

(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 10 月 26 日(26.10.2012)



(10) 国際公開番号

WO 2012/144313 A1

- (51) 国際特許分類:
H04J 99/00 (2009.01) H04J 11/00 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2012/058926
- (22) 国際出願日: 2012 年 4 月 2 日(02.04.2012)
- (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 2011-096183 2011 年 4 月 22 日(22.04.2011) 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 2 番 2 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): 中野 博史
(NAKANO Hiroshi). 留場 宏道(TOMEBA Hiromi-
chi). 小野寺 毅(ONODERA Takashi). ルイズデル
ガド アルバロ(RUIZ DELGADO Alvaro).
- (74) 代理人: 平木 祐輔, 外(HIRAKI Yusuke et al.); 〒
1056232 東京都港区愛宕 2 丁目 5 番 1 号 愛宕

グリーンヒルズMORIタワー32階 Tokyo
(JP).

- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保
護が可能): AE, AG, AL, AM, 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).

[続葉有]

(54) Title: FILTER CALCULATION DEVICE, TRANSMITTING DEVICE, RECEIVING DEVICE, PROCESSOR AND METH-
OD OF CALCULATING FILTER

(54) 発明の名称: フィルタ算出装置、送信装置、受信装置、プロセッサおよびフィルタ算出方法

[図3]

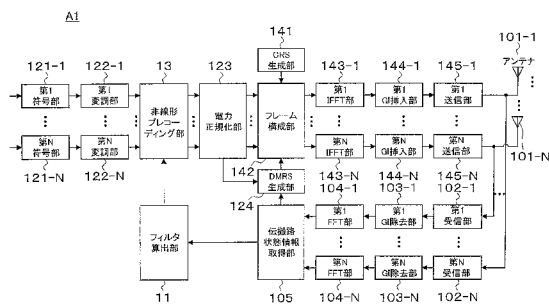


FIG. 3:
11 Filter calculating unit
13 Nonlinear precoding unit
101-1 Antenna
102-1 First receiving unit
102-N Nth receiving unit
103-1 First GI eliminating unit
103-N Nth GI eliminating unit
104-1 First FFT unit
104-N Nth FFT unit
105 Information acquiring unit for state of propagation path
121-1 First coding unit
121-N Nth coding unit
122-1 First modulation unit
122-N Nth modulation unit
123 Power normalizing unit
124 DMRs generating unit
141 CRS generating unit
142 Frame configuration unit
143-1 First FFT unit
143-N Nth FFT unit
144-1 First GI insertion unit
144-N Nth GI insertion unit
145-1 First transmitting unit
145-N Nth transmitting unit

(57) Abstract: The present invention provides a filter calculation device comprising a first equalization filter calculating unit for generating at least a first transformation matrix and a first triangular matrix on the basis of a state of a propagation path in a first channel, a first quasi-orthogonalization unit for calculating a first unimodular matrix on the basis of said first triangular matrix, and a second equalization filter calculating unit for generating at least a second transformation matrix and a second triangular matrix on the basis of a state of a propagation path in a second channel and said first unimodular matrix.

(57) 要約: 第1のチャネルの伝搬路状態に基づいて、少なくとも第1の変換行列と第1の三角行列を生成する第1の等化フィルタ算出部と、前記第1の三角行列に基づいて第1のユニモジュラ行列を算出する第1の準直交化部と、第2のチャネルの伝搬路状態と前記第1のユニモジュラ行列に基づいて、少なくとも第2の変換行列と第2の三角行列を生成する第2の等化フィルタ算出部と、を有することを特徴とするフィルタ算出装置。



添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

明 細 書

発明の名称：

フィルタ算出装置、送信装置、受信装置、プロセッサおよびフィルタ算出方法

技術分野

[0001] 本発明は、フィルタ算出装置、送信装置、受信装置、プロセッサおよびフィルタ算出方法に関する。

背景技術

[0002] <MIMO>

近年、限られた周波数帯域で無線データ通信の高速化を実現するため、周波数利用効率向上のための研究が多くなされてきた。その中でも、複数のアンテナを同時に利用することにより、単位周波数当たりの伝送容量を増やすMIMO (Multi-Input Multi-Output ; 多入力多出力) 技術は注目を浴びている。

[0003] <LP MU-MIMO>

MIMOには、基地局 (Base Station: BS) が1つの端末 (Mobile Station: MS) に同一時刻・同一周波数で複数の信号を送信するSingle-User MIMO (SU-MIMO) と、異なる端末装置に同一時刻・同一周波数で信号を送信するMulti-User MIMO (MU-MIMO) がある。

[0004] SU-MIMOは、端末装置が持つアンテナ数より多くのストリームを多重できないため、最大ストリーム数は端末装置の物理的なアンテナ数により制限される。一方で、基地局装置は端末装置よりも多くのアンテナを持つことができるため、基地局装置の余ったアンテナを最大限活かすためには、MU-MIMOも必須となる。既にLTEやLTE-Advancedでは、線形プレコーディング (Linear Precoding: LP) を用いたダウンリンク (Downlink: DL) MU-MIMOが仕様化されて

いる（非特許文献1 参照）。

[0005] <NLP MU-MIMO>

しかし、LPを用いたMU-MIMO (LP MU-MIMO) は、基地局装置が線形フィルタを乗算することで、送信信号を直交させて、端末装置間の干渉 (Multi-User Interference: MUI) を除去しなければならず、空間多重できる端末装置の組み合わせの柔軟性が低下してしまう。

[0006] 一方で、空間多重を実現する別の方法として、非線形プレコーディング (Nonlinear Precoding: NLP) MU-MIMOが提案されている。NLP MU-MIMOにおいて端末装置は、受信信号を同相成分 (In-phase channel: I-ch) と直交成分 (Quadrature channel: Q-ch) の方向に、一定の幅 (Modulo幅) の整数倍だけ平行移動した点を同一の点とみなすModulo演算を行う。これにより、基地局装置は、Modulo幅の任意の整数倍の信号 (摂動ベクトル) を変調信号に加算可能となるため、送信電力が小さくなるように摂動ベクトルを適切に選択して各端末装置宛の信号に加算する (非特許文献2 参照)。

[0007] <VP MU-MIMO>

端末装置が受信信号に対してModulo演算を施すと、基地局装置は、各変調信号に対してModulo幅の任意の整数倍の信号を加算する自由度を得ることがきる。この加算可能な信号を摂動ベクトル (Perturbation Vector) と呼ぶ。そして、この摂動ベクトルのうち最も電力効率を改善するものを、空間多重する全ての端末装置の伝搬路状態を考慮して、全探索する方法がVP (Vector Perturbation) MU-MIMO方式である。VP MU-MIMOは基地局装置の演算量が大きいものの、フル送信ダイバーシチ利得を得ることができ、非常に良好な特性を示すNLP MU-MIMO方式である (非特許文献2 参照)。

[0008] <THP MU-MIMO>

VP MU-MIMOと異なり、各端末装置が受けるユーザ間干渉を考慮して、逐次的に各端末装置宛の信号に加算する摂動ベクトルを算出する方法をTHP MU-MIMOと呼ぶ。THP MU-MIMOは基地局装置の送信処理の複雑度が低いものの、全端末装置でフル送信ダイバーシチを得ることができない（非特許文献2参照）。

[0009] <Ordering THP MU-MIMO>

なお、THP MU-MIMOは、空間多重する端末装置が受ける干渉を、端末装置毎に順番に除去して行くが、この干渉除去順を最適化することにより、特性を上げることが出来る。その中でも、良好な特性を示す技術に、Vertical-Bell Laboratories Space-Time THP (VBLAST-THP) という技術がある（非特許文献3参照）。またVBLAST-THPの演算量を低減する技術としてSorted QR Decomposition (SQRD: ソート付きQR分解) -THPという技術がある（非特許文献3参照）。

[0010] <LR-THP>

また、THP MU-MIMOに、格子基底縮小 (Lattice Reduction: LR) という処理を加えることで、VP MU-MIMOより少ない演算量でフル送信ダイバーシチ利得を得ることができる方法がLR-THPである。格子基底縮小アルゴリズムとして、LLL-Algorithm (Lenstra-Lenstra-Lovasz Algorithm: LLLA) を用いる方法や一括基底準直交化法 (Joint Quasi-Orthogonalization: JQO) を用いる方法が提案されている（非特許文献3および非特許文献4参照）。

[0011] <LR-DFE>

非特許文献5は、SU-MIMOにおけるLRを用いた判定帰還型等化処理 (Decision Feedback Equalizer: DFE) すなわちLR-DFEについて記載している。LR-DFEは受信側の技術であるが、LRを行ってから逐次信号検出を行う等化技術であり、フィルタ

算出処理はLR-THPと類似している。LR-DFEは、受信側で、伝搬路行列の直交性をLRによって高めてから、従来のDFEを行うことで特性を向上させる技術である（非特許文献5参照）。

[0012] <SQRD-LLLA>

LR-THPおよびLR-DFEに共通するLRにはLLLAが用いられることが多いが、このLLLAの演算量を削減する方法として提案されているアルゴリズムにSQRD-LLLAというものがある。SQRD-LLLAは、LLLAを行う前段に、MIMOチャネルを示す伝搬路行列に対してソート付きQR分解（SQRD）を行う。ここでSQRDは、伝搬路行列を、ユニタリ行列と左上に行くほど小さくなるような傾向を持つ三角行列に分解するアルゴリズムである。このSQRDをLLLAの前に行うことでLLLAの演算量を削減する（非特許文献5参照）。

[0013] <Adaptive LLL-algorithm (ALLL)>

LLLAの演算量を削減する方法として提案されているアルゴリズムにAdaptive LLL-algorithm (ALLL)というものがある。ALLLは、複数の時間的に連続するシンボルのMIMOを想定した技術である。各シンボルのチャネルの状態を表す伝搬路行列に、個別にLLLAを行うよりも、1つ前のシンボルのLLLAの結果を利用して、次のシンボルのLLLAの演算量を減らすアルゴリズムである（非特許文献6参照）。

先行技術文献

非特許文献

[0014] 非特許文献1: 3GPP Technical Specification
36.211 v8.9.0.

非特許文献2: B. M. Hochwald, C. B. Peel, A. L. Swindlehurst, "A Vector-Perturbation Technique for Near-Capacity Multiantenna Multiuser Communication - P

art II Perturbation," IEEE Transactions on Communications, Vol. 53, No. 3, pp. 537-544, March 2005.

非特許文献3: 中野博史, 留場宏道, ルイズデルガドアルバロ, 小野寺毅, 窪田稔, "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," 信学技報RCS2010-183, Dec. 2010.

非特許文献4: F. Liu, L. Jiang, C. He, "Low complexity lattice reduction aided MMSE precoding design for MIMO systems," Proceedings of ICC 2007, pp. 2598-2603, June 2007.

非特許文献5: D. Wubben, R. Bohnke, V. Kuhn, K-D. Kammeyer, "Near-Maximum-Likelihood Detection of MIMO Systems using MMSE-Based Lattice Reduction," IEEE Conference on Communications, vol. 2, pp. 798-802, June 2004.

非特許文献6: A. T. Murray, S. R. Weller, "Performance and Complexity of Adaptive Lattice Reduction in Fading Channels," Communications Theory Workshop, AusCTW 2009, pp. 4-7, Feb 2009.

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0015] DL MU-MIMOにおけるLR-THP方式は、まず伝搬路行列Hに対してLRを施すことで直交性が高い等価伝搬路行列Gに変換し、LRの後に、等価伝搬路Gに対して逐次的な干渉除去方式であるTHPを行うことで、通常のTHPよりも電力効率良く、各端末装置宛に信号を送信する。伝搬

路行列 H は、各サブキャリア単位で異なるため、 $LR-THP$ に用いるフィルタ算出処理をサブキャリア数分だけ行う必要がある。このフィルタ算出処理は大きな演算量がかかり、非特許文献3・4・5等の LR の演算量低減技術を用いても $LR-THP$ の実用化における問題になっていた。

[0016] また非特許文献5に記載されているような、 $SUMIMO$ の LR 処理を用いた $D F E$ 処理($LR-D F E$)においても、各サブキャリアで LR および $D F E$ に用いるフィルタを算出する必要があり、演算量が大きかった。

[0017] 本発明は係る事情に鑑みてなされたものであり、 $LR-THP$ および $LR-D F E$ のフィルタ算出処理の演算量を低減することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0018] 本発明の一観点によれば、第1のチャンネルの伝搬路状態に基づいて、少なくとも第1の変換行列と第1の三角行列を生成する第1の等化フィルタ算出部と、前記第1の三角行列に基づいて第1のユニモジュラ行列を算出する第1の準直交化部と、第2のチャンネルの伝搬路状態と前記第1のユニモジュラ行列に基づいて、少なくとも第2の変換行列と第2の三角行列を生成する第2の等化フィルタ算出部と、を有することを特徴とするフィルタ算出装置が提供される。

[0019] 前記第1の変換行列は、前記第1のチャンネルを準直交化する第2のユニモジュラ行列と、前記第1の等化フィルタ算出部が算出する第1の置換行列と、の積で表されることが好ましい。前記第1のチャンネルと前記第2のチャンネルは、周波数領域で互いに隣接するチャンネルであっても良いし、時間領域で互いに隣接するチャンネルであっても良い。

[0020] 前記第1のチャンネルに隣接し、かつ前記第2のチャンネルと異なる第3チャンネルの伝搬路状態と、第1のユニモジュラ行列に基づいて、第3の変換行列と第3の三角行列を生成する第3の等化フィルタ算出部を有することが好ましい。

[0021] また、本発明は、複数の受信装置に対してそれぞれ異なる信号を同一周波数で同一時刻に送信する送信装置であって、上記のいずれか1に記載のフィ

ルタ算出装置を有し、前記第1の変換行列と前記第1の三角行列とに基づいて、第1のチャンネルで送信する前記信号に対して非線形プレコーディングを施し、前記第2の変換行列と前記第2の三角行列とに基づいて、第2のチャンネルで送信する前記信号に対して非線形プレコーディングを施す非線形プレコーディング部と、前記非線形プレコーディング部による非線形プレコーディング後の信号を送信する送信部と、を有することを特徴とする送信装置である。

[0022] 上記において、通信帯域を複数の分割帯域に分割し、前記分割帯域各々に前記フィルタ算出装置を用いてフィルタ算出を行うことが好ましい。前記分割帯域を、チャンネル同士の伝搬路状態の相関によって決定するようにすると良い。

[0023] また、本発明は、送信装置が同一周波数で同一時刻に送信した複数の異なる信号を受信する受信装置であって、上記のいずれか1に記載のフィルタ算出装置を有し、前記第1の変換行列と前記第1の三角行列とに基づいて、第1のチャンネルで受信した前記信号に対して判定帰還型信号検出を行い、前記第2の変換行列と前記第2の三角行列とに基づいて、第2のチャンネルで送信する前記信号に対して判定帰還型信号検出を行うLRDFE部と、を有することを特徴とする受信装置である。

[0024] また、本発明は、第1のチャンネルの伝搬路状態に基づいて、第1の変換行列と第1の三角行列を生成する第1の等化フィルタ算出部と、前記第1の変換行列と前記第1の三角行列とに基づいて第1のユニモジュラ行列を算出する第1の準直交化部と、第2のチャンネルの伝搬路状態と前記第1のユニモジュラ行列に基づいて、第2の変換行列と第2の三角行列を生成する第2の等化フィルタ算出部と、を有することを特徴とするプロセッサである。

[0025] 本発明の他の観点によれば、第1のチャンネルの伝搬路状態に基づいて、第1の変換行列と第1の三角行列を生成する第1の等化フィルタ算出ステップと、前記第1の変換行列と前記第1の三角行列とに基づいて第1のユニモジュラ行列を算出する第1の準直交化ステップと、第2のチャンネルの伝搬路状

態と前記第 1 のユニモジュラ行列に基づいて、第 2 の変換行列と第 2 の三角行列を生成する第 2 の等化フィルタ算出ステップと、を有することを特徴とするフィルタ算出方法である。

[0026] 本発明は、フィルタ算出方法をコンピュータに実行させるためのプログラム、当該プログラムを記録するコンピュータ読みとり可能な記録媒体であっても良い。

[0027] 本明細書は本願の優先権の基礎である日本国特許出願 2011-096183 号の明細書および／または図面に記載される内容を包含する。

発明の効果

[0028] 本発明によれば、LR-THP および LR-DFE のフィルタ算出処理の演算量を低減することができる。

図面の簡単な説明

[0029] [図1]本発明の第 1 の実施形態に係る通信システム 1 の一例を示す概念図である。

[図2]本実施形態に係る通信システム 1 の動作の一例を示すシーケンス図である。

[図3]本実施形態に係る基地局装置 A 1 の一構成例を示す機能ブロック図である。

[図4]非線形プレコーディング部 13 の構成例を示す図である。

[図5]非線形プレコーディング部 13 の動作を示すフローチャートを示した。

[図6]図 6 は、 $N = 4$ のときの本実施形態に係るフレームの構成の一例を示す概略図である。

[図7]フィルタ算出部 11 内の詳細な構成部分の動作（初回フィルタ算出部 110-1 の動作と、連結フィルタ算出部 110-2 ~ N_{SC} の動作）を示す図である。

