトルを加算し、前記線形フィルタ行列を乗算することを特徴とする請求項1から請求項3のいずれかに記載の基地局装置。

[請求項7]

前記第一の伝搬路行列および前記第二の伝搬路行列に基づいて、前記各端末装置における干渉電力を測定し、

前記測定した干渉電力値に基づいて、前記各端末装置を第一の端末装置または第二の端末装置のいずれか一方に分類し、

前記分類結果に関連付けた第二の制御情報を、前記各端末装置に通知することを特徴とする請求項1記載の基地局装置。

[請求項8]

前記第二の制御情報は、前記各端末装置との間で共有するMCS (Modulation and Coding Scheme) セットに関連付けられた情報であることを特徴とする請求項7記載の基地局装置。

[請求項9]

請求項1から請求項8のいずれかに記載の基地局装置から無線信号を受信し、

前記空間多重された送信データから自局宛てのデータを検出することを特徴とする移動局装置。

[請求項10]

複数の送信アンテナを備え、少なくとも一つのアンテナを有する複数の端末装置と無線通信を行なう基地局装置の制御プログラムであっ

て、

前記各端末装置との間の伝搬路情報に関連付けられた第一の制御情報に基づいて、前記伝搬路情報を示す第一の伝搬路行列を取得する処理と、

前記第一の伝搬路行列および前記第一の伝搬路行列に変換行列が乗算された第二の伝搬路行列に基づいて、前記各端末装置宛ての送信データに対して、それぞれプリコーディングを行なう処理と、

前記プリコーディング後の複数の送信データを同一無線リソースに空間多重して送信する処理と、の一連の処理を、コンピュータに実行させることを特徴とする制御プログラム。

[請求項11]

複数の送信アンテナを備えた基地局装置に実装されることにより、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、

少なくとも一つのアンテナを有する複数の端末装置と無線通信を行なう機能と、

前記各端末装置との間の伝搬路情報に関連付けられた第一の制御情報に基づいて、前記伝搬路情報を示す第一の伝搬路行列を取得する機能と、

前記第一の伝搬路行列および前記第一の伝搬路行列に変換行列が乗算された第二の伝搬路行列に基づいて、前記各端末装置宛ての送信データに対して、それぞれプリコーディングを行なう機能と、

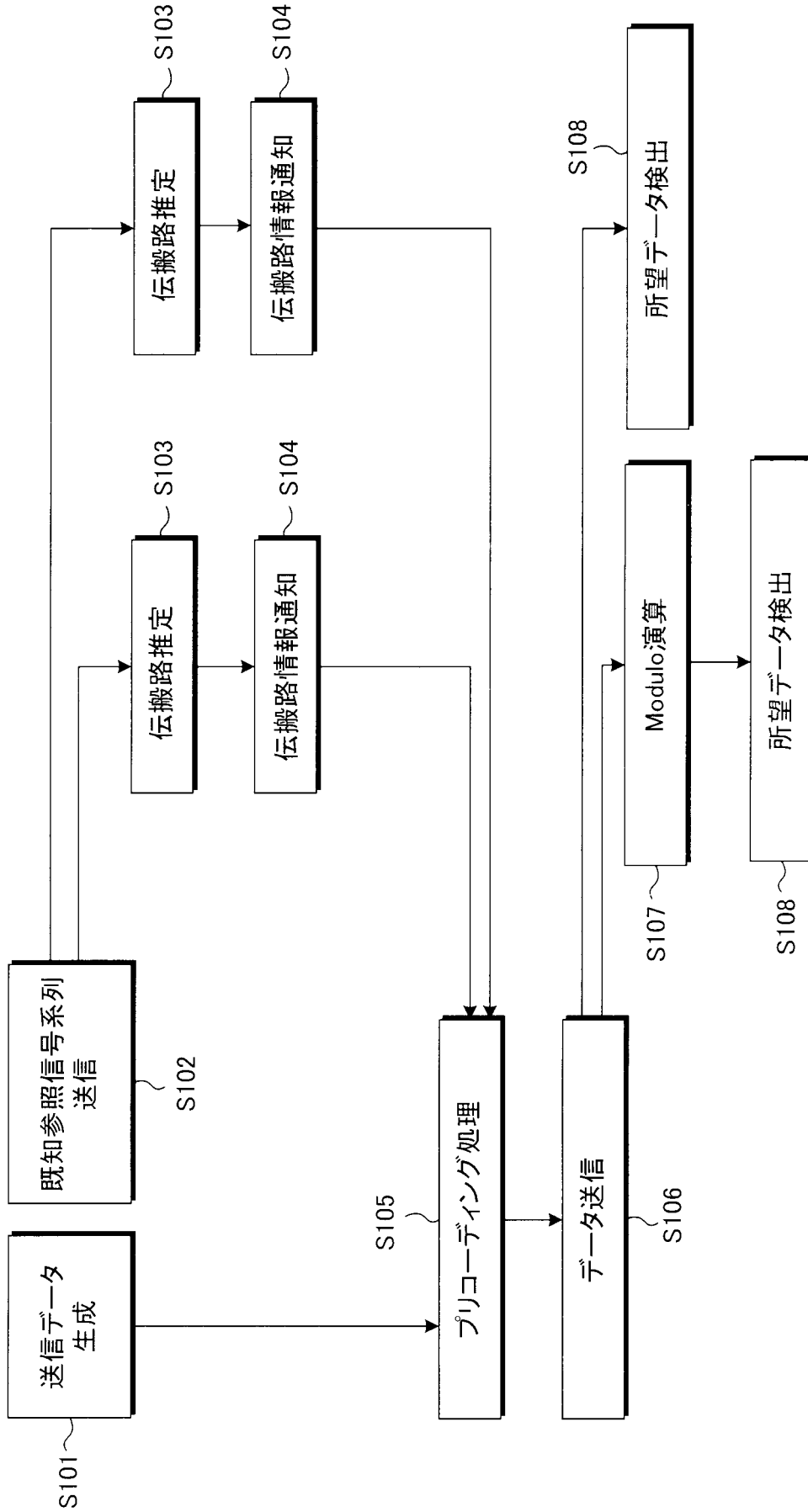
前記プリコーディング後の複数の送信データを同一無線リソースに空間多重して送信する機能と、の一連の機能を、前記基地局装置に発揮させることを特徴とする集積回路。

[図1]

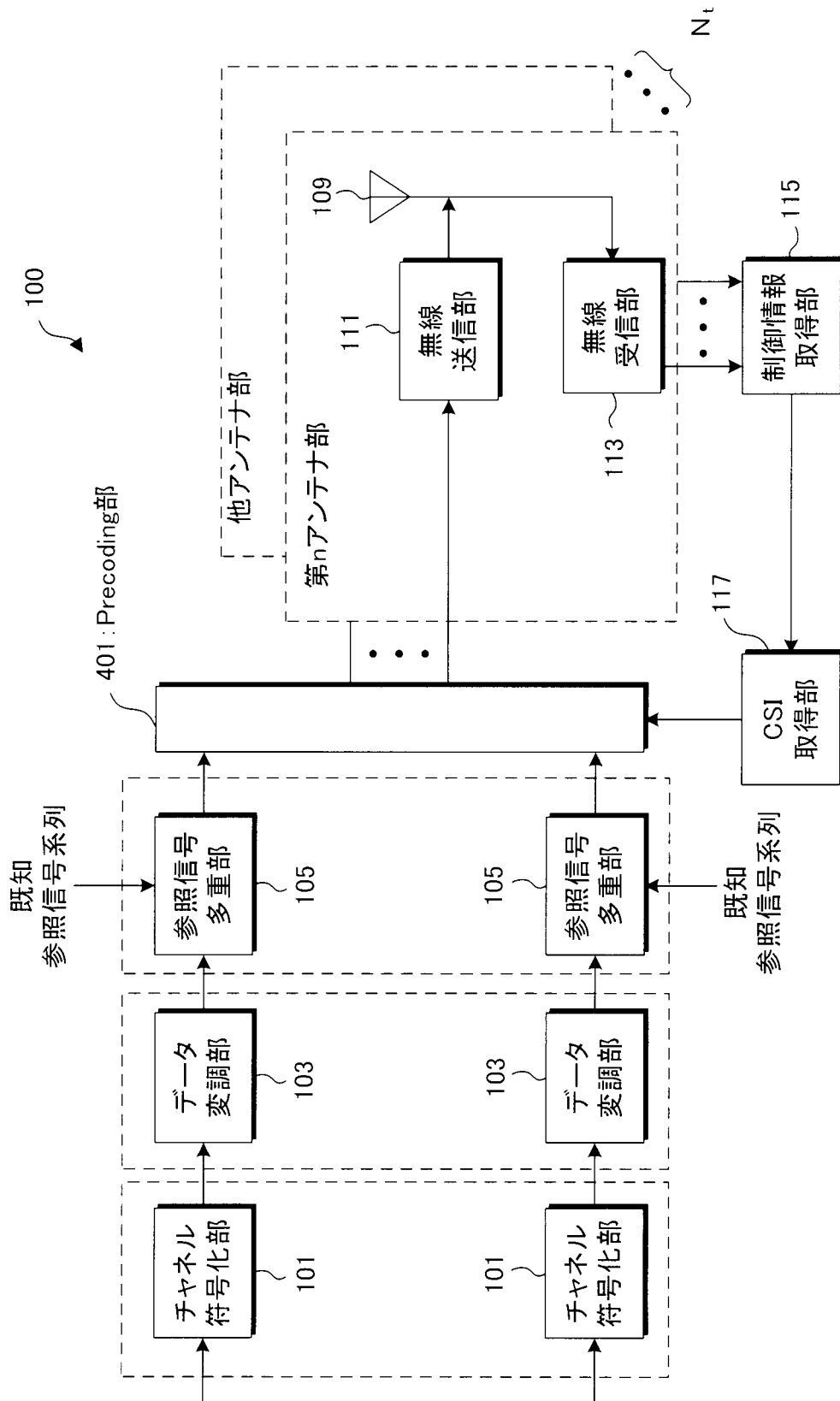
第2の端末装置300信号処理

第1の端末装置300信号処理

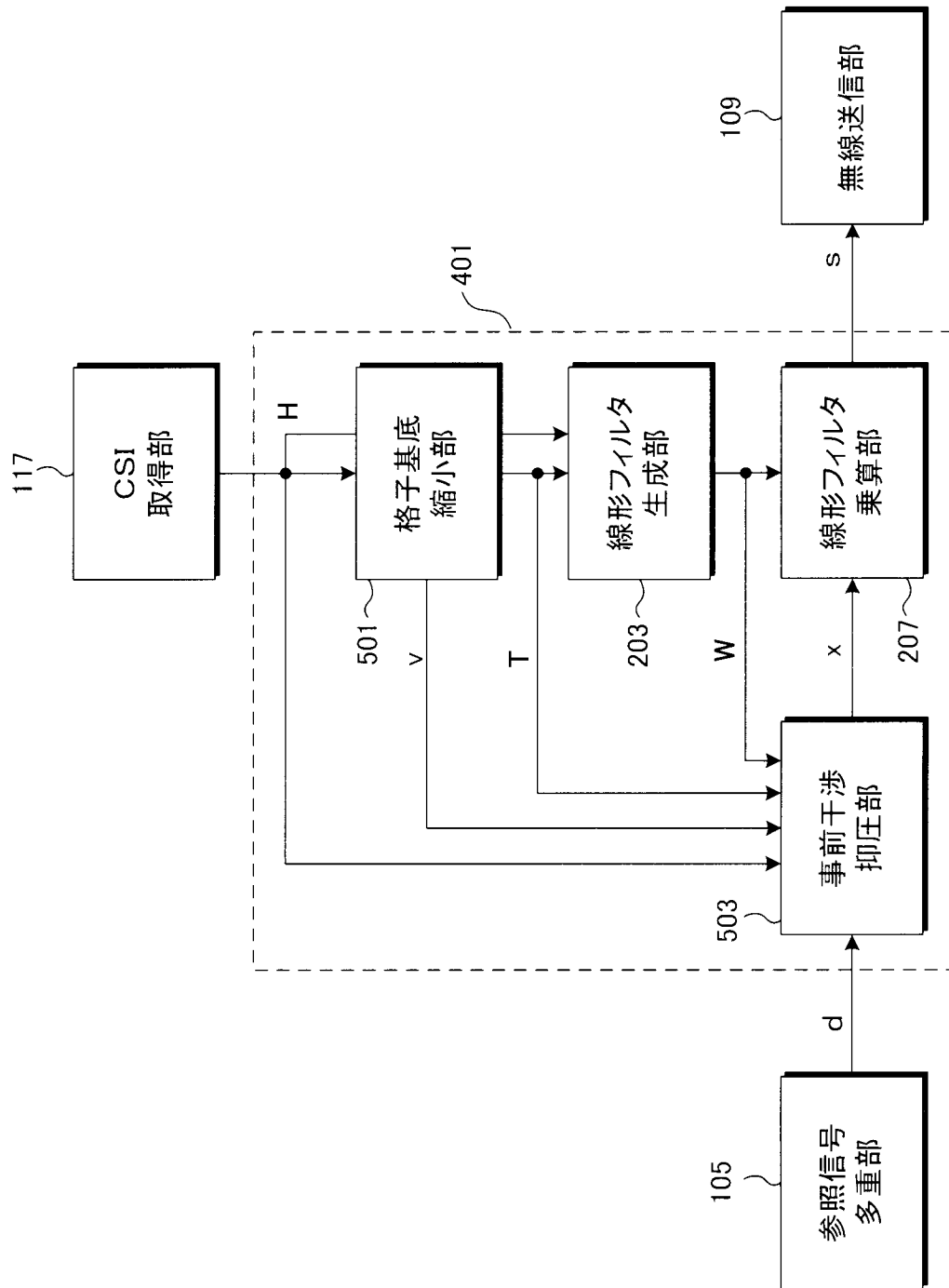
基地局装置100信号処理



[図2]



[図3]



[図4]

入力: \mathbf{H} , 出力: \mathbf{T}

```

1: 初期化:  $\mathbf{T}=\mathbf{I}$ ,  $[\mathbf{Q}, \mathbf{R}]=\text{qr}(\mathbf{H})$ 
2:  $k = 2$ 
3: while  $k < m$ 
4:   for  $l = k - 1, \dots, 1$ 
5:      $m = \text{round}(\mathbf{R}(l, k) / \mathbf{R}(l, l))$ 
6:     if  $m \neq 0$ 
7:        $\mathbf{R}(1:l, k) = \mathbf{R}(1:l, k) - m\mathbf{R}(1:l, l)$ 
8:        $\mathbf{T}(:, k) = \mathbf{T}(:, k) - m\mathbf{T}(1:l, l)$ 
9:     end
10:  end
11: if  $d|\mathbf{R}(k-1, k-1)|^2 > |\mathbf{R}(k, k)|^2 + |\mathbf{R}(k-1, k)|^2$ 
12:   swap column  $k - 1$  and  $k$  in  $\mathbf{R}$  and  $\mathbf{T}$ 
13:   calculate  $\mathbf{G}$ 

```

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} \alpha & \beta^* \\ -\beta & \alpha \end{pmatrix}$$

$$\alpha = \frac{|R(k-1, k-1)|}{\|R(k-1, k, k-1)\|}$$

$$\beta = \alpha \frac{R(k, k-1)}{|R(k-1, k-1)|}$$

```

14:    $\mathbf{R}(k-1, :k, k-1:m) = \mathbf{G}\mathbf{R}(k-1, :k, k-1:m)$ 
15:    $\mathbf{Q}(:, k-1:k) = \mathbf{Q}(:, k-1:k)\mathbf{G}^H$ 
16:    $k = \max(k - 1, 2)$ 
17: else
18:    $k = k + 1$ 
19: end
20: end

```

[図5]

入力: \mathbf{H} , i , 出力: \mathbf{T} , v

```

1: 初期化:  $\mathbf{T}=\mathbf{I}_m$ ,  $[\mathbf{Q}, \mathbf{R}]=\text{qr}(\mathbf{H})$ ,  $v=i$ 
2:  $k=2$ 
3: while  $k < m$ 
4:   if  $k \sim v$ 
5:     for  $l = k-1, \dots, 1$ 
6:        $m = \text{round}(\mathbf{R}(l,k) / \mathbf{R}(l,l))$ 
7:       if  $m \neq 0$ 
8:          $\mathbf{R}(1:l, k) = \mathbf{R}(1:l,k) - m\mathbf{R}(1:l,l)$ 
9:          $\mathbf{T}(:,k) = \mathbf{T}(:,k) - m\mathbf{T}(1:l,l)$ 
10:      end
11:    end
12:  end
13:  if  $d|\mathbf{R}(k-1, k-1)|^2 > |\mathbf{R}(k, k)|^2 + |\mathbf{R}(k-1, k)|^2$ 
14:    swap column  $k-1$  and  $k$  in  $\mathbf{R}$  and  $\mathbf{T}$ 
15:    if  $k == v$ , then  $v = k-1$ 
16:    elseif  $k == v+1$ , then  $v = k$ 
17:  end
18:  calculate  $\mathbf{G}$ 