[図8]準直交化部 112-1 ~ 112- N_{SC} および THP フィルタ算出部 113-1 ~ 113- N_{SC} をそれぞれ 1 つの構成部分で実装し、各サブキャリアで準直交化部と THP フィルタ算出部を繰り返し使った例を示す図である。

[図9]中間のサブキャリア k_{sc} に対応する初回フィルタ算出部F 3で計算した後、T H P用三角行列 R_T および変換行列Tを周波数が1つ高いサブキャリアと1つ低いサブキャリアに対応する連結フィルタ算出部F 2、F 4に入力し、以降、順番に周波数が高いサブキャリアと低いサブキャリアについて連結フィルタ算出部F 1、F 5、…で演算を行う構成を示す図である。

[図10]初回フィルタ算出部を、互いに異なるサブキャリア k_{sc} とサブキャリア m_{sc} に対して初回フィルタ算出部F 1 2、F 1 5を配置し、各隣接サブキャリアに対して連結フィルタ算出部F 1 1、1 3、F 1 4、1 6を配置した図である。

[図11]S Q R Dの手順を示す図である。

[図12]準直交化部の準直交化処理を行ってユニモジュラ行列を算出する手順を示す図である。

[図13]T H Pフィルタ算出部1 1 3-1の動作を示す図である。

[図14]サブキャリア1に関する伝搬路行列HにL R（この場合はL L L-A l g o r i t h m）を施して得たユニモジュラ行列U（伝搬路行列Hを直交性が高い等価伝搬路行列Gに変換するための行列）を隣のサブキャリア2におけるL R処理の入力値の生成に用いることで準直交化の演算量を削減した図である。

[図15]本実施形態に係る端末装置B nの一構成例を示す機能ブロック図である。

[図16]時間方向にもT H P用三角行列 R_T と変換行列Tを再利用していく様子を示す図である。

[図17]本実施形態の効果について、コンピュータシミュレーションの結果を示す図である。

[図18]本実施形態に係る基地局装置A 2の構成を示す概略ブロック図である。

[図19]本実施形態に係る端末装置Cの構成を示す概略ブロック図である。

[図20]フィルタ算出部4 0 6の詳細なブロック図を示す図である。

[図21]本発明の変形例に係るフィルタ算出部11の構成を示した図である。

[図22]DFEフィルタ算出部413-1の詳細な動作を表す図である。

[図23]LR-DFE部の詳細な動作を示す図である。

[図24]図14と対比可能な形で示した本実施形態に係るフィルタ算出部11の概要図である。

[図25]準直交化部における処理の変形例を示す図である。

[図26]図13に基づくSQRD-THPのアルゴリズムをVBLAST-THPに換えて示した図である。

発明を実施するための形態

[0030] (実施形態1)

本実施形態は、DL MU-MIMOにおいてLR-THPの演算量を削減する方法について開示する。

[0031] <通信システム1について>

図1は、本発明の第1の実施形態に係る通信システム1の一例を示す概念図である。通信システム1は、基地局装置A1、および、第1から第Nまでの端末装置B1～BNを具備する。図1は、一例として、基地局装置A1が、第1から第4までの端末装置B1、B2、B3、およびB4を選択した場合の例(N=4)を示す図である。まず、基地局装置A1は、共通参照信号(Common Reference Signal: CRSと称する)を送信する。なお、CRSは、基地局装置A1と端末装置B1～B4とが、その信号点(基準信号)を予め記憶する信号である。端末装置B1～B4各々は、基地局装置A1が送信したCRSに基づいて伝搬路状態を推定し、推定した伝搬路状態の値を予め定めた値で近似する。端末装置B1～B4の各々は、近似した伝搬路状態の値を示す伝搬路状態情報を、基地局装置A1に通知する。

[0032] 基地局装置A1は、端末装置B1～端末装置B4に対して、DMRS(Demodulation Reference Signal: 復調用参照信号)およびデータ信号を送信する。ここで、基地局装置A1は、データ信

号に対して、非線形プレコーディングを施し、非線形プレコーディング後のデータ信号を送信する。また、端末装置B 1～端末装置B 4に対して、DMRSも送信する。

[0033] 多重された端末装置B 1～端末装置B 4は、基地局装置A 1から受信したDMRSに基づいて、非線形プレコーディング処理を伝搬路の一部とみなした等価伝搬路（以下、単に「等価伝搬路」と称する）の伝搬路状態を推定し、推定した等価伝搬路の伝搬路状態を示す等価伝搬路状態情報に基づいてデータ信号を検出する。

[0034] 図2は、本実施形態に係る通信システム1の動作の一例を示すシーケンス図である。この図では、図1の場合の通信システム1の動作を示す図である。

[0035] （ステップS 1 0 1）基地局装置A 1は、CRSを送信する。その後、ステップS 1 0 2に進む。

[0036] （ステップS 1 0 2）端末装置B 1～B 4は、ステップS 1 0 1で送信され受信したCRSに基づいて伝搬路状態を推定する。その後、ステップS 1 0 3に進む。

[0037] （ステップS 1 0 3）端末装置B 1～B 4は、ステップS 1 0 2で推定した伝搬路状態に基づいて伝搬路状態を示す伝搬路状態情報を算出する。その後、ステップS 1 0 4に進む。

[0038] （ステップS 1 0 4）端末装置B 1～B 4は、ステップS 1 0 3で算出した伝搬路状態情報を、基地局装置A 1へ通知する。その後、ステップS 1 0 5に進む。

[0039] （ステップS 1 0 5）基地局装置A 1は、ステップS 1 0 4で通知された伝搬路状態情報に基づいて、データ信号に対して、非線形プレコーディングを施す。その後、ステップS 1 0 6に進む。

[0040] （ステップS 1 0 6）基地局装置A 1は、DMRSを、端末装置B 1～端末装置B 4へ送信する。その後、ステップS 1 0 7に進む。

[0041] （ステップS 1 0 7）端末装置B 1～端末装置B 4は、ステップS 1 0 6で

送信されたDMRSに基づいて、基地局装置A1における非線形プレコーディングも含めた等価伝搬路の伝搬路状態を推定する。その後、ステップS108に進む。

[0042] (ステップS108) 基地局装置A1は、ステップS105で生成したデータ信号を、各端末装置B1～端末装置B4へ送信する。その後、ステップS109に進む。

[0043] (ステップS109) 各端末装置Bnは、ステップS107で推定した等価伝搬路の伝搬路状態を示す等価伝搬路状態情報に基づいて、データ信号を検出して取得する。

[0044] 以下、各端末装置B1～BN (図1・図2ではN=4) を代表して端末装置Bnと称する。N=4以外も同様である。また、端末装置Bnと記載して説明する場合には、各端末装置B1～BNが同様の動作を行うことを示す。なお、「受信部102-n」などのように、変数nを用いて各構成部分の動作を説明する時は、受信部102-1、受信部102-2、…、受信部102-Nの各受信部102-nが、同じ動作を行うことを意味する。他の構成部分についても同様の方法で記載する。例えば、代表して第n番目の構成部分XYZ-nについての動作を説明する場合、これは第1～N番目の構成部分XYZ-1～XYZ-Nそれぞれが同じ動作をすることを示す。

[0045] <基地局装置A1について>

図3は、本実施形態に係る基地局装置A1の一構成例を示す機能ブロック図である。この図において、基地局装置A1は、アンテナ101-1～101-N、第1から第Nまでの受信部102-1～102-N、第1から第NまでのGI (Guard Interval; ガードインターバル) 除去部103-1～103-N、第1から第NまでのFFT (Fast Fourier Transform; 高速フーリエ変換) 部104-1～104-N、伝搬路状態情報取得部105、フィルタ算出部11、第1から第Nまでの符号部121-1～121-N、第1から第Nまでの変調部122-1～122-N、電力正規化部123、DMRS生成部124、非線形プレコーデ

ィング部13、CRS生成部141、フレーム構成部142、第1から第NまでのIFFT (Inverse Fast Fourier Transform; 逆高速フーリエ変換) 部143-1~143-N、第1から第NまでのGI挿入部144-1~144-N、および、第1から第Nまでの送信部145-1~145-Nを含んで構成される。

[0046] 尚、図3の基地局装置A1は、N本のアンテナ101-1~101-Nを備え、N個の端末装置を多重する場合の基地局装置である（例えば、図1、2の例では、 $N=4$ ）。また、図3の基地局装置A1では、一例として上りリンクおよび下りリンクともに直交周波数分割多重 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) 方式を用いる場合について説明するが、本発明はこれに限らず、OFDMではない周波数分割多重 (Frequency Division Multiplexing: FDM) 方式を用いてもよい。

[0047] 受信部102-nは、アンテナ101-nを介して、各端末装置Bnから送信された信号（搬送波周波数の信号）を受信する。この信号には、伝搬路状態情報が含まれる。受信部102-nは、受信した信号をダウンコンバージョンし、A/D（アナログ/デジタル）変換することで、ベースバンドのデジタル信号を生成する。受信部102-nは、生成したデジタル信号をGI除去部103-nに出力する。

[0048] GI除去部103-nは、受信部102-nから入力されたデジタル信号からGIを除去し、除去後の信号をFFT部104-nに出力する。

[0049] FFT部104-nは、GI除去部103-nから入力された信号に対して、FFTを行うことで、周波数領域の信号を生成する。FFT部104-nは、生成した周波数領域の信号を伝搬路状態情報取得部105に出力する。

[0050] 伝搬路状態情報取得部105は、FFT部104-nから入力された信号を復調し、復調した情報から伝搬路状態情報を抽出する。伝搬路状態情報取得部105は、伝搬路状態情報からサブキャリア毎に伝搬路行列Hを構成す

る。ここで、 n_1 番目の端末装置 B_{n_1} の伝搬路状態情報は、複素数の成分を持つ N 次元行ベクトルで表す。この行ベクトルの第 n_2 成分は、基地局装置の n_2 番目のアンテナ $101 - n_2$ と端末装置 B_{n_1} 間の伝搬路の複素利得を示す。伝搬路状態情報取得部 105 は、各行ベクトルを全端末装置 $B_1 \sim B_N$ について各行に順番に並べることで伝搬路行列 H を生成する。 H は、 N 行 N 列の行列であり、 n_1 行 n_2 列成分が、 n_1 番目の端末装置 B_{n_1} と基地局装置の n_2 番目のアンテナ $101 - n_2$ の間の伝搬路の複素利得を示す（ここで n_1 と n_2 は 1 から N までの任意の整数である）。

[0051] なお、後述するように、各端末装置 B_n は、伝搬路状態情報を示す行ベクトルについて、ノルムの正規化や近似を行ってから基地局装置 A_1 に通知しても良い。このとき、伝搬路状態情報取得部 105 は、各端末装置 B_n から通知された行ベクトルを用いて伝搬路行列 H を生成する。

[0052] 伝搬路状態情報取得部 105 は、生成したサブキャリア毎の伝搬路行列 H をフィルタ算出部 11 と DMRS 生成部 124 に入力する。なお、ここでは、一例としてサブキャリア毎に伝搬路行列 H を取得する場合について示したが、あらかじめ決められた複数の連続するサブキャリア（サブチャネル）単位で 1 つずつ伝搬路行列 H を取得しても良い。

[0053] なお、FFT 部 104 - n が出力する信号のうち、伝搬路状態情報の信号以外の信号は、制御部 C （図示せず）で復調される。復調された情報のうち制御情報は、基地局装置 A_1 の制御に用いられ、また、制御情報以外のデータは他の基地局装置やサーバ装置等へ送信される。

[0054] フィルタ算出部 11 は、伝搬路状態情報取得部 105 から入力されたサブキャリア毎の伝搬路行列 H に基づいて、非線形プレコーディングに用いるフィルタを算出する。フィルタ算出部 11 では、複数のサブキャリアについて一度にフィルタを算出する。

[0055] 本実施の形態では、隣接する周波数に対応する伝搬路行列 H は互いに相関を持った（互いに似た）伝搬路行列となっていることを利用してフィルタ算出に要する演算量を削減する。すなわち、ある 1 つのサブキャリアについて

のフィルタを演算する過程で得られる情報を他のサブキャリアに再利用することで、全サブキャリアについて独立にフィルタを算出するよりも演算量を低減することができる。詳細な動作については後述する。

[0056] フィルタ算出部 11 は、算出した各サブキャリアに対応するフィルタを、非線形プレコーディング部 13 に入力する。

[0057] 符号部 121-n には、各端末装置 B n 宛（例えば、図 1、2 の例では、 $N=4$ ）の情報ビット（データ）が入力される。符号部 121-n は、入力された情報ビットを誤り訂正符号化し、符号化後の符号化ビットを変調部 122-n に出力する。

[0058] 変調部 122-n は、符号部 121-n から入力された符号化ビットを変調することで、端末装置 B n 宛のデータ信号を生成する。変調部 122-n は、生成したデータ信号を非線形プレコーディング部 13 に入力する。

[0059] 非線形プレコーディング部 13 は、入力された全データ信号を、各端末装置 B n 宛のデータ信号を 1 つずつ含むグループに分けて、当該グループを送信する OFDM シンボルおよびサブキャリアを決める。例えば、図 6 に示したようなフレームフォーマットに従って OFDM シンボルおよびサブキャリアの関係付けを行う。図 6 は、 $N=4$ のときの本実施形態に係るフレームの構成の一例を示す概略図である。この図は、フレーム構成部 142 が信号をマッピングしたフレームの構成を示す。図 6 の $t_1, t_2, t_3, t_4, t_5, \dots$ は、各 OFDM シンボルの送信タイミングを示し、 $f_1, f_2, f_3, f_4, f_5, \dots$ は、各サブキャリアを示す。ここで、図 6 の各マス目（ある 1 つの OFDM シンボルにおけるある 1 つのサブキャリアに相当）を「リソースエレメント」と呼ぶ。また、複数の連続するサブキャリアにおける連続する OFDM シンボルに対応するリソースエレメント全体（例えば図 6 に示されたリソースエレメント全体）を「リソースブロック」と呼ぶ。図 6 は、白い（無地の）マス目で示したリソースエレメントの部分がデータ信号を送信するリソースエレメントを示し、他の部分が CRS と DMRS を送信するリソースエレメントを示す。また図 6 の縦方向（周波数軸方向）は各サブキャリアを表

し、横方向（時間軸方向）は各OFDMシンボルを表す。

[0060] 非線形プレコーディング部13は、図6に示したフレームフォーマットに従って、各グループのデータ信号を送信するリソースエレメントを決定する。その後、各グループを送信するリソースエレメントに対応するサブキャリアに基づいて、当該グループに対して非線形プレコーディングを施す。非線形プレコーディング部13は、あるグループ内の各端末装置B_nのデータ信号をs_nとおき、全s₁～s_Nを各成分に持つ列ベクトルをsとし、フィルタ算出部11から入力されたフィルタを用いて当該データ信号sに対して非線形プレコーディングを施す。各グループに対して非線形プレコーディングを行うと、送信信号を表すN次元列ベクトルxが得られる。xの第n成分（n = 1, 2, …, N）は、それぞれアンテナ101-n（n = 1, 2, …, N）で送信する信号を示す。非線形プレコーディング部13は、信号xを電力正規化部123に入力する。

[0061] 電力正規化部123は、入力された非線形プレコーディング後のデータ信号xに基づいて電力正規化係数βを算出する。基地局装置A1は、送信電力を一定にするために、一定数のサブキャリアおよび一定数のOFDMシンボル（「電力正規化単位」と呼ぶ。）内のデータ信号の総送信電力を正規化する。電力正規化単位は、例えば図6に示したフレーム単位全体を示す。まず電力正規化部123は、非線形プレコーディング部13が算出した信号xの電力の電力正規化単位に亘る総和P_xを算出する。なお、ここで、信号xはデータ信号のみを表し、DMRSやCRSを含まない。電力正規化部123は、1つの電力正規化単位のデータ信号の送信に基地局装置A1が割り当て可能な総電力がP_{tr}であるとする、下式で電力正規化係数βを算出する。