```

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} \alpha & \beta^* \\ -\beta & \alpha \end{pmatrix}$$

$$\alpha = \frac{|R(k-1, k-1)|}{\|R(k-1, k, k-1)\|}$$

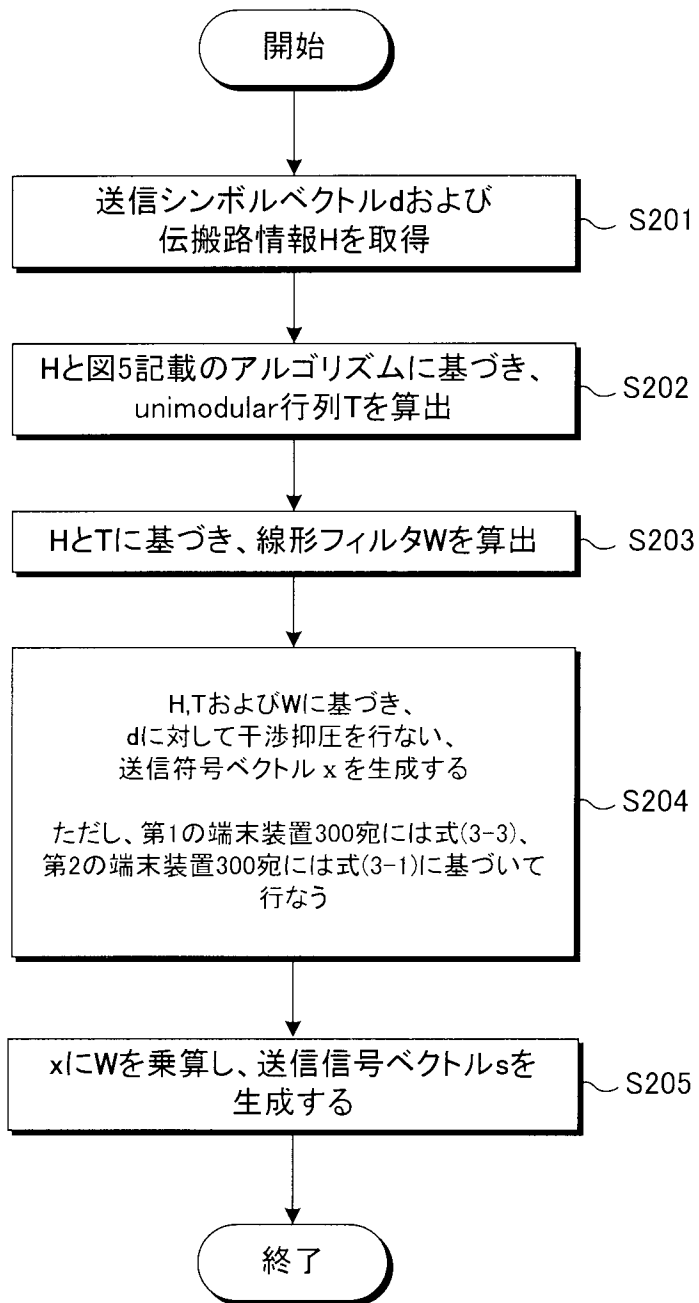
$$\beta = \alpha \frac{R(k, k-1)}{|R(k-1, k-1)|}$$

```

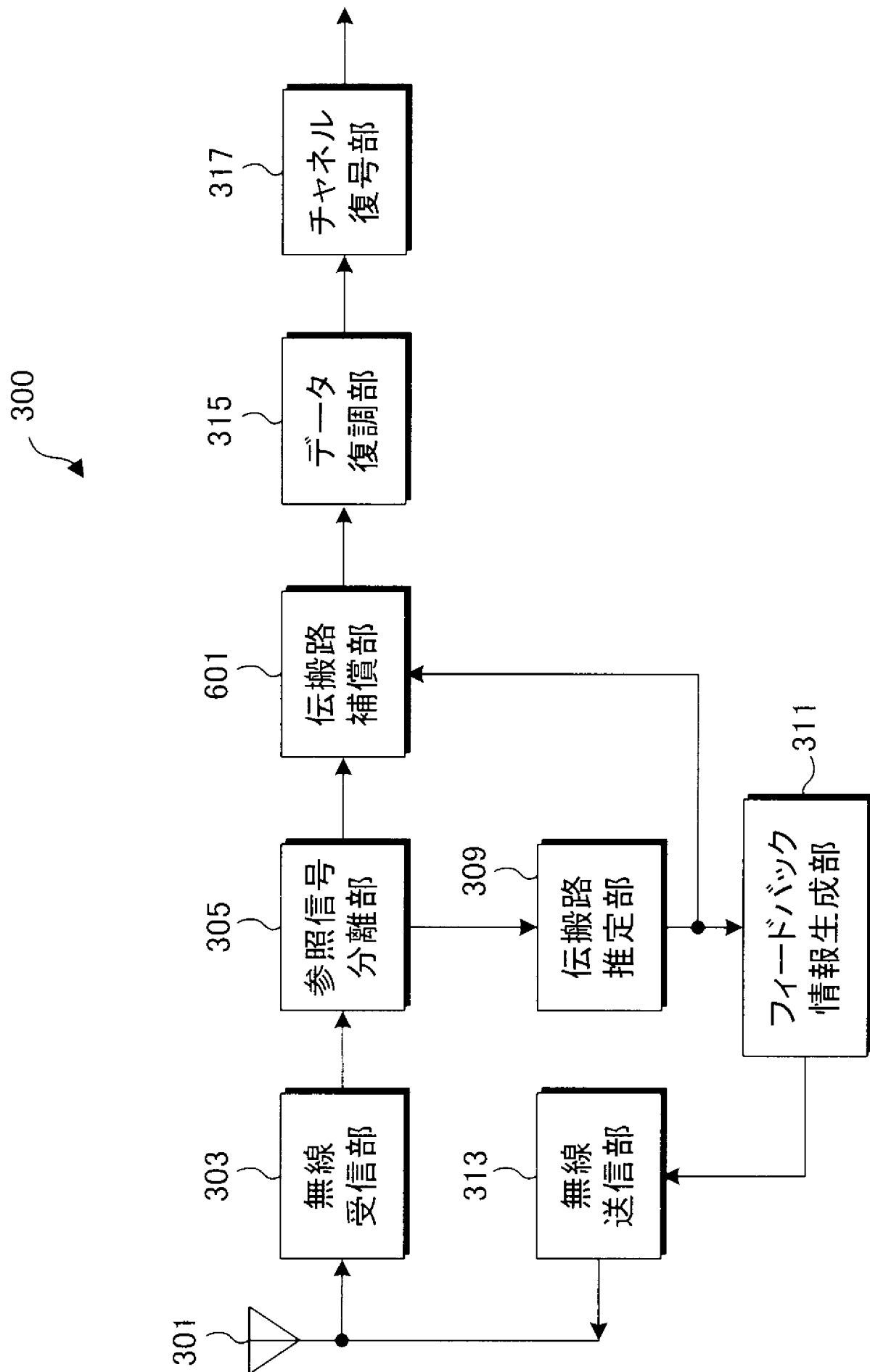
19:    $\mathbf{R}(k-1, :k, k-1:m) = \mathbf{G}\mathbf{R}(k-1, :k, k-1:m)$ 
20:    $\mathbf{Q}(:, k-1:k) = \mathbf{Q}(:, k-1:k)\mathbf{G}^H$ 
21:    $k = \max(k-1, 2)$ 
22: else
23:    $k = k+1$ 
24: end
25: end

```

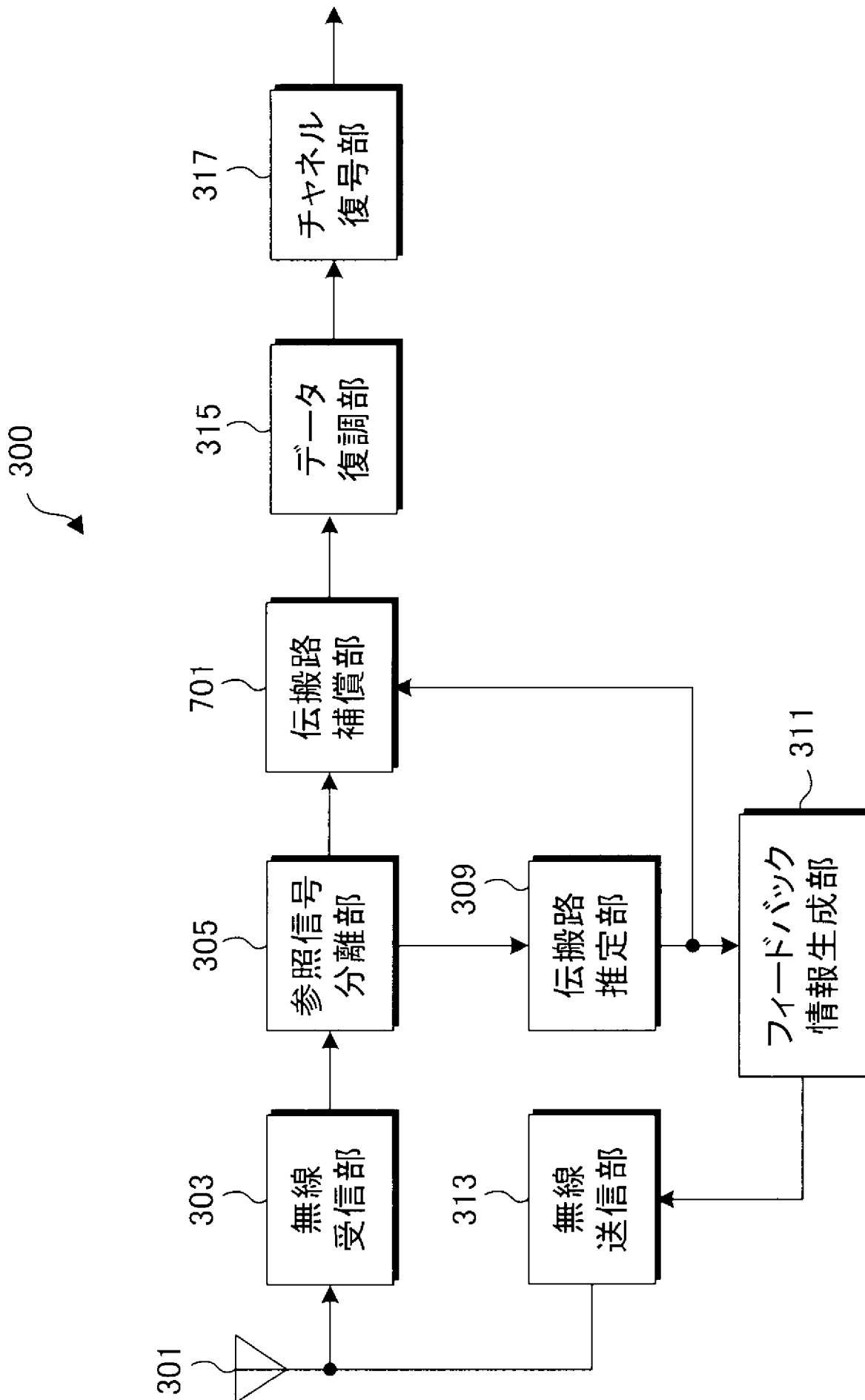
[図6]



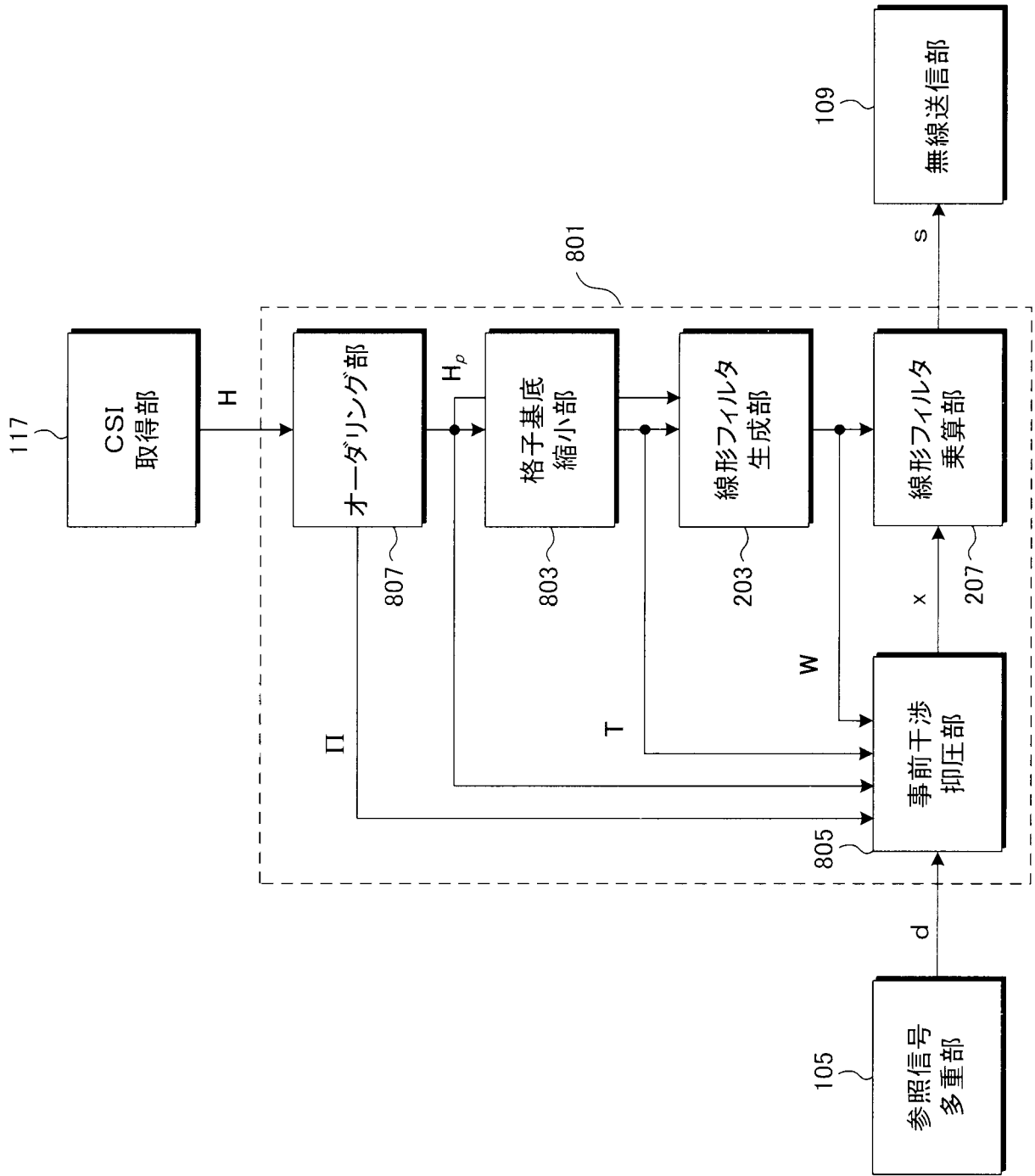
[図7]



[図8]



[図9]



[図10]

入力: \mathbf{H} , v , 出力: \mathbf{T}

```

1: 初期化:  $\mathbf{T} = \mathbf{I}_m$ ,  $[\mathbf{Q}, \mathbf{R}] = \text{qr}(\mathbf{H})$ 
2:  $k = v$ 
3: while  $k < m$ 
4:   for  $l = k - 1, \dots, 1$ 
5:      $m = \text{round}(\mathbf{R}(l, k) / \mathbf{R}(l, l))$ 
6:     if  $m \neq 0$ 
7:        $\mathbf{R}(1:l, k) = \mathbf{R}(1:l, k) - m\mathbf{R}(1:l, l)$ 
8:        $\mathbf{T}(:, k) = \mathbf{T}(:, k) - m\mathbf{T}(1:l, l)$ 
9:     end
10:  end
11: if  $d|\mathbf{R}(k-1, k-1)|^2 > |\mathbf{R}(k, k)|^2 + |\mathbf{R}(k-1, k)|^2$ 
12:   swap column  $k - 1$  and  $k$  in  $\mathbf{R}$  and  $\mathbf{T}$ 
13:   calculate  $\mathbf{G}$ 