[数1]

$$\beta = (P_{tr}/P_x)^{1/2} \quad (1-1)$$

[0062] 電力正規化部123は、算出した電力正規化係数βをデータ信号に乗算してデータ信号の電力正規化を行い、電力正規化後のデータ信号をフレーム構成部142に入力する。また電力正規化部123は、電力正規化係数βをD

MRS生成部124に入力する。

[0063] DMRS生成部124は、各端末装置B_n宛のDMRSを生成する。DMRSの生成方法は後述する。

[0064] CRS生成部141は、基地局装置A1と端末装置B_nで既知の信号点（基準信号）を有するCRSを生成し、生成したCRSをフレーム構成部142に出力する。

[0065] フレーム構成部142は、電力正規化部123から入力されたデータ信号、DMRS生成部124から入力されたDMRS、および、CRS生成部141から入力されたCRSをマッピングする。ここで、フレーム構成部142は、アンテナ101-n毎に予め定められた時間単位で、つまり、アンテナ101-n毎にフレーム単位で、信号をマッピングする。なお、フレーム構成部142は、データ信号、DMRS、およびCRSを別のフレームにマッピングしてもよいし、同じフレームにマッピングしてもよい。例えば、CRSのみを、あるフレームにマッピングし、DMRSおよびデータ信号を他のフレームにマッピングしてもよい。尚、基地局装置A1は、あらかじめ決められたマッピングに従って、CRS、DMRSおよびデータ信号をフレームにマッピングし、端末装置B_nは、上記のマッピングをあらかじめ把握しているものとする。

[0066] あらかじめ決められたマッピングの一例を、図6を用いて説明する。図6は、基地局装置A1がアンテナ101-n（図6においてはn=1~4）でCRS各々、DMRS、およびデータ信号を、フレーム構成部142で互いに異なるリソースエレメントに配置して送信することを示す。例えば、アンテナ101-1で送信されるCRS（「CRS1」と呼ぶ）は時間t₁に周波数f₁で送信し、アンテナ101-3で送信するCRS（「CRS3」と呼ぶ）は時間t₅に周波数f₄で送信する。他のアンテナ101-2で送信されるCRS（「CRS2」と呼ぶ）とアンテナ101-4で送信されるCRS（「CRS4」と呼ぶ）も同様に、図6に示したフレーム構成の例に従って送信する。

[0067] また、図6は、基地局装置A1が、各端末装置宛のDMRSを互いに異なるリソースエレメントに配置して送信することを示す。例えば、端末装置B1宛のDMRS（「DMRS1」と呼ぶ）は時間 t_1 に周波数 f_4 で送信し、端末装置B3宛のDMRS（「DMRS3」と呼ぶ）は時間 t_5 に周波数 f_1 で送信する。他の端末装置B2宛のDMRS（「DMRS2」と呼ぶ）と他の端末装置B4宛のDMRS（「DMRS4」と呼ぶ）も同様に、図6に示したフレーム構成の例に従って送信する。

[0068] また、図6は、フレーム構成部142が、図6においてデータ信号を示すリソースエレメントで、非線形プレコーディングを施したデータ信号を送信することを示す。つまり、同一周波数・同一時刻で、端末装置B1～BN宛の全データ信号を送信する。

[0069] なお、フレーム構成部142は、他の信号（例えば制御信号など）を、CRS、DMRS、およびデータ信号と異なるリソースエレメントに配置しても良い。このとき、基地局装置A1と端末装置Bnは制御信号が配置される場所をあらかじめ把握しているとする。

[0070] フレーム構成部142は、マッピング後の信号のアンテナ101-nで送信する信号を、IFFT部143-nに、フレーム単位で出力する。（ $n=1, 2, \dots, N$ まで同様の処理を行う。）

IFFT部143-nは、フレーム構成部142から入力された信号に対して、IFFTを行うことで、時間領域の信号を生成する。ここで、IFFT部143-nは、IFFTをフレーム単位で行う。IFFT部143-nは、生成した時間領域の信号をGI挿入部144-nに出力する。

[0071] GI挿入部144-nは、IFFT部143-nから入力された信号に対して、ガードインターバルを付与し、付与後の信号を送信部145-nに出力する。

[0072] 送信部145-nは、GI挿入部144-nから入力された信号（ベースバンドのデジタル信号）をD/A（デジタル／アナログ）変換する。送信部145-nは、変換後の信号をアップコンバージョンすることで搬送波周波

数の信号を生成する。送信部145-nは、生成した信号を、アンテナ101-nを介して送信する。

[0073] <端末装置B_nについて>

図15は、本実施形態に係る端末装置B_nの一構成例を示す機能ブロック図である。この図15において、端末装置B_nは、アンテナ201、受信部202、GI除去部203、FFT部204、信号分離部205、CRS用伝搬路推定部206、DMRS用伝搬路推定部207、伝搬路補償部208、Modulo演算部209、復調部210、復号部211、伝搬路状態情報生成部212、IFFT部213、GI挿入部214、および、送信部215を含んで構成される。

[0074] 受信部202は、アンテナ201を介して、基地局装置A1から送信された信号（搬送波周波数の信号）を受信する。受信部202は、受信した信号をダウンコンバージョンし、A/D（アナログ／デジタル）変換することで、ベースバンドのデジタル信号を生成する。受信部202は、生成したデジタル信号をGI除去部203に出力する。

[0075] GI除去部203は、受信部202から入力されたデジタル信号からGIを除去し、除去後の信号をFFT部204に出力する。

[0076] FFT部204は、GI除去部203から入力された信号に対して、FFTを行うことで、周波数領域の信号を生成する。FFT部204は、生成した周波数領域の信号を信号分離部205に出力する。

[0077] 信号分離部205は、基地局装置A1から通知されたマッピング情報に基づいて、FFT部204から入力された信号を分離する。信号分離部205は、分離した信号のうち、CRSをCRS用伝搬路推定部206に出力し、DMRSをDMRS用伝搬路推定部207に出力する。信号分離部205は、CRSおよびDMRS以外の信号（例えば、データ信号）を伝搬路補償部208に出力する。

[0078] CRS用伝搬路推定部206は、信号分離部205から入力されたCRSに基づいて伝搬路状態を推定し、推定した伝搬路状態を示す情報を伝搬路状

態情報生成部 212 に出力する。

[0079] 伝搬路状態情報生成部 212 は、CRS 用伝搬路推定部 206 から入力された伝搬路状態に基づいて伝搬路状態情報を生成する（伝搬路状態情報生成処理という）。ここでは、伝搬路状態情報は、基地局装置 A1 の各アンテナ 101-n と端末装置 Bn のアンテナ 201 との間の伝搬路の複素利得を各成分に持つ行ベクトルである。この行ベクトルを式で示すと、

[数2]

$$h_n = [h_{n1}, h_{n2}, \dots, h_{nN}] \quad (1-2)$$

[0080] と表すことが出来る。伝搬路状態情報生成部 212 は、伝搬路状態情報としてこの行ベクトル h_n を基地局装置 A1 に通知しても良いが、式 (1-2) のノルムを値 C_n に正規化した

[数3]

$$h_{norm-n} = C_n / |h_n| \times [h_{n1}, h_{n2}, \dots, h_{nN}] \quad (1-3)$$

[0081] を伝搬路状態情報としても良い。なお、値 C_n は、例えば全通信帯域の平均受信電力（フェージングの影響を除いたパスロスとシャドウイングとから求められる平均受信電力）の平方根でもよいし、他の値でもよい。また、式 (1-2) または式 (1-3) で表される行ベクトルを量子化または近似したものを伝搬路状態情報として通知しても良い。

[0082] なお、基地局装置 A1 は、伝搬路状態情報取得部 105 では、伝搬路行列 H の各行を構成する行ベクトルとして、伝搬路状態情報生成部 212 に対応して式 (1-2) を量子化したもの、若しくは近似したものをを用いても良い。また、正規化した式 (1-3)、または式 (1-3) を量子化若しくは近似したものをを用いても良い。

[0083] 伝搬路状態情報生成部 212 は、生成した伝搬路状態情報を変調し、変調後の伝搬路状態情報の信号を IFFT 部 213 に出力する。

[0084] IFFT 部 213 は、伝搬路状態情報生成部 212 から入力された信号に対して、IFFT を行うことで、時間領域の信号を生成する。IFFT 部 2

13は、生成した時間領域の信号をGI挿入部214に出力する。

[0085] GI挿入部214は、IFFT部213から入力された信号に対して、ガードインターバルを付与し、付与後の信号を送信部215に出力する。

[0086] 送信部215は、GI挿入部214から入力された信号（ベースバンドのデジタル信号）をD/A（デジタル／アナログ）変換する。送信部215は、変換後の信号をアップコンバージョンすることで搬送波周波数の信号を生成する。送信部215は、生成した信号を、アンテナ201を介して送信する。

[0087] DMRS用伝搬路推定部207は、信号分離部205から入力されたDMRSに基づいて非線形プレコーディング処理を伝搬路の一部とみなした等価伝搬路の伝搬路状態を推定する。いま、DMRS信号およびデータ信号送信時の端末装置B_nの伝搬路状態を h_d とし、伝搬路状態情報生成部212で生成した伝搬路状態情報が示す伝搬路状態を h_{fb} とする。

[0088] 非線形プレコーディング部13における非線形プレコーディング処理は、摂動ベクトルの加算を除けば、フィルタ $W (= H^{-1})$ を変調信号 s に乗算していることと等価である。しかし、フィルタ W は、 h_d ではなく、端末装置B_nがフィードバックした伝搬路状態ベクトルに基づいてフィルタ算出部11で算出されているので、端末装置B_nは、等価伝搬路 h_{eq_n} （1次元複素数）として、

[数4]

$$h_{eq_n} = \beta q h_d w_n / q = \beta h_d w_n \quad (1-4)$$

[0089] が得られる。ここで、 w_n はフィルタ W の第 n 列である。また q はDMRSとして送信されている信号であり、端末装置B_mで既知である。DMRSと所定の周波数・所定の時刻（例えば同じリソースブロック内）に配置されたデータ信号は h_{eq_n} とほぼ同じ等価伝搬路を通して端末装置B_nに受信される。

[0090] DMRS用伝搬路推定部207は、推定した等価伝搬路 h_{eq_n} の伝搬路状態を示す等価伝搬路状態情報を伝搬路補償部208に出力する。

[0091] 伝搬路補償部208は、DMRS用伝搬路推定部207から入力された等価伝搬路状態情報を用いて、信号分離部205から入力された信号に対して伝搬路補償を行う。すなわち、データ信号を y とすると、伝搬路補償後のデータ信号 y_{cc} は、 $y_{cc} = y / h_{eq_n}$ となる。伝搬路補償部208は、伝搬路補償後の信号 y_{cc} をModulo演算部209に出力する。

[0092] Modulo演算部209は、伝搬路補償部208から入力されたデータ信号 y_{cc} に対して、Modulo演算を行う。Modulo演算は、下式で表される。

[数5]

$$\text{mod}(\alpha) = \alpha - \text{floor}((\text{Re}(\alpha) + \tau/2)/\tau) * \tau - j * \text{floor}((\text{Im}(\alpha) + \tau/2)/\tau) * \tau \quad (1-5)$$

[0093] ここで、 j は虚数単位、 $\text{floor}(\gamma)$ は γ を超えない最大の整数を表す。また $\text{Re}(\alpha)$ および $\text{Im}(\alpha)$ は複素数 α の実部と虚部をそれぞれ表す。 τ は、変調信号の平均電力を1に正規化した場合、変調方式に応じて、あらかじめ送受信側で既知な所定の値となる。例えば、QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) では $\tau = 2\sqrt{2}$ 、16QAM (Quadrature Amplitude Modulation) では、 $\tau = 8/\sqrt{10}$ 、64QAMでは $\tau = 16/\sqrt{42}$ とする。ただし、基地局装置と端末装置で共通であれば、これらの値と異なる値を用いても良い。Modulo演算部209は、Modulo演算後の信号 $\text{mod}(y_{cc})$ を復調部210に出力する。

[0094] 復調部210は、Modulo演算部209から入力された信号を復調する。復調部210は、復調後の情報（硬判定した符号化ビットまたは符号化ビットの軟推定値）を復号部211に出力する。

[0095] 復号部211は、復調部210から入力された情報を復号することで、情報ビットを取得し、取得した情報ビットを出力する。

[0096] <本実施形態の主要部分：フィルタ算出部11の説明>

次に、本実施形態の主要部分であるフィルタ算出部 11 の動作を従来例と比較しながら詳細に述べる。本実施形態は、DL MU-MIMOにおけるLR-THPの1つとして位置付けられる。

[0097] LR-THPは、まず伝搬路行列HにLRを施して直交性が高い等価伝搬路行列Gに変換する。直交性が高い伝搬路に変換することで、除去すべきMUIの電力を抑圧できる。MUIの抑圧後、等価伝搬路Gに対して、逐次的な干渉除去方式であるTHPを行う。LR-THPは、伝搬路行列Hに対して直接逐次的な干渉除去を行う通常のTHPよりも、高い電力効率で、各端末装置宛に信号を送信できる。

[0098] しかし、LR-THPは演算量が大きいという問題がある。LR-THPは、伝搬路行列HをLRにより等価伝搬路行列Gに変換して、THPの逐次干渉除去に必要なフィルタを算出する。このとき特にLRに大きな演算量が必要である。

[0099] LRは、1) 伝搬路行列Hをユニタリ行列と三角行列の積に分ける三角化処理、2) 当該三角行列から、ユニモジュラ行列を生成する準直交化処理、の2つに分けられる。ここでユニモジュラ行列とは、各成分がガウス整数（実部と虚部が共に整数の複素数）で行列式の絶対値が1の行列である。

[0100] LRの演算量低減方法には、非特許文献4や非特許文献5のように1回のLRに要する演算量を低減する方法と、非特許文献6のように複数回行うLRそれぞれの入力値の類似性を利用して演算量を減らす方法がある。いずれも2)の準直交化処理を減らすアルゴリズムであり、伝搬路行列の三角化処理を減らすアルゴリズムではない。三角化処理は、空間多重する端末装置数の3乗に比例した回数の演算が必要である一方、LLLAでは準直交化に関して空間多重する端末装置数の4乗以上の演算量が必要であり、従来のLLLAでは、三角化処理よりも準直交化処理に要する時間が支配的であった。そのため、準直交化処理の演算量低減方法が提案されてきた。

[0101] しかし、非特許文献3に記載のJQOを用いてLRを行えば、準直交化は空間多重する端末装置数の高々2乗に比例した回数の演算で終了する。また

非特許文献5における技術を用いることでも準直交化に要する演算回数を大きく減らすことが出来る。このように準直交化部分の低演算量化が進んだことで、準直交化よりも前段の三角化に要する演算量がLRアルゴリズム全体の中で占める割合が大きくなった。

[0102] また、非特許文献6で示されているALLLを、LR-THPに適用した場合であっても三角化処理に要する演算量を減らすことが出来ない。フィルタ算出部11の構成では、図14のような構成が考えられる。サブキャリア1に関する伝搬路行列HにLR（この場合はLLL-Algorithm）を施して得たユニモジュラ行列U（伝搬路行列Hを直交性が高い等価伝搬路行列Gに変換するための行列）を隣のサブキャリア2におけるLR処理の入力値の生成に用いることで準直交化の演算量を削減している。そのため、図14から明らかなように、依然として各サブキャリアに1つ三角化部が必要である。このように、ALLL方式を用いたとしても三角化処理は依然として必要であり、入力値に関係なく一定の演算量が必要な三角化処理の演算回数を減らすことが出来ない。

[0103] 図24は、図14と対比可能な形で示した本実施形態に係るフィルタ算出部11の概要図である。図24は、サブキャリア2と3における三角化部が無く、サブキャリア1のTHPフィルタ算出部113-1から、隣のサブキャリア2の準直交化部112-2に、三角行列を入力する構成を持つ。図24では、THPフィルタ算出部113-1で算出した三角行列を隣のサブキャリアで利用することで、サブキャリア2で三角化部111-1のような構成部分を設けて三角化を行わずに、サブキャリア2の伝搬路行列の準直交化を行っている。サブキャリア3でも同様に、THPフィルタ算出部113-2で算出した三角行列を利用することで、サブキャリア3において三角化部を設けずに、準直交化を行うことができる。

[0104] 非特許文献5に記載されているように、LR処理における三角化処理では、より直交性が高い等価伝搬路を生成するために、算出する三角行列の対角成分が左上に行くほどノルムが小さくなるような傾向をもって並ぶように、