```

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} \alpha & \beta^* \\ -\beta & \alpha \end{pmatrix}$$

$$\alpha = \frac{|R(k-1, k-1)|}{\|R(k-1, k, k-1)\|}$$

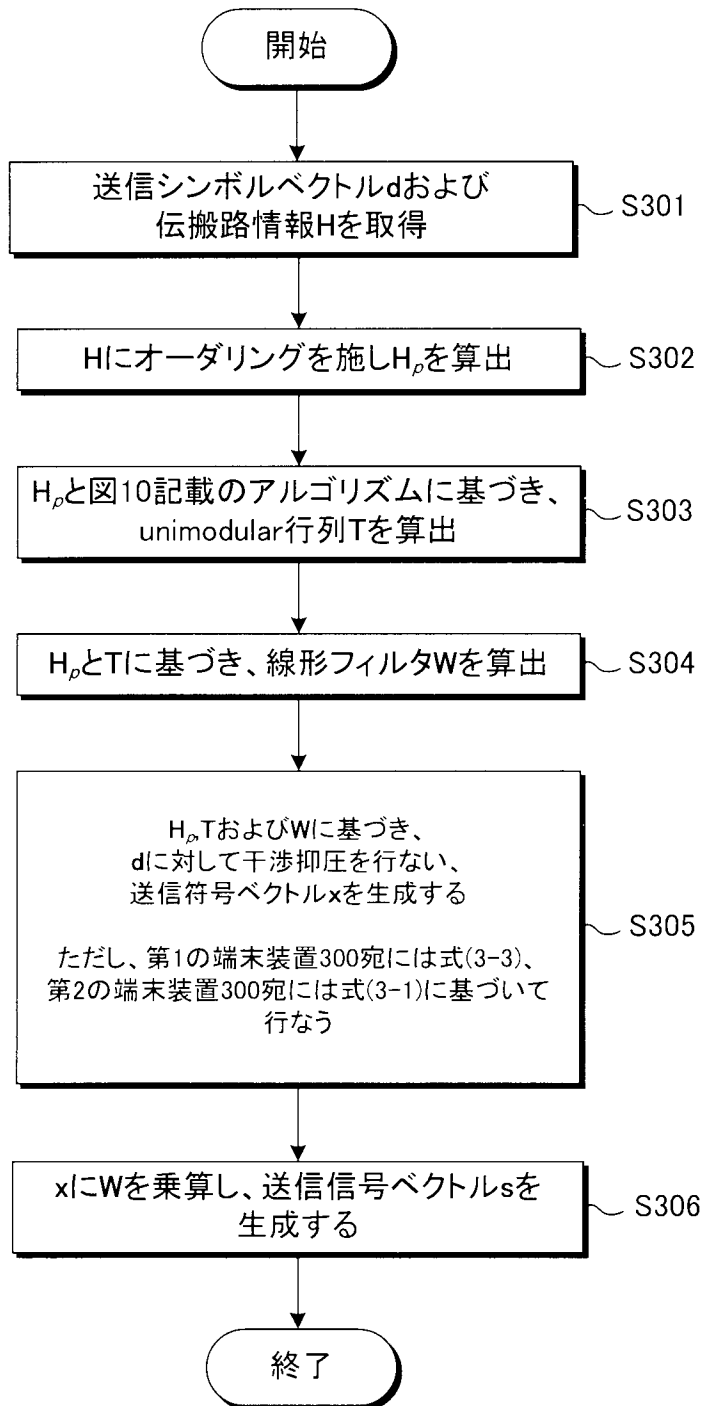
$$\beta = \alpha \frac{R(k, k-1)}{|R(k-1, k-1)|}$$

```

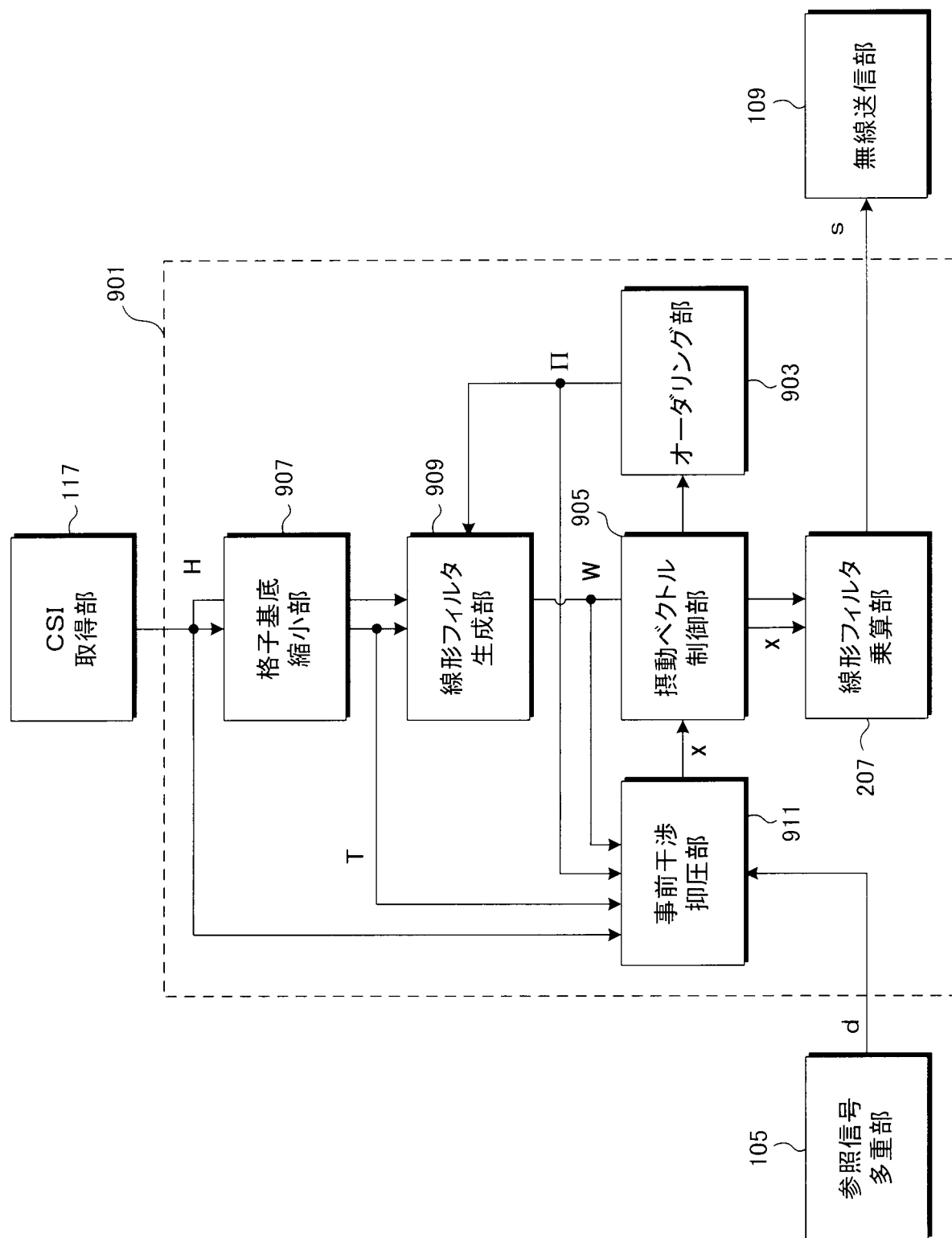
14:    $\mathbf{R}(k-1, :k, k-1:m) = \mathbf{G}\mathbf{R}(k-1, :k, k-1:m)$ 
15:    $\mathbf{Q}(:, k-1:k) = \mathbf{Q}(:, k-1:k)\mathbf{G}^H$ 
16:    $k = \max(k - 1, v)$ 
17: else
18:    $k = k + 1$ 
19: end
20: end

```

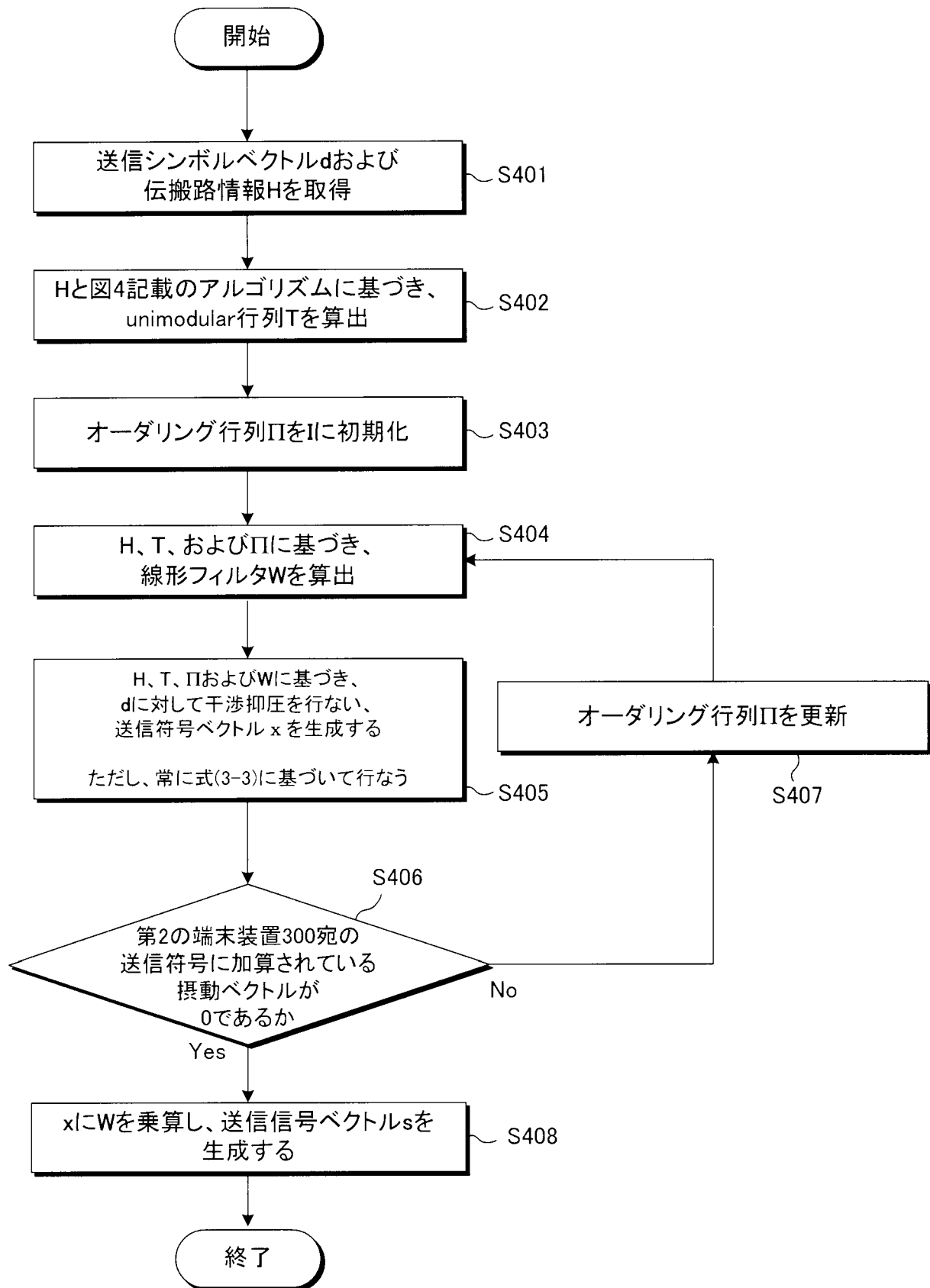
[図11]



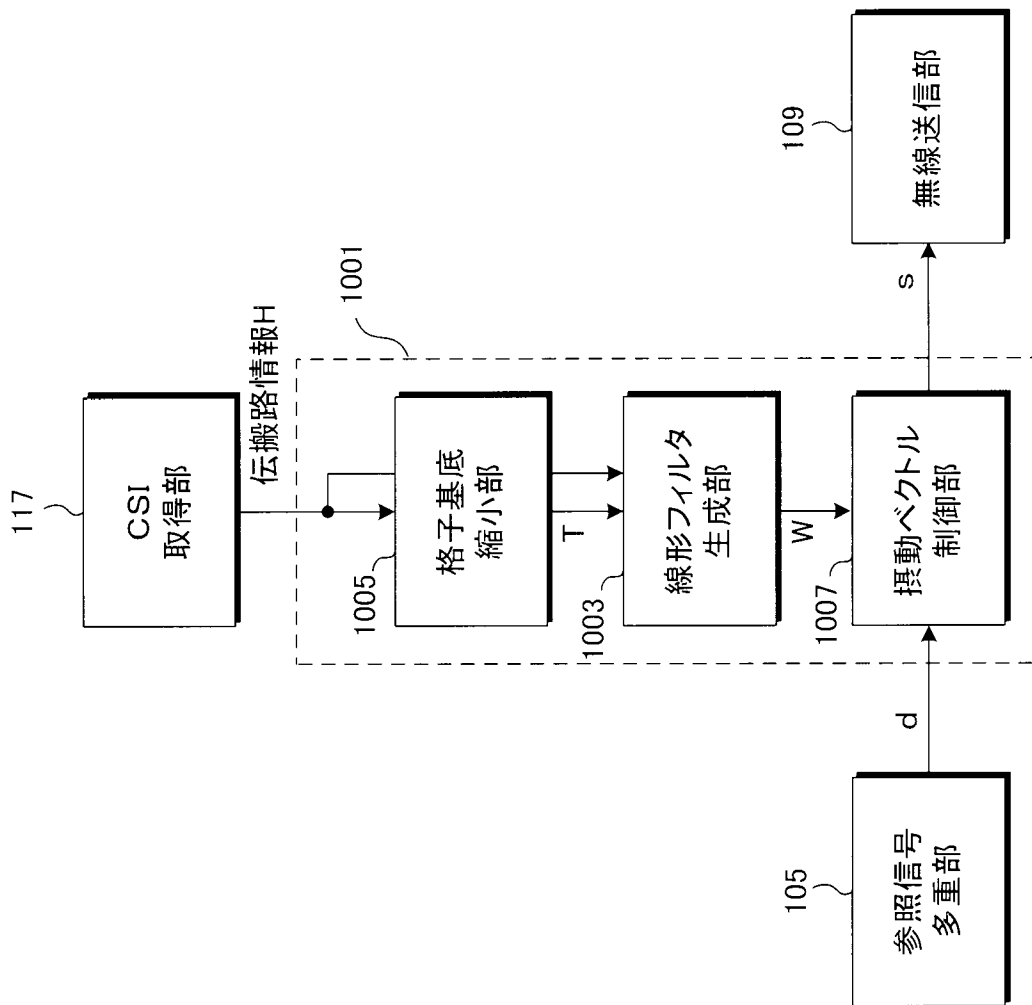
[図12]