H^H の各列をオーダリングしながら、三角化処理を行うことが好ましい。

[0105] また、 THP フィルタ算出部でも、等価伝搬路行列 G^H の各列をオーダリングしながら MUI を算出するための三角行列を算出する処理を行う。このとき当該三角行列の対角成分が左上に行くほどノルムが小さくなるような傾向をもって並ぶような三角行列を生成する。これは、左上の成分であるほど高いダイバーシチオーダを取ることが出来るため、利得の小さいストリームに対して、一番高いダイバーシチオーダを与えることで、全体として電力効率を上げることが出来るからである。

[0106] すなわち、 LR と THP における三角化のオーダリングの基準が、目的は異なるが一致している。本実施形態では、この共通点を利用して、 THP フィルタを算出時に生成した三角行列を隣のサブキャリア2における準直交化部112-2で利用する。

[0107] 隣のサブキャリア1の THP フィルタ算出部113-1から算出した三角行列は、サブキャリア2にとって最適なものではないが、サブキャリア1とサブキャリア2の伝搬路行列に相関がある（類似している）ことを考慮すれば、サブキャリア1から算出した三角行列でも十分な準直交化することが出来る。

[0108] ここで、 THP フィルタ算出部113-1で算出した三角行列は、対角成分が左上に行くほどノルムが小さくなるような傾向をもって並んでいる。また、準直交化部112-2で必要な三角行列も、対角成分が左上に行くほどノルムが小さくなるような傾向をもって並んでいる。

[0109] 同様にサブキャリア2の THP フィルタ算出部113-2で算出した三角行列をサブキャリア3で用いることでサブキャリア3においても三角化部を設ける必要が無くなる。以下同様に、各サブキャリアにおいて順次隣のサブキャリアの THP フィルタ算出時の三角行列を準直交化に利用していくことで、演算量を削減することが出来る。

[0110] 準直交化部112-1や準直交化部112-2の処理は、 JKO を用いた時は多重端末装置数 N に対して2乗のオーダの演算量が必要であるところ、

THPフィルタ算出部と三角化部は3乗のオーダが必要であるため、三角化部の個数を減らすことで演算量を大きく削減することが出来る。

[0111] 以上が本実施形態の特徴部分であるフィルタ算出部11の動作の概要である。

[0112] 次に、フィルタ算出部11内の詳細な構成部分の動作（初回フィルタ算出部110-1の動作と、連結フィルタ算出部110-2～N_{sc}の動作）を、図7を用いて説明する。

[0113] 最初に、初回フィルタ算出部110-1について説明する。

[0114] 初回フィルタ算出部110-1内の三角化部111-1とTHPフィルタ算出部113-1がサブキャリア1の伝搬路行列Hを取得する。

[0115] 三角化部111-1は、伝搬路行列Hを用いて、図11に示すソート付きQR分解（SQRD）を行う。（なお、初回フィルタ算出部110-1の動作は、連結フィルタ算出部110-2～N_{sc}における動作と共通する構成部分が多いので各変数（H、G、Q、Rなど）は、後述するサブキャリア番号を示す添え字を省略して説明する。）

図11に示したSQRDの手順について説明する。

[0116] 第0行：入力として伝搬路行列のエルミート共役 H^H を取得する。ここで「 H 」はエルミート共役を示す。なお、上に三角化部110-1は伝搬路行列Hを取得すると記載しているが、入力としてHを取得した後、エルミート共役 H^H に変換しても良いし、予めエルミート共役 H^H に変換してから入力しても良い。

[0117] 第1行： $N \times N$ 行列 $R_1 (= O)$ 、 $Q_1 (= H^H)$ を定義する。ここで、「O」は全成分が0のゼロ行列を示す。またSを、N次元行ベクトル $[1, 2, \dots, N]$ と定義する。

[0118] 第2行：第3～12行目を $i = 1 \sim N$ まで繰り返す。

[0119] 第3行： Q_1 の中でノルムが最も小さい列の番号を k_i とおく。

[0120] ここで、行列Xにおいて、 $X(p, q)$ は行列Xのp行q列成分を表し、 $X(:, m)$ は行列Xの第m列を表し、 $X(m, :)$ は行列Xの第m行を表

す。また、 $X(p:q, m)$ は行列 X の (p, m) 成分 $\sim (q, m)$ 成分で表される列ベクトル、 $X(m, p:q)$ は行列 X の (m, p) 成分 $\sim (m, q)$ 成分で表される行ベクトル、 $X(p_1:q_1, p_2:q_2)$ は行列 X の第 p_1 列 $\sim$ 第 q_1 列・第 $p_2 \sim q_2$ 列で表される行列をそれぞれ表す。

[0121] 第4行: Q_i の第 k_i 列と第 i 列を入れ替える。

[0122] 第5行: R_i の第 k_i 列と第 i 列を入れ替える。

[0123] 第6行: S の第 k_i 成分と第 i 成分を入れ替える。

[0124] 第7行: R_i の i 行 i 列成分に $Q_i(:, i)$ のノルム (ベクトル $Q(:, i)$ の長さ) を代入する。

[0125] 第8行: $Q_i(:, i)$ に $Q_i(:, i) / R_i(i, i)$ を代入する。

[0126] 第9行: 第10 $\sim$ 第11行目を $m = (i + 1) \sim N$ まで繰り返す。

[0127] 第10行: $R_i(i, m)$ に $Q_i(:, i)^H Q_i(:, m)$ を代入する。

[0128] 第11行: $Q_i(:, m)$ に $Q_i(:, m) - R_i(i, m) Q_i(:, i)$ を代入する。

[0129] 第12行: 第10 $\sim$ 第11行目を $m = (i + 1) \sim N$ まで繰り返すことを示す。

[0130] 第13行: 第3 $\sim$ 第12行目を $i = 1 \sim N$ まで繰り返すことを示す。

[0131] 第14行: 「 I_N 」を N 行 N 列の単位行列とし、 I_N の列を行ベクトル S の順番に並び替えた行列を Π_i とおく。

[0132] 第15行: 行列 R_i と Π_i を出力する。

[0133] 三角化部 1 1 1 - 1 は、ソート付き QR 分解をして得たユニタリ行列 Q_i と三角行列 R_i と置換行列 Π_i を算出し、 R_i と Π_i を準直交化部 1 1 2 - 1 に入力する。

[0134] 準直交化部 1 1 2 - 1 は、三角行列 R_i と置換行列 Π_i を用いて図 1 2 に示す準直交化処理を行ってユニモジュラ行列 U を算出する。

[0135] 図 1 2 に示した手順について説明する。

[0136] 第0行: 入力として行列 R_i と Π_i を取得する。

[0137] 第1行: $N \times N$ 行列 $M_i (= I_N)$, $R_L (= R_i)$ を定義する。

- [0138] 第2行：第3～7行目を $k = 2 \sim N$ まで繰り返す。
- [0139] 第3行：第4～6行目を $i = (k - 1) \sim 1$ まで繰り返す。つまり、各ループの処理を行う度に、 i の値を $k - 1$ から1つずつ減らす。
- [0140] 第4行：ガウス整数 μ に「 $R_L(i, k) / R_L(i, i)$ 」を代入する。ここで「 x 」は複素数 x の実部と虚部の値についてそれぞれ独立に、最も近い整数に近似する関数である。例えば「 $2.1 - 3.6j$ 」= $2 - 4j$ となる。
- [0141] 第5行： $R_L(1 : i, k)$ に $R_L(1 : i, k) - \mu R_L(1 : i, i)$ を代入する。
- [0142] 第6行： $M(:, k)$ に $M(:, k) - \mu M(:, i)$ を代入する。
- [0143] 第7行：第4～6行目を $i = (k - 1) \sim 1$ まで繰り返すことを示す。
- [0144] 第8行：第3～7行目を $k = 2 \sim N$ まで繰り返すことを示す。
- [0145] 第9行：行列 $U (= \Pi, M)$ を定義する。
- [0146] 第10行：行列 U を出力する。
- [0147] この三角化部111-1と準直交化部112-1とでユニモジュラ行列 U を算出する演算がLR処理であり、伝搬路行列 H と比較して直交性が高く $M U I$ の除去が容易な等価伝搬路 G ($H^H U = G^H$ つまり $G = U^H H$ という関係を持つ) を生成している。
- [0148] その後、準直交化部112-1は、ユニモジュラ行列 U をTHPフィルタ算出部113-1に入力する。
- [0149] THPフィルタ算出部113-1は、伝搬路行列 H とユニモジュラ行列 U とから直交性の高い等価伝搬路行列 G を算出し、 G に対してTHPに用いるフィルタを算出する処理を行う。
- [0150] THPフィルタ算出部113-1の動作を図13に示す。
- [0151] 図13に示した手順について説明する。
- [0152] 第0行：入力として行列 H と U を取得する。
- [0153] 第1行： $N \times N$ 行列 G を定義し、 $G^H = H^H U$ とする。
- [0154] 第2行： G^H に対してSQRDを施す。ここでSQRDとは、図11に示した

三角化部 1 1 1-1 の処理と全く同じ処理である。ここでは H^H に換えて G^H を入力する。図 1 1 では H^H を入力して、 Q_1 , R_1 , Π_1 を出力するところ、図 1 3 の第 2 行では G^H を入力して、 Q_T , R_T , Π_T を出力する。

[0155] 第 3 行： R_T の対角成分のみを抽出しその他の非対角成分を 0 とした対角行列 A を定義する。なお、 $\text{diag}(X)$ は、行列 X と対角成分のみ等しく、非対角成分は全て 0 となる対角行列を表す。

[0156] 第 4 行： 行列 $P (= Q_T A^{-1})$ を定義する。

[0157] 第 5 行： 行列 $F (= R_T A^{-1} - I_N)$ を定義する。

[0158] 第 6 行： 行列 $T (= U \Pi_T)$ を定義する。

[0159] 第 7 行： P , F , T , R_T を出力する。

[0160] 図 1 3 に示した手順によって、 MU 算出用の「フィードバックフィルタ」 F と、各アンテナで送信する信号を算出するために最後に乗算する「フィードフォワードフィルタ」 P 、「変換行列」 T 、およびフィルタ算出過程で算出される「 THP 用三角行列」 R_T を算出する。

[0161] 以降は、初回フィルタ算出部 1 1 0-1 で算出された各種フィルタ P , F , T , R_T , Π_T に添え字「 $_1$ 」を付して、 P_1 , F_1 , T_1 , R_{T1} , Π_{T1} と表す。連結フィルタ算出部 1 1 0- m ($m=2, 3, \dots, N_{sc}$) で算出されるフィルタには添え字「 $_m$ 」を付して表す。またサブキャリア m の伝搬路 H および等価伝搬路 G を H_m と G_m と表す。

[0162] ここで変換行列 T_1 は、伝搬路行列を準直交化する「ユニモジュラ行列」 U_1 と、準直交化後の伝搬路行列に対して THP を適用する時の最適な干渉除去順を示す「置換行列」 Π_{T1} との積で表される。

[0163] THP フィルタ算出部 1 1 3-1 は、フィードバックフィルタ F_1 、フィードフォワードフィルタ P_1 、および変換行列 T_1 を非線形プレコーディング部 1 3 に入力する。また THP フィルタ算出部 1 1 3-1 は THP 用三角行列 R_{T1} と変換行列 T_1 をサブキャリア 2 に対応する連結フィルタ算出部 1 1 0-2 内の準直交化部 1 1 2-2 に入力する。

[0164] 次に、連結フィルタ算出部 1 1 0-2 の動作を説明する。準直交化部 1 1

2-2は、T H Pフィルタ算出部1 1 3-1から入力された「T H P用三角行列」 R_{T1} と「変換行列」 T_1 を用いて準直交化処理（図1 2）を行い、ユニモジュラ行列 U_2 を算出し、T H Pフィルタ算出部1 1 3-2に入力する。このように三角化を行わずにサブキャリア2に対応するユニモジュラ行列 U_2 を算出できる。本実施形態においてサブキャリア2以降で三角化処理を省略できるのは、サブキャリア1の三角化部1 1 1-1における三角化処理に代えて、一つ前のサブキャリアにおけるT H Pフィルタ算出部のS Q R Dの結果を利用できるからである。

[0165] T H Pフィルタ算出部1 1 3-2は、サブキャリア2の伝搬路行列 H_2 と準直交化部1 1 2-2から入力されたユニモジュラ行列 U_2 を用いて、図1 3のT H Pフィルタ算出処理を行う。ここで初回フィルタ算出部1 1 0-1と異なり、連結フィルタ算出部1 1 0-2では、大きな演算量を持つ三角化処理を行う必要が無い場合、演算量を大きく削減することが出来る。

[0166] また、ユニモジュラ行列 U_2 が、サブキャリア2の伝搬路行列から算出されたものではなく、サブキャリア1から入力された「T H P用三角行列」 R_{T1} と「変換行列」 T_1 を用いて計算されている。つまりT H Pフィルタ算出部1 1 3-2で用いるユニモジュラ行列 U には、サブキャリア2の伝搬路行列 H_2 の情報は含まれていない。しかし、T H Pフィルタ算出部1 1 3-2で用いるユニモジュラ行列 U_2 は、隣のサブキャリア1に対応する初回フィルタ算出部1 1 0-1から得た情報であり、サブキャリア1とサブキャリア2の伝搬路状態は、高い相関を有するため、このユニモジュラ行列 U_2 であってもサブキャリア2の伝搬路行列 H_2 を十分に準直交化できる。

[0167] 上で説明したように、連結フィルタ算出部1 1 0-3, 1 1 0-4, ..., 1 1 0- N_{sc} でも、一つ前の連結フィルタ算出部内のT H Pフィルタ算出部で得た「T H P用三角行列」 $R_{T(m-1)}$ と「変換行列」 $T_{(m-1)}$ を用いて、L R-T H Pに用いるフィルタを算出する。

[0168] フィルタ算出部1 1は、各サブキャリアに対応するフィルタ P_m , F_m , T_m ($m = 1, 2, \dots, N_{sc}$)を非線形プレコーディング部1 3に入力する。

[0169] ここまで、各サブキャリアの伝搬路行列 H を用いて、各種フィルタを算出したが、これは MUI を完全に除去する $Zero\ Forcing\ (ZF)$ 規範に対応する。 ZF 規範以外にも、平均二乗誤差を最小とする、 $Minimum\ Mean\ Square\ Error\ (MMSE)$ 規範のフィルタを用いてもよい。具体的には、伝搬路行列 H を $H_{ex} = [H\ \alpha I]$ という $N \times 2N$ 行列に置き換えて、フィルタ算出部11における処理を行う。ここで I は $N \times N$ 単位行列、 α は、「1 OFDMシンボルの1サブキャリア当たりの端末装置における雑音電力の、全端末装置の合計」を「1 OFDMシンボルの1サブキャリア当たりの総送信信号電力」で割った値 α^2 の平方根である。

[0170] $MMSE$ 規範にするため、伝搬路行列 H を H_{ex} に置き換えても、フィルタ算出部11の動作は一部を除き ZF 規範と同じ動作をするため、 $MMSE$ 規範にすることによって動作が変更される部分についてのみ説明する。まず、三角化部111-1では入力値が $2N \times N$ 行列 H_{ex}^H となり、行列 Q_1 も $2N \times N$ 行列として計算を行う。出力時の行列 Q_1 も $2N \times N$ 行列となる。また THP フィルタ算出部113-mにおいて、第2行目は、 $G^H = H_{ex}^H U$ となるため、 G^H は $2N \times N$ 行列となり、第3行目で G^H を入力として $SQRD$ を行うので三角化部と同様に出力 Q_T も $2N \times N$ 行列となる。第4行目で ZF 規範では $P = Q_T A^{-1}$ を計算するところ、 $MMSE$ 規範では $P = Q_T (1:N, 1:N) A^{-1}$ という計算に置き換える。つまり Q_T の上 N 行のみ用いる。これらの変更を加えることにより、 ZF 規範から $MMSE$ 規範のフィルタを生成できる。

[0171] <非線形プレコーディング部13の説明>

次に、フィルタ算出部11でサブキャリア毎に算出したフィルタ P 、 F 、 T を用いて各データ信号 s に非線形プレコーディングを施す非線形プレコーディング部13の動作について詳細に説明する。

[0172] 図4に非線形プレコーディング部13の構成を、図5に動作を示すフローチャートを示す。図5は各サブキャリアにおける動作を示している。非線形

プレコーディング部 13 は、フィルタ算出部 11 と異なり、サブキャリア単位で各端末装置 B_n 宛のデータ信号に対して非線形プレコーディングを施す。すなわち、非線形プレコーディング部 13 は、図 5 の動作を N_{SC} 回繰り返す。図 5 内の各フィルタ P, F, T はフィルタ算出部 11 から入力されたサブキャリア毎のフィルタを示す。