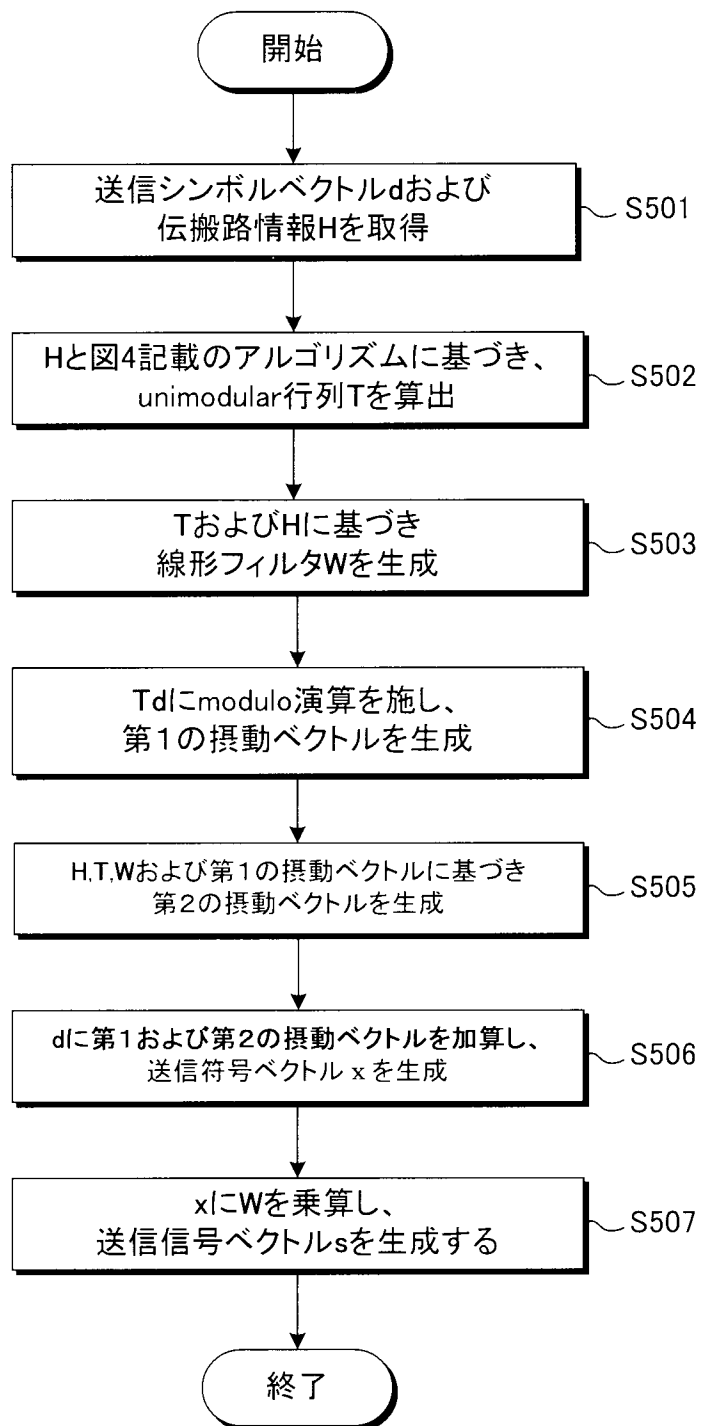
[図13]



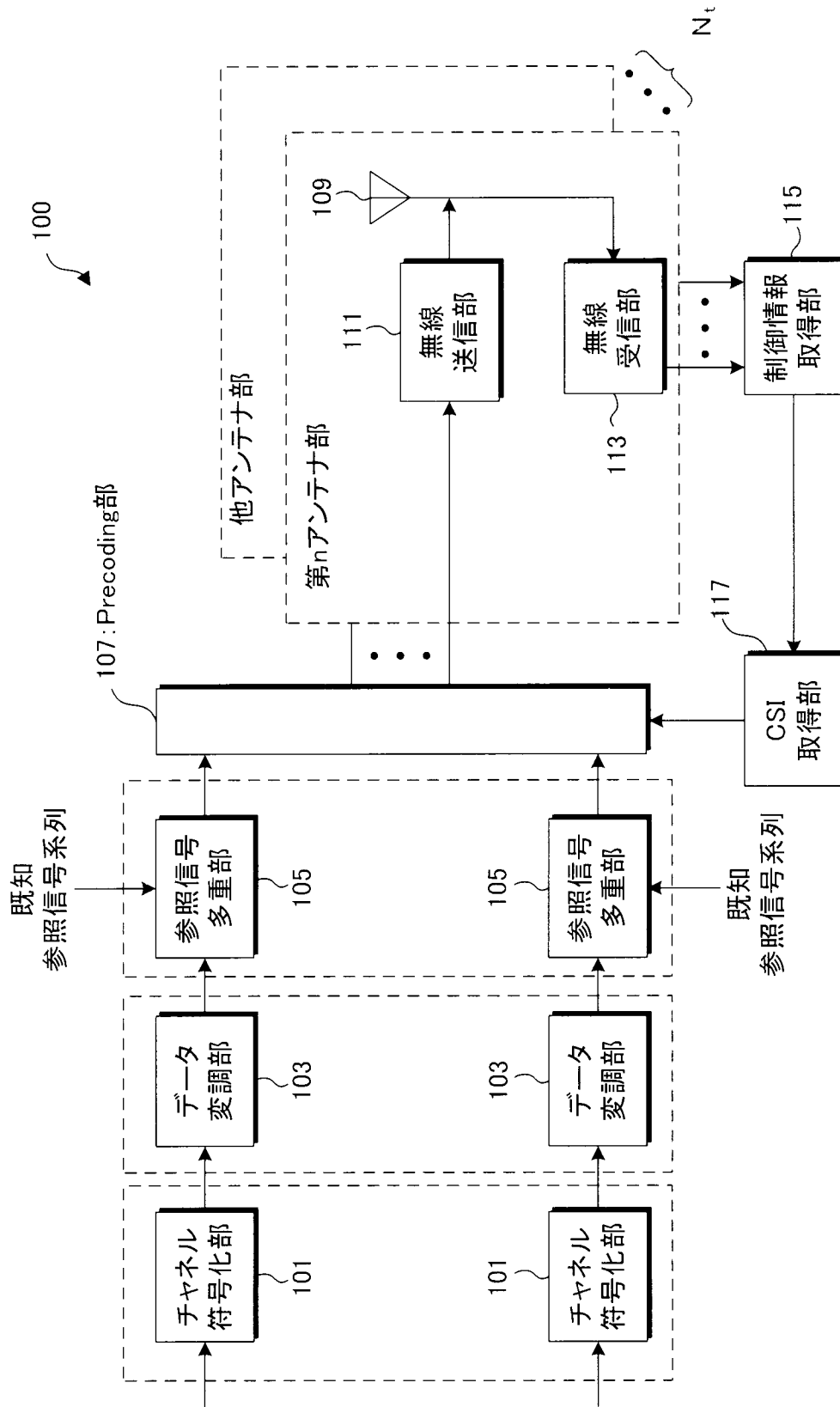
[図14]



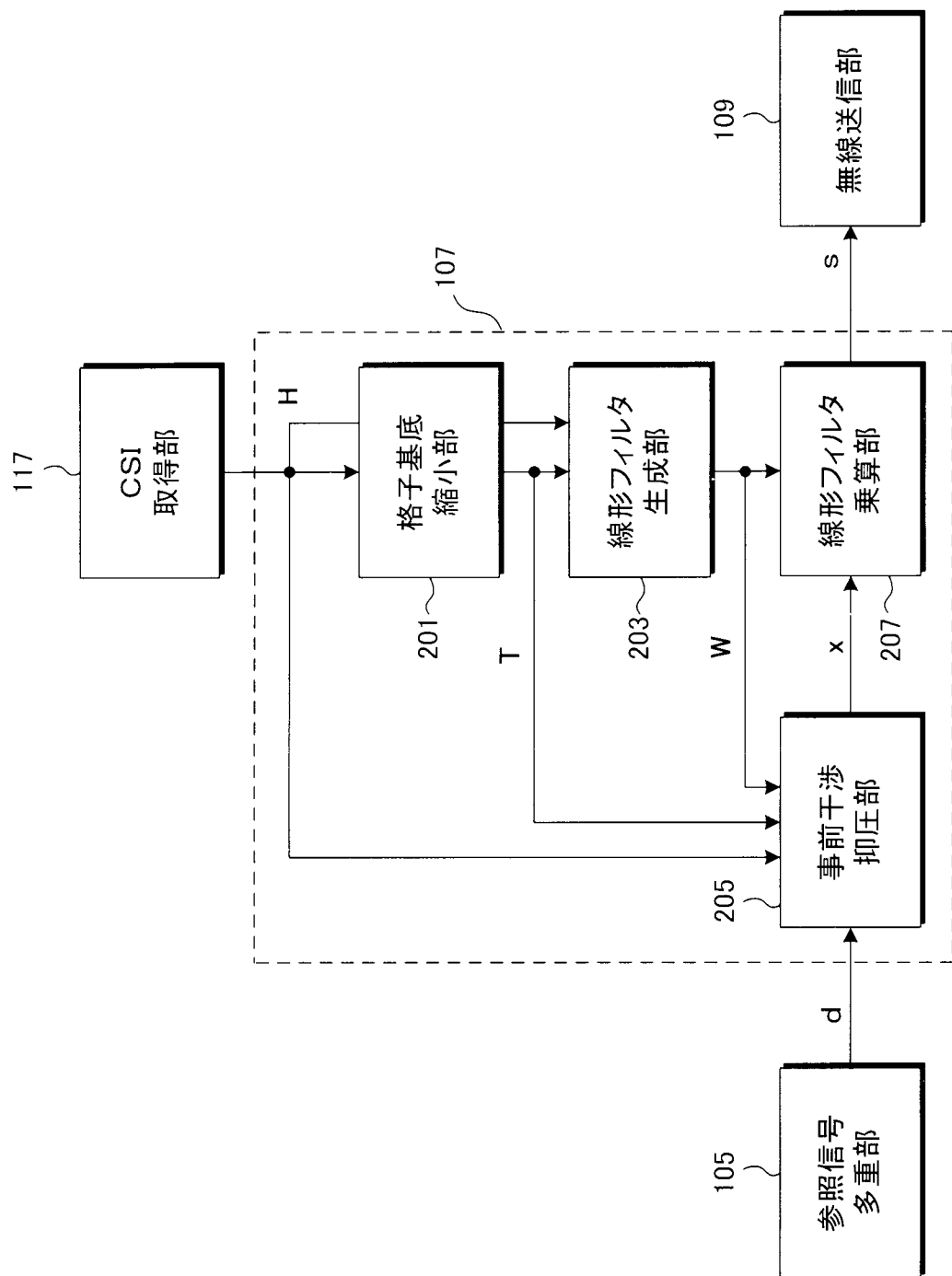
[図15]