[0173] 以下、順番に非線形プレコーディング部 13 内の動作を説明する。

[0174] (ステップ S1) 干渉算出部 131 と線形フィルタ乗算部 134 とは、それぞれフィードバックフィルタ F とフィードフォワードフィルタ乗算部 P と変換行列 T をフィルタ算出部 11 から取得する。

[0175] (ステップ S2) データ信号 s に左から変換行列のエルミート共役 T^H を乗算し、新たに列ベクトルで表される信号 u を算出する。すなわち $u = T^H s$ という関係が成立する。

[0176] (ステップ S3) 計算中の端末装置の番号を示す番号 n に 1 を代入する。

[0177] (ステップ S4) u の第 1 成分 u₁ に対して Modulo 演算部 132-1 で Modulo 演算を施して得た信号を v₁ とおく。

[0178] (ステップ S5) n に n+1 を代入する。すなわち n=2 とする。

[0179] (ステップ S6) 干渉算出部 131 は v₁ を用いて端末装置 B₂ が受ける干渉信号 f₂ を下式により算出する。

[数6]

$$f_2 = F(2, 1) \times v_1 \quad (1-6)$$

[0180] ここで、F(n₁, n₂) は行列 F の n₁ 行 n₂ 列成分を表す。

[0181] (ステップ S7) 干渉減算部 133-2 は端末装置 B₂ 宛の固有信号 s₂ から f₂ を減算し、信号 s₂ - f₂ を算出する。

[0182] (ステップ S8) Modulo 演算部 132-2 が s₂ - f₂ に対して Modulo 演算を適用し、信号 v₂ を算出する。

[0183] (ステップ S9) n=2 なので、ステップ S4 から再び次の端末装置宛の信号の演算(ステップ S5~ステップ S8)を行う。

[0184] 以降、ステップ S5~S8 の処理を n=N になるまで繰り返すので、一例と

して n 番目の端末装置宛の信号を算出する処理を説明する。

[0185] (ステップ S 5) n の値を 1 増やす。

[0186] (ステップ S 6) 干渉算出部 131 は $v_1 \sim v_{(n-1)}$ を用いて端末装置 B_n が受ける干渉信号 f_n を下式により算出する。

[数7]

$$f_n = F(n, 1:n-1) \times [v_1, v_2, \dots, v_{(n-1)}]^t \quad (1-7)$$

[0187] ここで、 $F(n, 1:n-1)$ は、行列 F の n 行目の $1 \sim n-1$ 列目の成分を示す行ベクトルを示す。なお「 t 」は転置を示す。

[0188] (ステップ S 7) 干渉減算部 133- n は端末装置 B_n 宛の固有信号 s_n から f_n を減算し、信号 $s_n - f_n$ を算出する。

[0189] (ステップ S 8) Modulo 演算部 132- n が $s_n - f_n$ に対して Modulo 演算を適用し、信号 v_n を算出する。この Modulo 演算によって各端末装置宛の送信信号電力を低減する。

[0190] (ステップ S 9) $n < N$ のときは、再びステップ S 4 を行う。また $n = N$ のときはステップ S 9 に進む。

[0191] (ステップ S 10) ステップ S 9 は信号 $v = (v_1, v_2, \dots, v_N)^t$ に線形フィルタ P を乗算して得た信号を x とおく。ここで第 1 の実施形態と同様に信号 x の各成分は、順番に各アンテナ 101-1 ~ 101- N で送信する送信信号である。この信号 x をフレーム構成部 142 に入力する。

[0192] ここで、LR-THP は、各端末装置における Modulo 演算によって正しくデータ信号を送信できる技術であることを説明する。以降の説明では、簡単のため電力の正規化は無いものとして説明する。

[0193] まず非線形プレコーディング部 13 の Modulo 演算部 132-1 ~ 132- N が無いものと仮定して信号を演算すると、非線形プレコーディング部 13 は、

[数8]

$$x = P(I + F)^{-1} T^H s \quad (1-8)$$

[0194] という演算を行っている。ここで P と F に $P = Q_T A^{-1}$ と $F = R_T^H A^{-1} - I$ を代入し、 $G^H \Pi_T = Q_T R_T$ と $G^H = H^H U$ という関係を考慮すると、

$$\begin{aligned} x &= Q_T A^{-1} \{ I + (R_T^H A^{-1} - I) \}^{-1} T^H s \\ &= Q_T A^{-1} (R_T^H A^{-1})^{-1} T^H s \\ &= Q_T (R_T^H)^{-1} T^H s = Q_T R_T^{-H} T^H s \end{aligned}$$

[数9]

$$\begin{aligned} &= Q_T R_T^{-H} (U \Pi_T)^H s & (1-9) \\ &= Q_T R_T^{-H} \Pi_T^H U^H s \\ &= (Q_T R_T \Pi_T^{-1})^{-H} U^H s \\ &= G^{-1} U^H s \\ &= (U^H H)^{-1} U^H s \\ &= H^{-1} s \end{aligned}$$

[0195] となり、伝搬路行列の逆行列つまり、ZF 規範の線形フィルタをデータ信号に乗算していることになる。また、Modulo 演算部 132-2 ~ 132-N はデータ信号 s に Modulo 幅の整数倍の信号を $I-ch$ 又は $Q-ch$ に加算する処理であり、

[数10]

$$x = H^{-1} (s + z_1 \tau + j z_2 \tau) \quad (1-10)$$

[0196] という式で表すことが出来る。ここで、 z_1 と z_2 はどちらも各成分が整数の N 次元列ベクトルを表す。すなわち、各端末装置 B_n の受信信号は、伝搬路行列 H が乗算された Hx ($= s + z_1 \tau + j z_2 \tau = y$ とおく) で表される。すなわち y の第 n 成分が端末装置 B_n の受信信号となる。端末装置 B_n は受信信号に対して Modulo 演算を施すことで、データ信号 s_n (S の第 n 成分) を検出できる。ここでは、電力の正規化が無いものとして説明したが、本来は基地局装置 A_1 で電力の正規化係数 β を乗算し、各端末装置 B_n で伝搬路補償を行う。

[0197] <等化フィルタ算出部>

THP はプレコーディング技術の 1 つであると位置づけられる。プレコー

ディングとは事前等化とも呼ばれる。そのためTHPフィルタ算出部それぞれを「等化フィルタ算出部」とも呼ぶこととする。なお、等化フィルタ算出部は後述する実施形態2の「DFEフィルタ算出部」と「THPフィルタ算出部」の総称である。

[0198] <DMRSの生成方法について>

フィルタ算出部11がZF規範でフィルタを生成する場合、DMRS生成部124は、DMRSを送信するサブキャリア（図6では周波数 f_1 と f_4 のサブキャリア）に関する伝搬路行列 H の逆行列 H^{-1} を算出する。また、MMSE規範の場合、 $H_{e,x}$ の疑似逆行列 $H_{e,x}^{-1} = H_{e,x}^H (H_{e,x} H_{e,x}^H)^{-1}$ を算出する。以降、 H^{-1} （ZF規範の場合）または $H_{e,x}^{-1}$ の1行目から N 行目を取り出した $N \times N$ 行列（MMSE規範の場合）をフィルタ W と呼ぶ。DMRS生成部124は基地局装置A1と端末装置B n で既知の基準信号 q に対して電力正規化係数 β を乗算した後、フィルタ W の第 n 列目 w_n を乗算してDMRSを生成し、フレーム構成部142に入力する。基地局装置A1と端末装置B n で共有している基準信号点を q とし、フィルタ W の第 n 列を w_n とおくと、各端末装置B n 宛のDMRSは、

[数11]

$$q_n = \beta q w_n \quad (1-11)$$

[0199] で表される N 次元列ベクトル q_n となる。ここで q_n の各成分は、フレーム構成部142であらかじめ決められたOFDMシンボルのあらかじめ決められたサブキャリアで、各アンテナ101- n で送信する信号を示す。DMRS生成部124は生成したDMRSをフレーム構成部142に入力する。

[0200] <回路規模を削減する場合について 図8>

フィルタ算出部11は、図7に示した構成により実現することも可能であるが、図8のように準直交化部112-1～112- N_{sc} およびTHPフィルタ算出部113-1～113- N_{sc} をそれぞれ1つの構成部分で実装し、各サブキャリアで準直交化部とTHPフィルタ算出部を繰り返し使ってもよい。図8に一例を示す。

[0201] 図8に示すフィルタ算出部11は、三角化部111と準直交化部112とTHPフィルタ算出部113との3つの構成部分を有する。

[0202] 最初に、三角化部111にサブキャリア1の伝搬路行列 H_1 を入力し、三角化処理を行って算出した行列 R_{11} 、 Π_{11} を準直交化部112に入力する。準直交化部112はユニモジュラ行列 U_1 を算出し、THPフィルタ算出部113に入力する。THPフィルタ算出部113は、ユニモジュラ行列 U_1 とサブキャリア1の伝搬路行列 H_1 とから非線形プレコーディングに用いるフィルタ P_1 、 F_1 、 T_1 を算出し、非線形プレコーディング部13に入力する。また、THPフィルタ算出部113は準直交化部112にTHP用三角行列 R_{T1} と変換行列 T_1 を入力する。ここまでの図7の初回フィルタ算出部110-1に対応する処理である。

[0203] その後、準直交化部112でフィルタ算出部から入力されたTHP用三角行列 R_{T1} と変換行列 T_1 を用いてユニモジュラ行列 U_2 を新たに算出して、THP用フィルタ算出部113に入力する。THPフィルタ算出部113は、新たに入力されたユニモジュラ行列 U_2 とサブキャリア2に対応する伝搬路行列 H_2 とを用いて、サブキャリア2用の非線形プレコーディングに用いるフィルタ P_2 、 F_2 、 T_2 を算出し、準直交化部112にTHP用三角行列 R_{T2} と変換行列 T_2 を入力する。ここまでの図7の連結フィルタ算出部110-2に対応する処理である。

[0204] 以降、準直交化部112で、ユニモジュラ行列 $U_{(m-1)}$ を、THP用三角行列 R_{Tm} および変換行列 T_m から算出し、THPフィルタ算出部112においてサブキャリア $(m+1)$ の非線形プレコーディングに用いるフィルタ $P_{(m+1)}$ 、 $F_{(m+1)}$ 、 $T_{(m+1)}$ を算出する。これにより、図7と比較して、小さい回路規模で同じ処理を実現できる。

[0205] <サブキャリア単位でなくサブチャネル単位で行う場合について>

また、各端末装置 B_n が、伝搬路状態情報を、サブキャリア単位ではなく、そのサブキャリアを複数まとめたサブチャネル単位で通知する場合もある。このような場合は、基地局装置A1は、各サブチャネルに対して初回フィ

ルタ算出部または連結フィルタ算出部を配置して、初回フィルタ算出部から逐次的に各サブチャネルに対応するフィルタを算出すればよい。ただし、サブチャネル単位で通知された場合でも、伝搬路行列を線形補間、2次補間、FFT補間、若しくはSinc関数補間などを用いて補間し、実質的に各サブキャリアで伝搬路状態情報が通知されたと見なせる場合は、サブチャネル単位でフィルタを算出する必要はなく、最初に説明した通りサブキャリア単位でのフィルタ算出を行えばよい。

[0206] <物理的なアンテナ数と仮想アンテナ数について>

なお、本実施形態において、基地局装置A1は、多重する端末装置Bnの数Nと同じ本数のアンテナ数を持ち、端末装置Bnは各々1本ずつアンテナを持つとして説明した。しかし、当該アンテナ数は必ずしも、物理的なアンテナ数（実際に基地局装置A1が持つアンテナの数）を示す必要は無い。例えば、 $N + N'$ 本のアンテナを基地局装置A1が持っていたとしても、送信ダイバーシチ技術によって、仮想的にN本のアンテナを持っているとして端末装置Bnと通信をすることができる。また単に一部のアンテナを使わない場合も、N本のアンテナを持っているとみなすことが出来る。

[0207] また、端末装置Bnが各々1本ずつアンテナを持つとして説明したが、端末装置Bnが複数のアンテナを有し、受信ダイバーシチ技術などによって等価的に1本のアンテナを持つとして通信を行っていてもよい。なお、本実施形態において、異なる2つの端末装置（例えば端末装置Bpと端末装置Bq（ $p \neq q$ ））として基地局装置A1に扱われているが、実際は1つの端末装置が複数のアンテナを持ち、端末装置Bpと端末装置Bqの2つの端末装置であるとして動作している状態であっても本実施形態は適用可能である。

[0208] また、この関係は以降の実施形態においても同様である。

[0209] <シミュレーション>

ここで、本実施形態の効果について、コンピュータシミュレーションの結果を参照しながら説明する。図17(a)に、本実施形態（実線）と、従来のLRを行わないTHP方式（点線）、非特許文献5記載のLR方式（SQ

R D-L L L A) を用いた L R-T H P 方式 (破線) のビット誤り率特性を示す。図 17 (a) に示すように、本実施形態は、従来の L R-T H P 方式とほぼ同等の特性を持つ一方、L Rを行わない T H P 方式よりも大きく特性が改善している。

[0210] また、サブキャリア 1 つあたりの演算量 (複素数の浮動小数点数の乗算回数) の累積分布関数 (Cumulative Distribution Function: C. D. F.) を図 17 (b) に示す。S Q R D-L L L A を用いた L R-T H P 方式 (破線) の演算量が、約 4 0 0 0 回付近に分布している一方、本実施形態に係る方式 (実線) は、従来の L Rを行わない T H P 方式 (点線) とほぼ同等の 2 0 0 0 回程度の演算量に抑えられていることがわかる。すなわち、本実施形態は、L R 処理において支配的な演算量を有する三角化処理の回数を、T H P フィルタ算出処理の結果を利用することで減らして、L R 処理に要する演算量を T H P フィルタ算出処理と比較してほぼ無視できるまでに低減できていることを示す。

[0211] 従来の L R-T H P 方式の良好な特性を、L R 処理を行わない T H P と同等の演算量で実現可能な本実施形態は非常に有効な方式である。

[0212] <変形例 1>

実施形態 1 では、図 7 に示したように、一番周波数が低い (高い) サブキャリアからフィルタ P, F, T を計算したが、必ずしもこれに限られない。例えば、図 9 のように、中間のサブキャリア k_{sc} に対応する初回フィルタ算出部 F 3 で計算した後、T H P 用三角行列 R_T および変換行列 T を周波数が 1 つ高いサブキャリアと 1 つ低いサブキャリアに対応する連結フィルタ算出部 F 2、F 4 に入力し、以降、順番に周波数が高いサブキャリアと低いサブキャリアについて連結フィルタ算出部 F 1、F 5、…で演算を行ってもよい。

[0213] <変形例 2>

また、図 10 に示したように、初回フィルタ算出部は、1 つである必要は無く、複数あっても良い。その場合、互いに異なるサブキャリア k_{sc} とサブキャリア m_{sc} に対して初回フィルタ算出部 F 12、F 15 を配置し、各隣接

サブキャリアに対して連結フィルタ算出部 F 1 1、1 3、F 1 4、1 6 を配置してもよい。この場合、サブキャリア k_{sc} の周辺のサブキャリアとサブキャリア m_{sc} の周辺のサブキャリアとで並行してフィルタ算出処理を行うことができるので、全体のフィルタ算出に要する時間を減らすことができる。

[0214] 変形例 2 を言い換えれば、通信帯域を複数の領域に分けて、各領域ごとに 1 つのサブキャリアについて初回フィルタ算出部を設け、各領域の他のサブキャリアに対して連結フィルタ算出部を設けて、同じ領域内の初回フィルタ算出部の結果を順番に連結フィルタ算出部で利用する方法ということが出来る。

[0215] <変形例 3>

変形例 2 では、連結して順番にフィルタ算出する領域を複数設ける方法について説明したが、この領域は各サブキャリアの伝搬路状態によって適応的に変更しても良い。本実施形態は隣り合うサブキャリア間の伝搬路状態が似ているほど特性が高くなる。そのため、例えば、隣り合う二つのサブキャリアで、相関がある閾値以上のときに、変形例 2 で説明した「領域」の境界を設定しても良い。これにより伝搬路状態の類似性が高いサブキャリアのみをまとめて 1 つの「領域」にすることができるので、伝搬路変動による本実施形態の方式の劣化を抑えることができる。

[0216] <変形例 4>

また、図 7・図 9・図 10 に示した隣接サブキャリア間の伝搬路の相関を利用して演算量を低減する技術は、時間方向で隣接する OFDM シンボルに対しても適用可能である。時間方向で隣接する OFDM シンボルにおける同じサブキャリアでは、同一 OFDM シンボル内の隣接サブキャリアと同様に伝搬路状態に高い相関を持つ。そのため、ある OFDM シンボルで算出したあるサブキャリアの THP 用三角行列 R_T と変換行列 T を、1 つ前若しくは後の OFDM シンボルの同じサブキャリアに対して利用しても良い。図 16 に一例を示す。図 16 の 1) で示したリソースエレメントに対して初回フィルタ算出部を設け、LR-THP 用のフィルタ (P , F , T) を算出する。そ