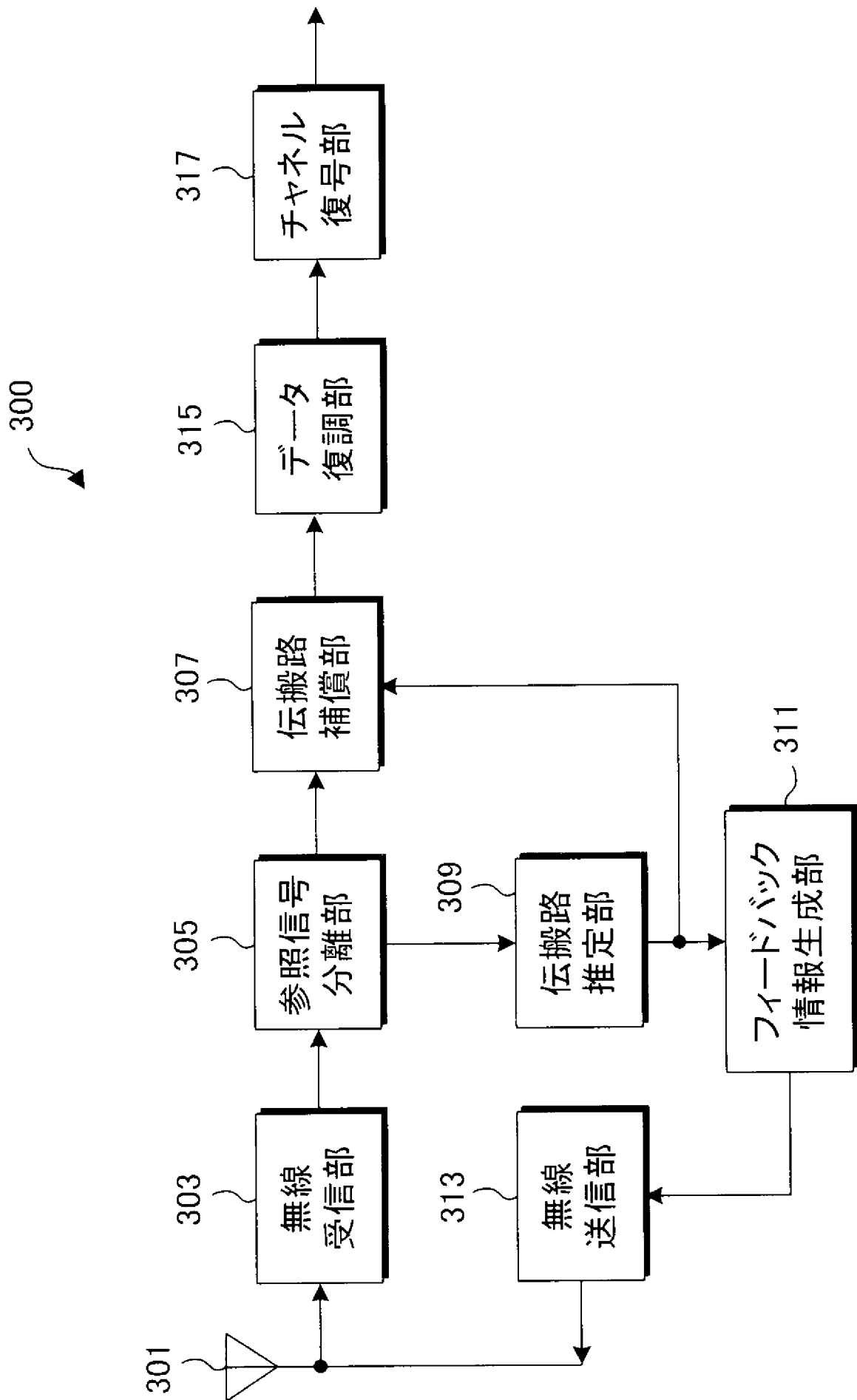
[図16]



[図17]



[図18]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2012/060435

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04J99/00(2009.01)i, H04B7/04(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, H04B7/04, 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	1996-2012
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2012	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2012

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.
Y	Hiroshi NAKANO et al., "Joint Quasi-orthogonalization for Nonlinear Precoding MU-MIMO", IEICE Technical Report, RCS2010-183, The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, 09 December 2010 (09.12.2010), pages 145 to 150, chapter 3.2, fig. 1(b)	1-11
Y	JP 2009-507400 A (Toshiba Corp.), 19 February 2009 (19.02.2009), paragraph [0060]; fig. 4, 5 & US 2008/0019262 A1 & GB 2438663 A & EP 1863243 A1 & WO 2007/139237 A1 & CN 101213804 A	1-11

Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"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
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"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
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"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
"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)	"&" document member of the same patent family
"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	

Date of the actual completion of the international search 12 June, 2012 (12.06.12)	Date of mailing of the international search report 26 June, 2012 (26.06.12)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office	Authorized officer
Facsimile No.	Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2012/060435

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	Hiroshi NAKANO et al., "Adaptive THP Scheme Control for Downlink MU-MIMO Systems", IEICE Technical Report, RCS2009-293, The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, 24 February 2010 (24.02.2010), pages 203 to 208, fig. 5	2, 7, 8
A	Tomoyuki YAMADA et al., "Symbol-wise Precoding in Multiuser MIMO Downlink", IEICE Technical Report, RCS2010-205, The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, 13 January 2011 (13.01.2011), pages 37 to 42, chapter 3	1-11
A	Takeshi SAWADA et al., "A Consideration on THP-OFDM with No Modulo Arithmetic Device", IEICE Technical Report, CS2009-71, The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, 21 January 2010 (21.01.2010), pages 25 to 30, chapter 3	1-11

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H04J99/00(2009.01)i, H04B7/04(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 (IPC))

Int.Cl. H04J99/00, H04B7/04, 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	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2012年
日本国実用新案登録公報	1996-2012年
日本国登録実用新案公報	1994-2012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
Y	中野博史 他, 「非線形プレコーディング MU-MIMO に用いる一括基底準直交化法」, 電子情報通信学会技術研究報告, RCS2010-183, 社団法人電子情報通信学会, 2010.12.09, pp. 145-150, 第3.2章, 第1(b)図	1-11

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

12.06.2012

国際調査報告の発送日

26.06.2012

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)
 郵便番号100-8915
 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	3362
-----	------

電話番号 03-3581-1101 内線 3556

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
Y	JP 2009-507400 A (株式会社東芝) 2009. 02. 19 ，段落[0060]，第4，5 図 & US 2008/0019262 A1 & GB 2438663 A & EP 1863243 A1 & WO 2007/139237 A1 & CN 101213804 A	1-11
Y	中野博史 他，「送信方法を適応的に制御するダウンリンク MU-MIMO THP に関する提案」，電子情報通信学会技術研究報告，RCS2009-293， 社団法人電子情報通信学会，2010. 02. 24，pp. 203-208，第5 図	2, 7, 8
A	山田知之 他，「マルチユーザ MIMO 下り回線におけるシンボルワイ ズプリコーディング法」，電子情報通信学会技術研究報告， RCS2010-205，社団法人電子情報通信学会，2011. 01. 13，pp. 37-42， 第3 章	1-11
A	澤田岳志 他，「Modulo 演算を省き PAPR に制限がない THP-OFDM 方 式の性能評価」，電子情報通信学会技術研究報告，CS2009-71，社団 法人電子情報通信学会，2010. 01. 21，pp. 25-30，第3 章	1-11