の後、T H P用三角行列 R_T と変換行列 T を、2) という記号を付したリソースエレメント、すなわち隣接サブキャリアだけでなく、隣接O F D Mシンボルの同じサブキャリアに対して用いても良い。さらに2) の結果を用いて3) のフィルタ算出処理を行う、というように周波数方向だけでなく時間方向にも順番に計算して行くことが出来る。

[0217] 図16のように、時間方向にもT H P用三角行列 R_T と変換行列 T を再利用していくことで、周波数方向のみに再利用する場合と比較して、更に演算量を減らすことが出来る。なお、時間方向だけに再利用しても良い。

[0218] <変形例5>

図21は、本変形例に係るフィルタ算出部11の構成を示した図である。図7と異なり、初回フィルタ算出部113-1において、L R処理を施さずにT H Pによるフィルタ算出を行っている。本変形例に係る初回フィルタ算出部110a-1では、サブキャリア1の伝搬路行列 H_1 を直接T H Pフィルタ算出部113-1に入力する。T H Pフィルタ算出部113-1では、図13に示したように、入力として伝搬路行列 H_1 とユニモジュラ行列が必要である。なお、図13に示したアルゴリズムは任意のサブキャリアについて記載したので、下付き文字のサブキャリア番号を省略している。ここでは1つ目のサブキャリアの動作を説明しているので、伝搬路行列 H を H_1 と示している。以下の T_1 、 Π_{T1} 、 P_2 、 F_2 、 T_2 も同様に、対応するサブキャリア番号を下付き文字で付して説明する。

[0219] 本変形例では、ユニモジュラ行列の代わりにN行N列の単位行列を入力とする。出力は、置換行列 Π_{T1} となり、非線形プレコーディング13および連結フィルタ算出部110-2では、変換行列 T_1 の代わりに置換行列 Π_{T1} を用いてフィルタ P_2 、 F_2 、 T_2 の算出を行う。

[0220] <変形例6>

上記の実施形態に係る準直交化部では、演算量が小さいJ Q Oを用いているが、L L L Aを用いても良い。本実施形態においてL L L Aを用いるためには準直交化部112-k_{sc} (k_{sc}=1, 2, ..., N_{sc}) で図25に示すア

ルゴリズムを用いる。

[0221] 図 2 5 に示した手順について説明する。尚、ギブズ回転行列 G は、図 2 5 の式で与えられる。

[0222] 第 0 行：入力として行列 R_1 と Π_1 を取得する。

[0223] 第 1 行： $N \times N$ 行列 $M_1 (= I_N)$, $R_L (= R_1)$ を定義する。

[0224] 第 2 行：変数 k に 1 を代入する。

[0225] 第 3 行：第 3 ～ 1 4 行目を $k \leq N$ が満たされている限り繰り返す。

[0226] 第 4 行：第 5 ～ 7 行目を $i = (k - 1) \sim 1$ まで繰り返す。つまり、各ループの処理を行う度に、 i の値を $k - 1$ から 1 つずつ減らす。

[0227] 第 5 行：ガウス整数 μ に「 $R_L(i, k) / R_L(i, i)$ 」を代入する。ここで「 x 」は複素数 x の実部と虚部の値についてそれぞれ独立に、最も近い整数に近似する関数である。例えば「 $2.1 - 3.6j$ 」 $= 2 - 4j$ となる。

[0228] 第 6 行： $R_L(1 : i, k)$ に $R_L(1 : i, k) - \mu R_L(1 : i, i)$ を代入する。

[0229] 第 7 行： $M(:, k)$ に $M(:, k) - \mu M(:, i)$ を代入する。

[0230] 第 8 行：第 5 ～ 7 行目を $i = (k - 1) \sim 1$ まで繰り返すことを示す。

[0231] 第 9 行： $\delta |R_L(k - 1, k - 1)|^2 \geq |R_L(k, k)|^2 + |R_L(k - 1, k)|^2$ が満たされれば第 1 0 行～第 1 2 行、満たされなければ第 1 4 行を実行する。ここで δ は $1/4$ から 1 の間の任意の実数である。通常は $\delta = 3/4$ であることが望ましい。

[0232] 第 1 0 行： R_L と M の $k - 1$ 列と k 列を入れ替える。

[0233] 第 1 1 行： R_L の第 $k - 1$ 行と k 行を取り出した行列に図 2 5 下部に書いたギブズ回転行列 G を右から乗算する。

[0234] 第 1 2 行： k に $k - 1$ と 1 のうち大きい方を代入する。

[0235] (第 1 3 行：第 9 行の条件分岐を表す。)

第 1 4 行： k に $k + 1$ を代入する。

[0236] (第 1 5 行：第 9 行の条件分岐処理の終点を表す。)

第16行：第3行のwhileループの終点を表す。

[0237] 第17行：行列 $U (= \Pi, M)$ を定義する。

[0238] 第18行：行列 U を出力する。

[0239] 以上のように、図25に示したアルゴリズムをフィルタ算出部11の内の各準直交化部112- k_{sc} で行うことで、本実施形態においてJQOの代わりにLLL Aアルゴリズムを適用できる。

[0240] <変形例7>

本実施形態に係るTHPフィルタ算出部113-1~113- N_{sc} は図13に基づくSQRD-THPのアルゴリズムを用いてフィルタを算出した。このアルゴリズムを図26に示したVBLAST-THPに換えても本実施形態を適用することが出来る。

[0241] 図26に示した手順について説明する。

[0242] 第0行：入力として行列 H と U を取得する。

[0243] 第1行： $N \times N$ 行列 G を定義し、 $G^H = H^H U$ とする。また行列 Π_T を定義し、単位行列 I_N を代入する。

[0244] 第2行：整数1~ N を要素に持つ集合を κ と定義する。

[0245] 第3行：行列 G' ($= G$)を定義する。

[0246] 第4行：第5~10行目を $i = N \sim 1$ まで繰り返す。

[0247] 第5行：行列 P を定義し、行列 G' の逆行列に代入する。ここで、行列 G' が正則行列でないときは疑似逆行列($G'^+ = G'^H (G' G'^H)^{-1}$)を行列 P に代入する。「+」は疑似逆行列を示す。

[0248] 第6行： κ 内に存在する番号が示す行列 P の列の中でノルムが最も小さい列の番号を k_i とおく。例えば $\kappa = \{2, 3, 5\}$ であれば行列 P の第2、3、および5列目のノルムの中で最も小さい番号ものを k_i とおく。

[0249] 第7行：列ベクトル p_i を定義し、行列 P の k_i 列目を代入する。

[0250] 第8行：行列 F の第 i 列目に $e_{k_i} - G p_i$ を代入する。ここで e_{k_i} は第 k_i 成分が1で他の成分が全て0となる N 次元列ベクトルである。また、第4行が示すForループの初回($i = N$)のときは、 F が定義されていないので、

まず行列 F を全成分が 0 の $N \times N$ 行列として定義してから上記代入を行う。

[0251] 第 9 行：集合 κ から要素 k_i を削除する。

[0252] 第 10 行：行列 G' の第 k_i 列目の各成分を全て 0 にする。

[0253] 第 11 行：第 4 ～ 10 行目を $i = N \sim 1$ まで繰り返すことを示す。

[0254] 第 12 行：行列 P の第 i 列に列ベクトル p_i を代入する。ここで i は $1 \sim N$ までの全ての数を表し、全列について代入を行う。

[0255] 第 13 行：行列 Π_T の各列を $[k_1, k_2, \dots, k_N]$ の順番に並び替える。

[0256] 第 14 行：行列 T を定義し、 $U \Pi_T$ を代入する。

[0257] 第 15 行：行列 R_T を定義し、 $(I - \Pi_T^H F)^H$ を代入する。

[0258] 第 16 行：行列 P, F, T, R_T を出力する。

[0259] $VBLAST-THP$ は、 $SQRD-THP$ よりも特性が良いので $SQRD-THP$ を使う方法と比較して、良好な誤り率特性を得ることが出来る。

[0260] (実施形態 2) ($LRDFE$ について)

本実施形態は、 $SUMIMO$ における受信装置の演算量を低減することを可能にする。ここで、 $SUMIMO$ とは、送信装置が複数のアンテナを用いて複数のデータ信号を 1 つの受信装置宛に同一周波数・同一時刻に空間多重して送信する方式である。本実施形態では、一例として基地局装置 $A2$ を送信装置とし、端末装置 C を受信装置とする。ただし、逆に基地局装置 $A2$ を受信装置として、端末装置 C を送信装置としても良い。また、本実施形態では、 N 本のアンテナを用いて N 個のストリームのデータを $SUMIMO$ で送信する場合を例として説明する。

[0261] 図 18 は、本実施形態に係る基地局装置 $A2$ の構成を示す概略ブロック図である。基地局装置 $A2$ は、第 1 ～ 第 N までの符号部 $321-1 \sim N$ 、第 1 ～ 第 N までの変調部 $322-1 \sim N$ 、 CRS 生成部 341 、フレーム構成部 342 、第 1 ～ 第 N までの $IFFT$ 部 $343-1 \sim N$ 、第 1 ～ 第 N までの GI 挿入部 $344-1 \sim N$ 、第 1 ～ 第 N までの送信部 $345-1 \sim N$ を含んで構成される。

- [0262] 符号部 3 2 1 - n には、端末装置 C の第 n ストリームの情報ビット（データ）が入力される。符号部 3 2 1 - n は、入力された情報ビットを誤り訂正符号化し、符号化後の符号化ビットを変調部 3 2 2 - n に出力する。
- [0263] 変調部 3 2 2 - n は、符号部 3 2 1 - n から入力された符号化ビットを変調することで、端末装置 C の第 n ストリームのデータ信号を生成する。変調部 3 2 2 - n は、生成したデータ信号をフレーム構成部 3 4 2 に入力する。
- [0264] CRS 生成部 3 4 1 は、基地局装置 A 2 と端末装置 C とで既知の信号点（基準信号）を有する CRS を生成し、生成した CRS をフレーム構成部 3 4 2 に出力する。
- [0265] フレーム構成部 3 4 2 は、変調部 3 2 2 - n から取得したデータ信号と、CRS 生成部 3 4 1 から取得した CRS を、図 6 に示したような配置にマッピングする。ここで、図 6 には DMRS をマッピングしていたが、本実施形態に係るフレームは DMRS を端末装置 C に送信する必要が無いので図 6 の DMRS に対応するリソースエレメントではデータ信号をマッピングするものとする。
- [0266] フレーム構成部 3 4 2 は、マッピング後の信号のアンテナ 3 0 1 - n で送信する信号を、IFFT 部 3 4 3 - n に、フレーム単位で出力する。（n = 1、2、…、N まで同様の処理を行う。）
- IFFT 部 3 4 3 - n は、フレーム構成部 3 4 2 から入力された信号に対して、IFFT を行うことで、時間領域の信号を生成する。ここで、IFFT 部 3 4 3 - n は、IFFT をフレーム単位で行う。IFFT 部 3 4 3 - n は、生成した時間領域の信号を GI 挿入部 3 4 4 - n に出力する。
- [0267] GI 挿入部 3 4 4 - n は、IFFT 部 3 4 3 - n から入力された信号に対して、ガードインターバルを付与し、付与後の信号を送信部 3 4 5 - n に出力する。
- [0268] 送信部 3 4 5 - n は、GI 挿入部 3 4 4 - n から入力された信号（ベースバンドのデジタル信号）を D/A（デジタル／アナログ）変換する。送信部 3 4 5 - n は、変換後の信号をアップコンバージョンすることで搬送波周波

数の信号を生成する。送信部345-nは、生成した信号をアンテナ301-nを介して送信する。

[0269] 図19は、本実施形態に係る端末装置Cの構成を示す概略ブロック図である。端末装置Cは、第1～第Nまでの受信部402-1～N、第1～第NまでのGI除去部403-1～N、第1～第NまでのFFT部404-1～N、信号分離部405、CRS用伝搬路推定部407、フィルタ算出部406、LR-DFE部408、第1～第Nまでの復調部421-1～N、第1～第Nまでの復号部422-1～Nを含んで構成される。

[0270] 受信部402-nは、アンテナ401-nを介して、基地局装置A2から送信された信号（搬送波周波数の信号）を受信する。受信部402-nは、受信した信号をダウンコンバージョンし、A/D（アナログ／デジタル）変換することで、ベースバンドのデジタル信号を生成する。受信部402-nは、生成したデジタル信号をGI除去部403-nに出力する。

[0271] GI除去部403-nは、受信部402-nから入力されたデジタル信号からGIを除去し、除去後の信号をFFT部404-nに出力する。

[0272] FFT部404-nは、GI除去部403-nから入力された信号に対して、FFTを行うことで、周波数領域の信号を生成する。FFT部404-nは、生成した周波数領域の信号を信号分離部405に出力する。

[0273] 信号分離部405は、基地局装置A2から通知されたマッピング情報に基づいて、FFT部404から入力された信号を分離する。信号分離部405は、分離した信号のうち、CRSをCRS用伝搬路推定部407に出力する。信号分離部405は、CRS以外の信号（例えば、データ信号）をLR-DFE部408に出力する。

[0274] CRS用伝搬路推定部407は、信号分離部405から入力されたCRSに基づいて伝搬路状態を推定する。ここで伝搬路状態は、サブキャリア毎にN行N列の伝搬路行列 $H_1 \sim H_{N_{sc}}$ で表される。Hの添え字はサブキャリアの番号を示す。CRS用伝搬路推定部407は、推定した伝搬路行列 $H_1 \sim H_{N_{sc}}$ をフィルタ算出部406に入力する。

[0275] フィルタ算出部406は、本実施形態に係る特徴部分であり、LRを用いた処理によりサブキャリア毎に信号検出に用いるフィルタを算出し、各フィルタをLR-DFE部408に入力する。詳細な動作は後述する。

[0276] LR-DFE部408はフィルタ算出部406から入力されたフィルタを用いてデータ信号を検出し、等化結果を、第1～第Nまでの復調部421-1～Nにそれぞれ入力する。LR-DFE部408についても詳細な動作は後述する。

[0277] 復調部421-nは、それぞれLR-DFE部から出力された第nストリームの等化結果を用いて復調を行い、各復調結果を復号部422-nに入力する。

[0278] 復号部422-nは、復調部421-nの各復調結果を用いて誤り訂正符号の復号を行い、情報ビットを出力する。

[0279] <フィルタ算出部406>

図20に、フィルタ算出部406の詳細なブロック図を示す。フィルタ算出部406の構成は、実施形態1に係るフィルタ算出部11の構成(図7)と似た構成を持つ。具体的には、フィルタ算出部406は、フィルタ算出部11のTHPフィルタ算出部113-1～N_{sc}をDFEフィルタ算出部413-1～N_{sc}に変更した構成を持ち、一部を除きフィルタ算出部11と同じ動作を行う。

[0280] 図20を用いてフィルタ算出部11との動作の相違点を説明する。

[0281] 三角化部111-1(図7)では、入力として伝搬路行列 H_1 のエルミート共役 H_1^H を入力したが、本実施形態に係る三角化部411-1では、伝搬路行列 H そのものを入力とする。すなわち三角化部411-1の出力した行列 Q_{11} , R_{11} , Π_{11} は、 $H\Pi_{11}=Q_{11}R_{11}$ という関係を持つ(実施形態1では $H^H\Pi_{11}=Q_{11}R_{11}$ という関係を持つ)。

[0282] 準直交化部412-1は、図6の準直交化部112-1と同じ動作をして、等価伝搬路 G_1 とユニモジュラ行列 U_1 を算出する。ここで三角化部411-1に伝搬路行列 H_1 そのものを入力したので、 G_1 は $G_1=H_1U_1$ という関係

となる。

[0283] DFEフィルタ算出部413-1は、伝搬路行列 H_1 とユニモジュラ行列 U_1 から等価伝搬路 G_1 を算出し、等価伝搬路 G_1 に対してSQRDを施し、LR-DFE部408に入力するフィルタを算出する。

[0284] 図22はDFEフィルタ算出部413-1の詳細な動作を表す。なお、DFEフィルタ算出部413-1の動作は、DFEフィルタ算出部413-2～ N_{sc} における動作と同じであるため、DFEフィルタ算出部413-1～ N_{sc} の動作として一般化して行う。そのためサブキャリア番号を示す添え字を省略して説明する。

[0285] 第0行：入力として行列 H と U を取得する。

[0286] 第1行： $N \times N$ 行列 G を定義し、 G に HU を代入する。

[0287] 第2行： G に対してSQRDを施す。実施形態1のTHPフィルタ算出部113-nでは図13のように G^H に対してSQRDを施したが、本実施形態に係るDFEフィルタ算出部413-1では G に対してSQRDを施す（後述するDFEフィルタ算出部413-nも同様）。

[0288] 第3行： $N \times N$ 行列 T を定義し、 T に $U \Pi_T$ を代入する。

[0289] 第4行： Q_T , R_T , T をLR-DFE部に出力する。

[0290] DFEフィルタ算出部413-1は、サブキャリア1に対応するフィルタを算出するので、最終的に算出したフィルタを Q_{T1} , R_{T1} , T_1 とおく。これらのフィルタ Q_{T1} , R_{T1} , T_1 をLR-DFE部408に出力し、連結フィルタ算出部410-2に R_{T1} , T_1 を出力する。

[0291] 次に、連結フィルタ算出部410-2内の準直交化部412-2は、初回フィルタ算出部410-1から入力された R_{T1} , T_1 取得する。その後、準直交化部412-2は、準直交化部412-1と同様に準直交化処理を行ってユニモジュラ行列 U_2 を算出し、DFEフィルタ算出部413-2に出力する。

[0292] DFEフィルタ算出部413-2は、入力されたユニモジュラ行列 U_2 とCRS伝搬路推定部407から入力された伝搬路行列 H_2 に基づいて図26に示

した処理を行い、フィルタ Q_{T2} , R_{T2} , T_2 を算出する。また、DFE フィルタ算出部 413-2 は算出したフィルタ Q_{T2} , R_{T2} , T_2 を LR-DFE 部 408 に入力し、フィルタ R_{T2} , T_2 を連結フィルタ算出部 410-3 に入力する。

[0293] 以降、連結フィルタ算出部 410-3 は連結フィルタ算出部 410-2 と同様に、フィルタ R_{T2} , T_2 と伝搬路行列 H_3 からフィルタ Q_{T3} , R_{T3} , T_3 を算出し、フィルタ Q_{T3} , R_{T3} , T_3 を LR-DFE 部 408 に入力し、フィルタ R_{T3} , T_3 を連結フィルタ算出部 410-4 に入力する。以降同様に、連結フィルタ算出部 410- N_{SC} まで繰り返す。ここで連結フィルタ算出部 410-2 ~ 410- N_{SC} の構成から明らかなように、三角化部 411-1 に相当する三角化を行う部分が無い。つまり、実施形態 1 と同様に三角化処理を省略することができる。そのため本実施形態に係る端末装置 C は、従来の LR-DFE よりもフィルタ算出に要する演算量を低減することが出来る。

[0294] <LR-DFE 部 408>

次に LR-DFE 部 408 の動作を説明する。LR-DFE 部 408 はフィルタ算出部 406 から入力されたフィルタを用いて信号分離部 405 から入力されたデータ信号を等化して復調を行う。図 23 は LR-DFE 部の詳細な動作を示す。

[0295] 図 23 に示した手順について説明する。LR-DFE 部 408 では、サブキャリア毎に独立に同じ動作を行う。そのため図 23 においてはサブキャリア番号を示す添え字を省略して説明している。

[0296] 第 0 行：入力としてフィルタ算出部 406 からサブキャリア毎の Q_T , R_T , および T を取得し、さらに信号分離部 405 からデータ信号 y を取得する。ここでデータ信号 y は、各成分が複素数の N 次元縦ベクトルで表す。 y は、各成分が、同じリソースエレメントにおける端末装置 C の各アンテナ 401-n でそれぞれ受信した信号である。

[0297] 第 1 行： y に Q_T^H を乗算し、 y_T とおく。 y_T の各成分は等価伝搬路 G におけるストリーム毎の受信信号を表す。

- [0298] 第2行：第3～4行目を $k = N \sim 1$ まで繰り返す。
- [0299] 第3行：他ストリームから k 番目のストリームへの干渉信号を示す f_k に $R_T(k, k+1:N) \times c(k+1:N)$ を代入する。なお、 $k=1$ のときは、 $f_1=0$ とおく。また c は初期値として成分が全て0の N 次元ベクトルであるとする。
- [0300] 第4行： y_T の第 k 成分から k 番目のストリームへの干渉信号 f_k を減算した値を k 番目のストリームの利得 $R_T(k, k)$ で除算した結果を、変調信号の信号点間隔 Δ で量子化する。量子化した値を N 次元縦ベクトル c の第 k 成分 $c(k)$ に代入する。
- [0301] 第5行：第3～4行目を $k = N \sim 1$ まで繰り返すことを示す。
- [0302] 第6行： $d = T^{-1}c$ を算出する。 d は、等価伝搬路 G ではなく実際の伝搬路 H の各ストリームの等化結果である。すなわち、 d の各成分は、基地局装置 A2 が変調部 322-n で生成した各データ信号の推定値を示す。
- [0303] 第7行：信号 d の第 n 成分をそれぞれ復調部 411-n に出力する。
- [0304] なお、本実施形態に係るフィルタ算出部 406 は、実施形態1の変形例1～4と同様の変更を加えても同様に動作する。
- [0305] なお、本実施形態において、基地局装置 A2 はストリーム数 N と同じ本数のアンテナ数を持ち、 N 本のストリームを送信するとして説明した。しかし、当該アンテナ数は必ずしも、物理的なアンテナ数（実際に基地局装置 A2 が持つアンテナの数）を示す必要は無い。例えば、 $N+N'$ 本のアンテナを基地局装置 A2 が持っていたとしても、送信ダイバーシチ技術によって、仮想的に N 本のアンテナを持っているとして端末装置 C と通信をすることができる。また単に一部のアンテナを使わない場合も、 N 本のアンテナを持っているとみなすことができる。
- [0306] また、本実施形態において、端末装置 C がストリーム数 N と同じ N 本のアンテナを持つとして説明したが、端末装置 C が N 本以上の複数のアンテナを有し、受信ダイバーシチ技術などによって等価的に N 本のアンテナを持つとして通信を行っていてもよい。

[0307] <等化フィルタ算出部>

本実施形態のDFEフィルタ算出部 $413-1 \sim 413-N_{sc}$ と実施形態1のTHPフィルタ算出部 $113-1 \sim 113-N_{sc}$ は、入力された伝搬路行列Hとユニモジュラ行列Uに基づいて等価伝搬路Gを算出し、当該等価伝搬路G（または G^H ）を、ユニタリ行列・三角行列・置換行列の積に分解する動作が共通している。そのためDFEフィルタ算出部とTHPフィルタ算出部を総称して等化フィルタ算出部と呼ぶこととする。

[0308] これによりLR-THPおよびLR-DFEのフィルタ算出処理の演算量を低減することが可能になる。

[0309] 上記の実施の形態において、添付図面に図示されている構成等については、これらに限定されるものではなく、本発明の効果を発揮する範囲内で適宜変更することが可能である。その他、本発明の目的の範囲を逸脱しない限りにおいて適宜変更して実施することが可能である。

[0310] また、本実施の形態で説明した機能を実現するためのプログラムをコンピュータ読み取り可能な記録媒体に記録して、この記録媒体に記録されたプログラムをコンピュータシステムに読み込ませ、実行することにより各部の処理を行ってもよい。尚、ここでいう「コンピュータシステム」とは、OSや周辺機器等のハードウェアを含むものとする。

[0311] また、「コンピュータシステム」は、WWWシステムを利用している場合であれば、ホームページ提供環境（あるいは表示環境）も含むものとする。

[0312] また、「コンピュータ読み取り可能な記録媒体」とは、フレキシブルディスク、光磁気ディスク、ROM、CD-ROM等の可搬媒体、コンピュータシステムに内蔵されるハードディスク等の記憶装置のことをいう。さらに「コンピュータ読み取り可能な記録媒体」とは、インターネット等のネットワークや電話回線等の通信回線を介してプログラムを送信する場合の通信線のように、短時間の間、動的にプログラムを保持するもの、その場合のサーバやクライアントとなるコンピュータシステム内部の揮発性メモリのように、一定時間プログラムを保持しているものも含むものとする。また前記プログ

ラムは、前述した機能の一部を実現するためのものであっても良く、さらに前述した機能をコンピュータシステムにすでに記録されているプログラムとの組み合わせで実現できるものであっても良い。

産業上の利用可能性

[0313] 本発明は、通信装置に利用可能である。

符号の説明

[0314] 1…通信システム、A 1…基地局装置、B 1～B 4…端末装置、C…制御部、F 1、2、4、5…連結フィルタ算出部、F 3…初回フィルタ算出部、1 1…フィルタ算出部、1 3…非線形プレコーディング部、1 0 1…アンテナ、1 0 2…受信部、1 0 3…G I 除去部、1 0 4…F F T 部、1 0 5…伝搬路状態情報取得部、1 1 0-1…初回フィルタ算出部、1 1 0-2～N…連結フィルタ算出部、1 1 1-1…三角化部、1 1 2-1～N…準直交化部、1 1 3-1～N…T H P フィルタ算出部、1 2 1…符号部、1 2 2…変調部、1 2 3…電力正規化部、1 2 4…D M R S 生成部、1 3 1…干渉算出部、1 3 2…M o d u l o 演算部、1 3 3…干渉演算部、1 3 4…線形フィルタ乗算部、1 3 5…変換行列乗算部、1 4 1…C R S 生成部、1 4 2…フレーム構成部、1 4 3…I F F T 部、1 4 4…G I 挿入部、1 4 5…送信部、2 0 1…アンテナ、2 0 2…受信部、2 0 3…G I 除去部、2 0 4…F F T 部、2 0 5…信号分離部、2 0 6…C R S 伝搬路推定部、2 0 7…D M R S 用伝搬路推定部、2 0 8…伝搬路補償部、2 0 9…M o d u l o 演算部、2 1 0…復調部、2 1 1…復号部、2 1 2…伝搬路状態情報生成部、2 1 3…I F F T 部、2 1 4…G I 挿入部、2 1 5…送信部。

[0315] 本明細書で引用した全ての刊行物、特許および特許出願をそのまま参考として本明細書にとり入れるものとする。

請求の範囲

- [請求項1] 第1のチャネルの伝搬路状態に基づいて、少なくとも第1の変換行列と第1の三角行列を生成する第1の等化フィルタ算出部と、
前記第1の三角行列に基づいて第1のユニモジュラ行列を算出する第1の準直交化部と、
第2のチャネルの伝搬路状態と前記第1のユニモジュラ行列に基づいて、少なくとも第2の変換行列と第2の三角行列を生成する第2の等化フィルタ算出部と、
を有することを特徴とするフィルタ算出装置。
- [請求項2] 前記第1の変換行列は、
前記第1のチャネルを準直交化する第2のユニモジュラ行列と、前記第1の等化フィルタ算出部が算出する第1の置換行列と、の積で表されることを特徴とする請求項1に記載のフィルタ算出装置。
- [請求項3] 前記第1のチャネルと前記第2のチャネルは、周波数領域で互いに隣接するチャネルであることを特徴とする請求項1または2に記載のフィルタ算出装置。
- [請求項4] 前記第1のチャネルと前記第2のチャネルは、時間領域で互いに隣接するチャネルであることを特徴とする請求項1から3のいずれか1項に記載のフィルタ算出装置。
- [請求項5] 前記第1のチャネルに隣接し、かつ前記第2のチャネルと異なる第3チャネルの伝搬路状態と、第1のユニモジュラ行列に基づいて、第3の変換行列と第3の三角行列を生成する第3の等化フィルタ算出部を有すること、
を特徴とする請求項1から4までのいずれか1項に記載のフィルタ算出装置。
- [請求項6] 複数の受信装置に対してそれぞれ異なる信号を同一周波数で同一時刻に送信する送信装置であって、
請求項1から5までのいずれか1項に記載のフィルタ算出装置を有

し、

前記第 1 の変換行列と前記第 1 の三角行列とに基づいて、第 1 のチャンネルで送信する前記信号に対して非線形プレコーディングを施し、

前記第 2 の変換行列と前記第 2 の三角行列とに基づいて、第 2 のチャンネルで送信する前記信号に対して非線形プレコーディングを施す非線形プレコーディング部と、

前記非線形プレコーディング部による非線形プレコーディング後の信号を送信する送信部と、

を有することを特徴とする送信装置。

[請求項7] 通信帯域を複数の分割帯域に分割し、前記分割帯域各々に前記フィルタ算出装置を用いてフィルタ算出を行うことを特徴とする請求項 6 に記載の送信装置。

[請求項8] 前記分割帯域を、チャンネル同士の伝搬路状態の相関によって決定することを特徴とする請求項 7 に記載の送信装置。

[請求項9] 送信装置が同一周波数で同一時刻に送信した複数の異なる信号を受信する受信装置であって、

請求項 1 から 5 までのいずれか 1 項に記載のフィルタ算出装置を有し、

前記第 1 の変換行列と前記第 1 の三角行列とに基づいて、第 1 のチャンネルで受信した前記信号に対して判定帰還型信号検出を行い、

前記第 2 の変換行列と前記第 2 の三角行列とに基づいて、第 2 のチャンネルで送信する前記信号に対して判定帰還型信号検出を行う L R – D F E 部と、

を有することを特徴とする受信装置。

[請求項10] 第 1 のチャンネルの伝搬路状態に基づいて、第 1 の変換行列と第 1 の三角行列を生成する第 1 の等化フィルタ算出部と、

前記第 1 の変換行列と前記第 1 の三角行列とに基づいて第 1 のユニ

モジュラ行列を算出する第1の準直交化部と、

第2のチャンネルの伝搬路状態と前記第1のユニモジュラ行列に基づいて、第2の変換行列と第2の三角行列を生成する第2の等化フィルタ算出部と、

を有することを特徴とするプロセッサ。

[請求項11]

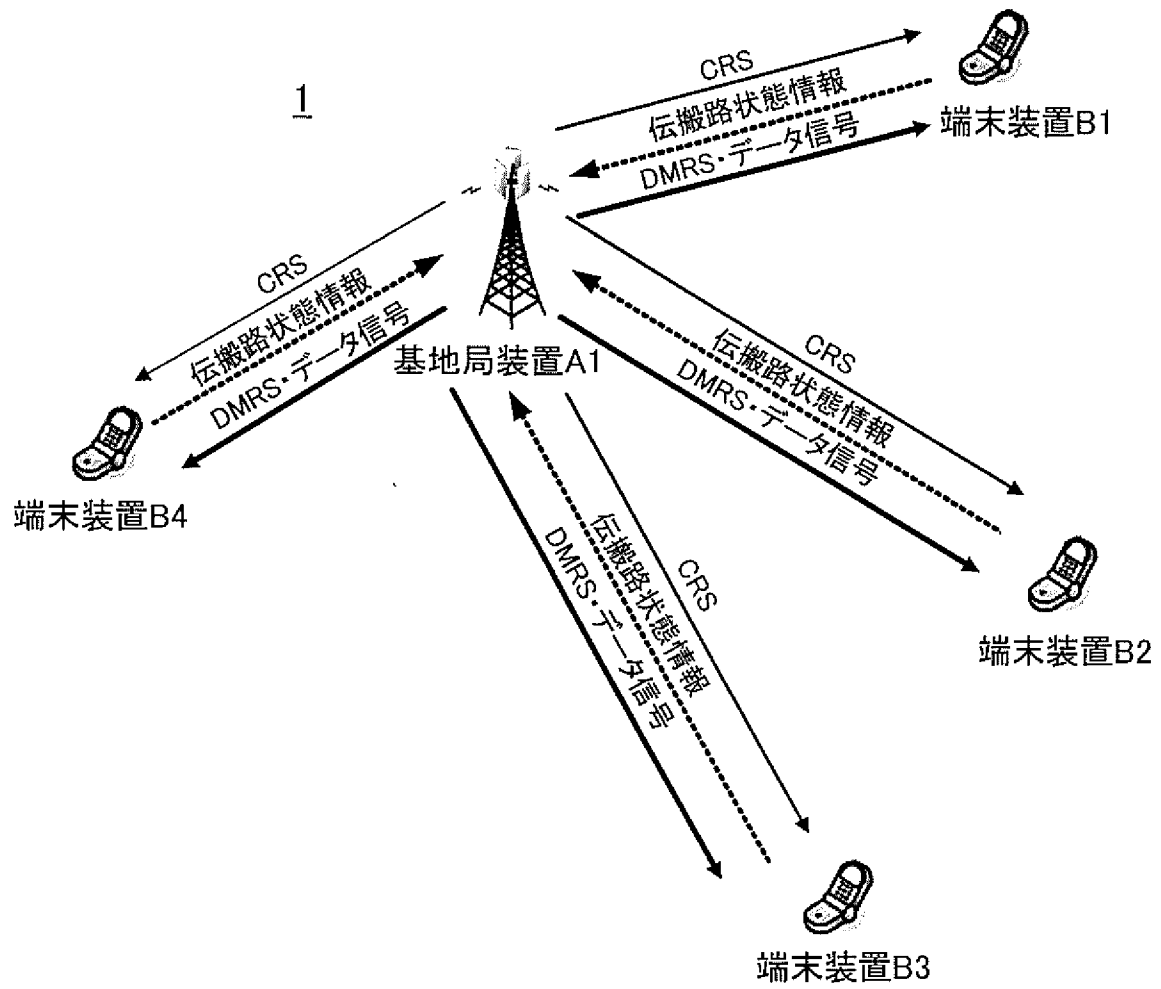
第1のチャンネルの伝搬路状態に基づいて、第1の変換行列と第1の三角行列を生成する第1の等化フィルタ算出ステップと、

前記第1の変換行列と前記第1の三角行列とに基づいて第1のユニモジュラ行列を算出する第1の準直交化ステップと、

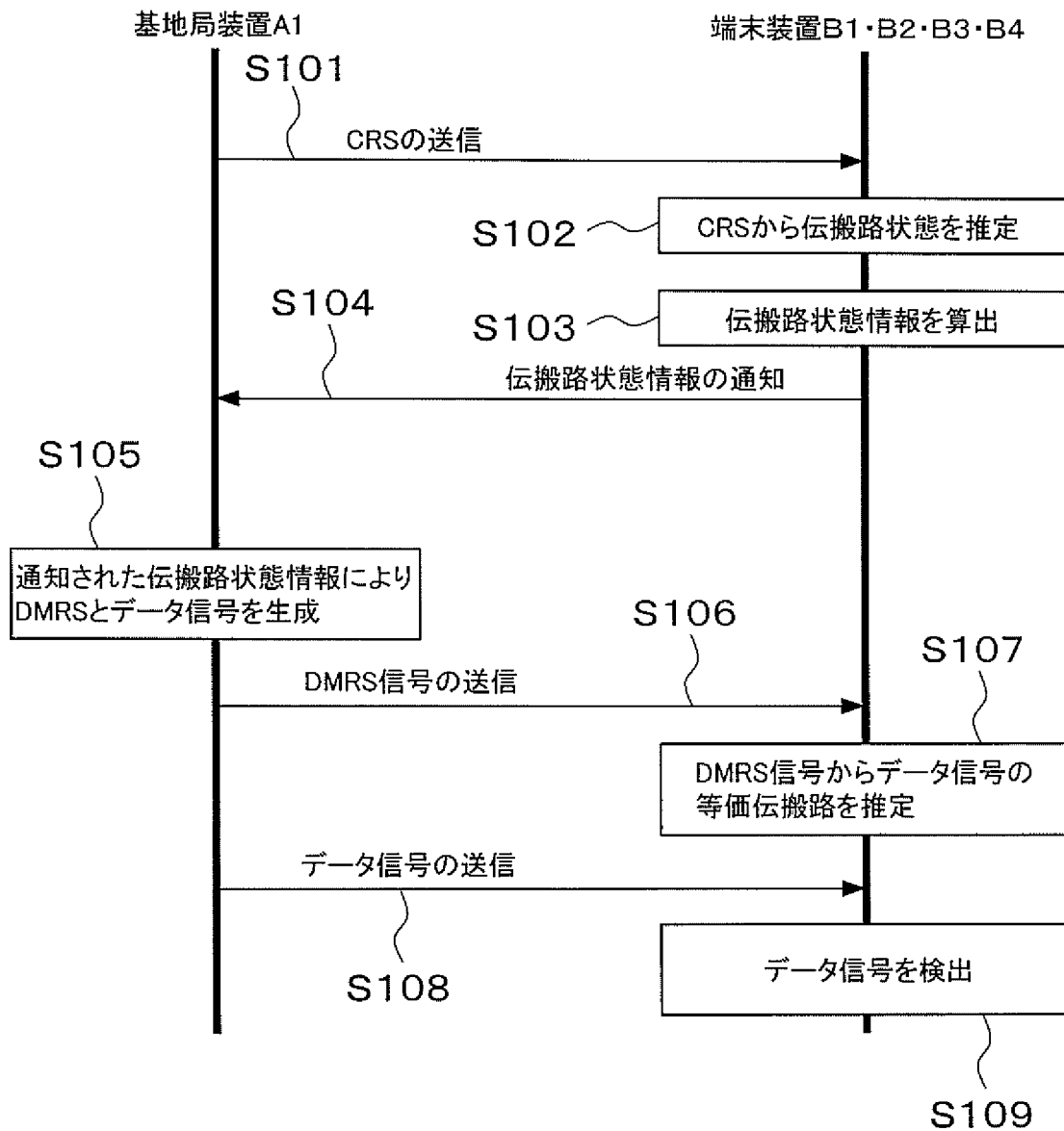
第2のチャンネルの伝搬路状態と前記第1のユニモジュラ行列に基づいて、第2の変換行列と第2の三角行列を生成する第2の等化フィルタ算出ステップと、

を有することを特徴とするフィルタ算出方法。

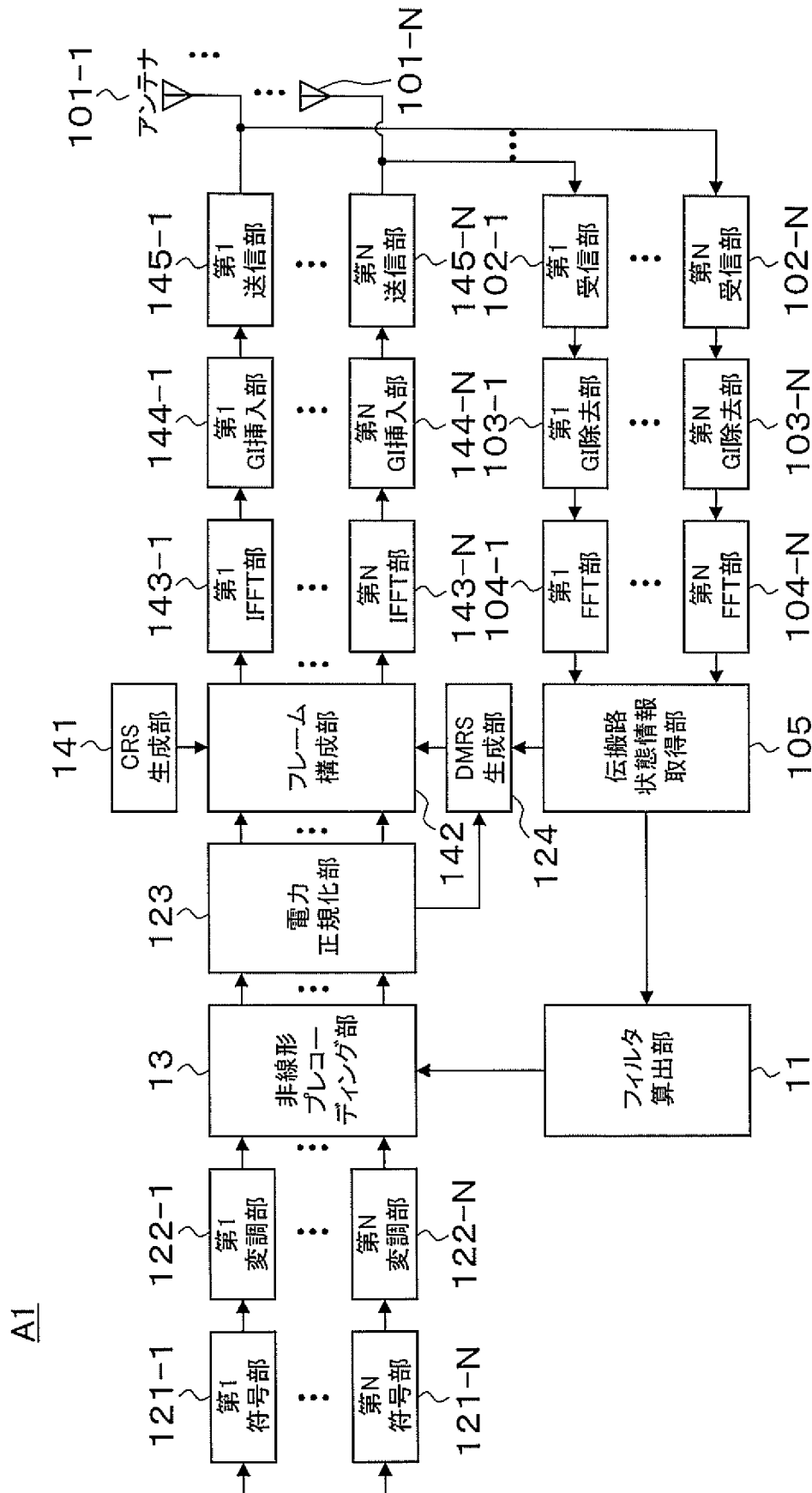
[図1]



[図2]

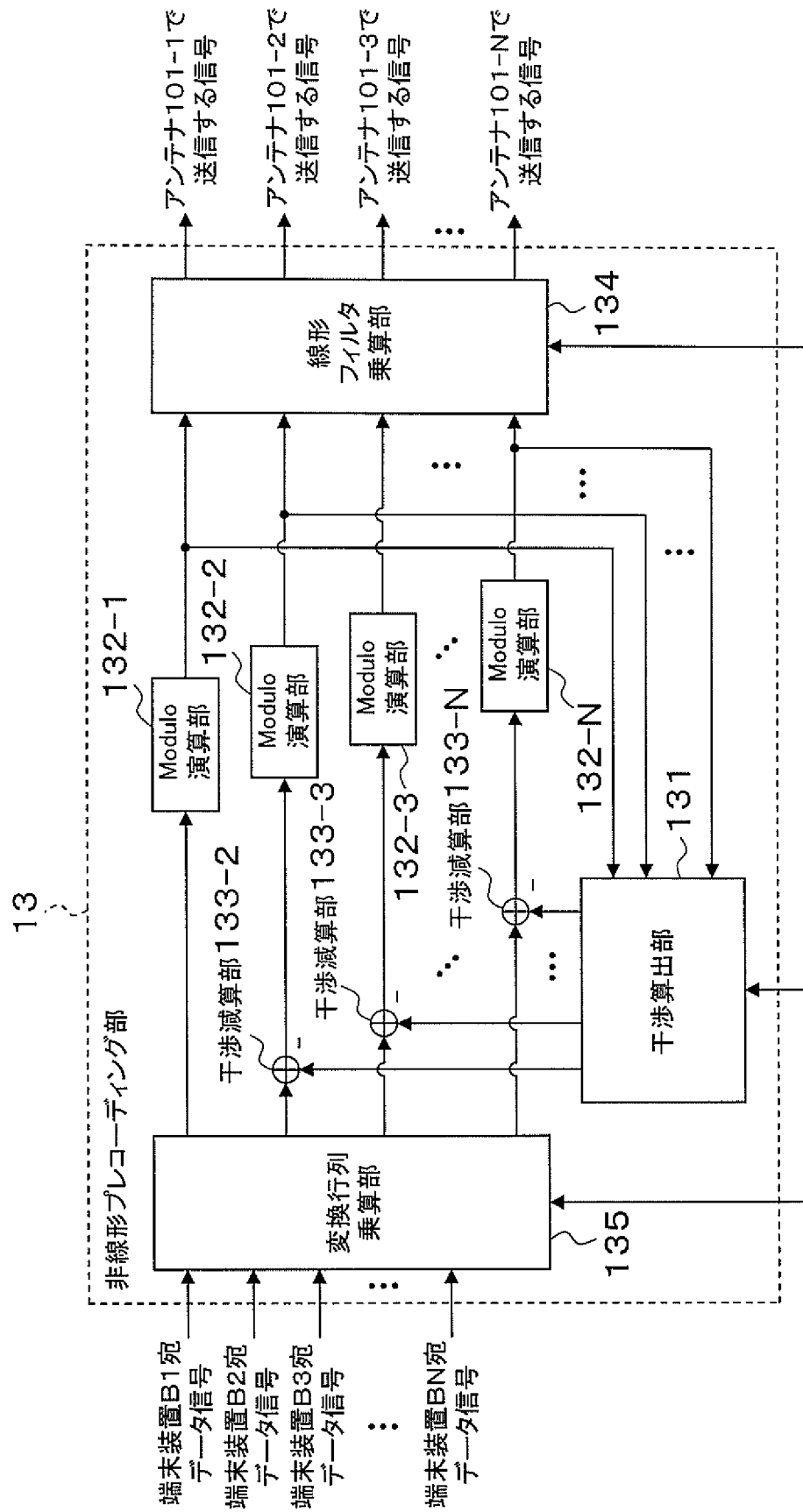


[図3]

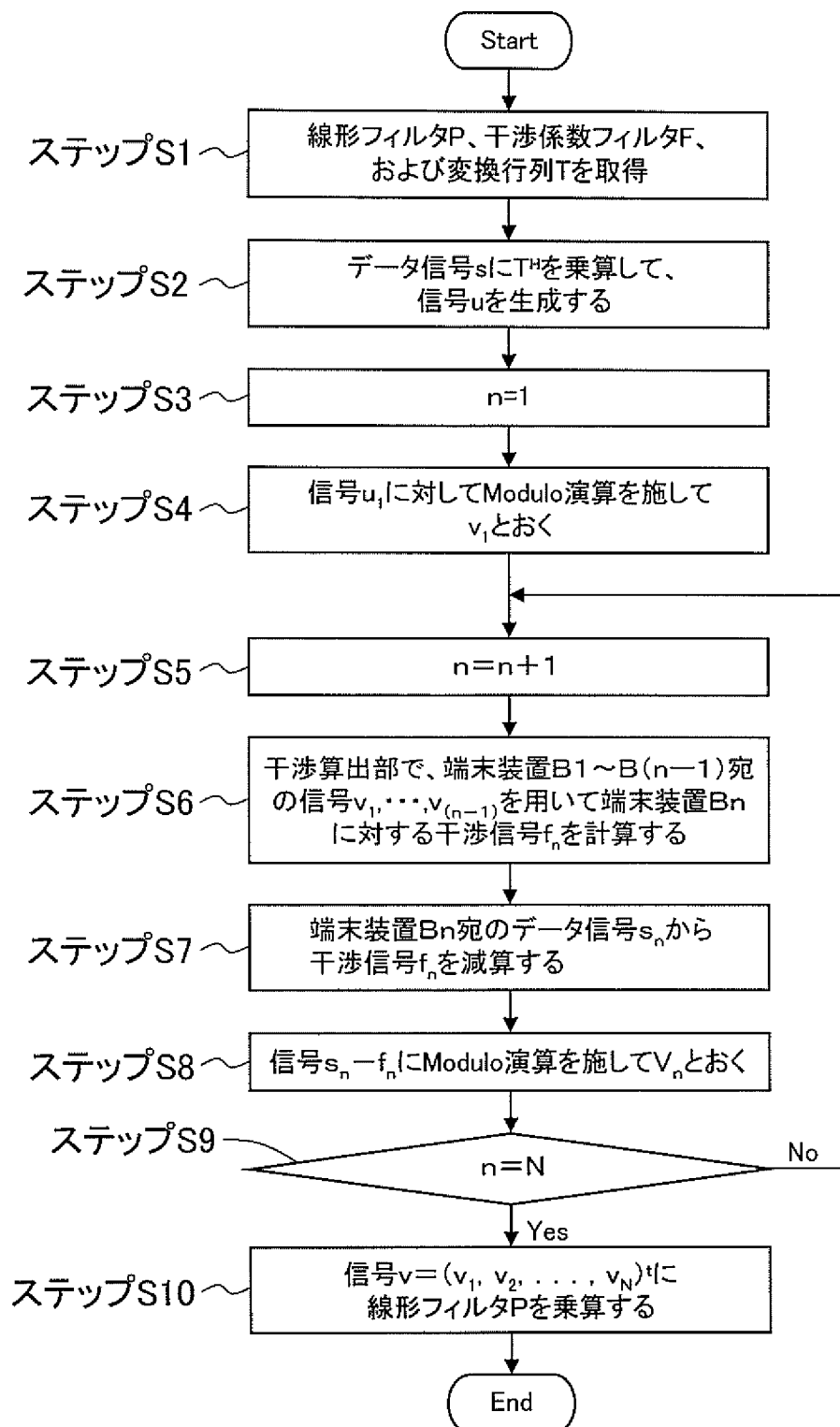


A1

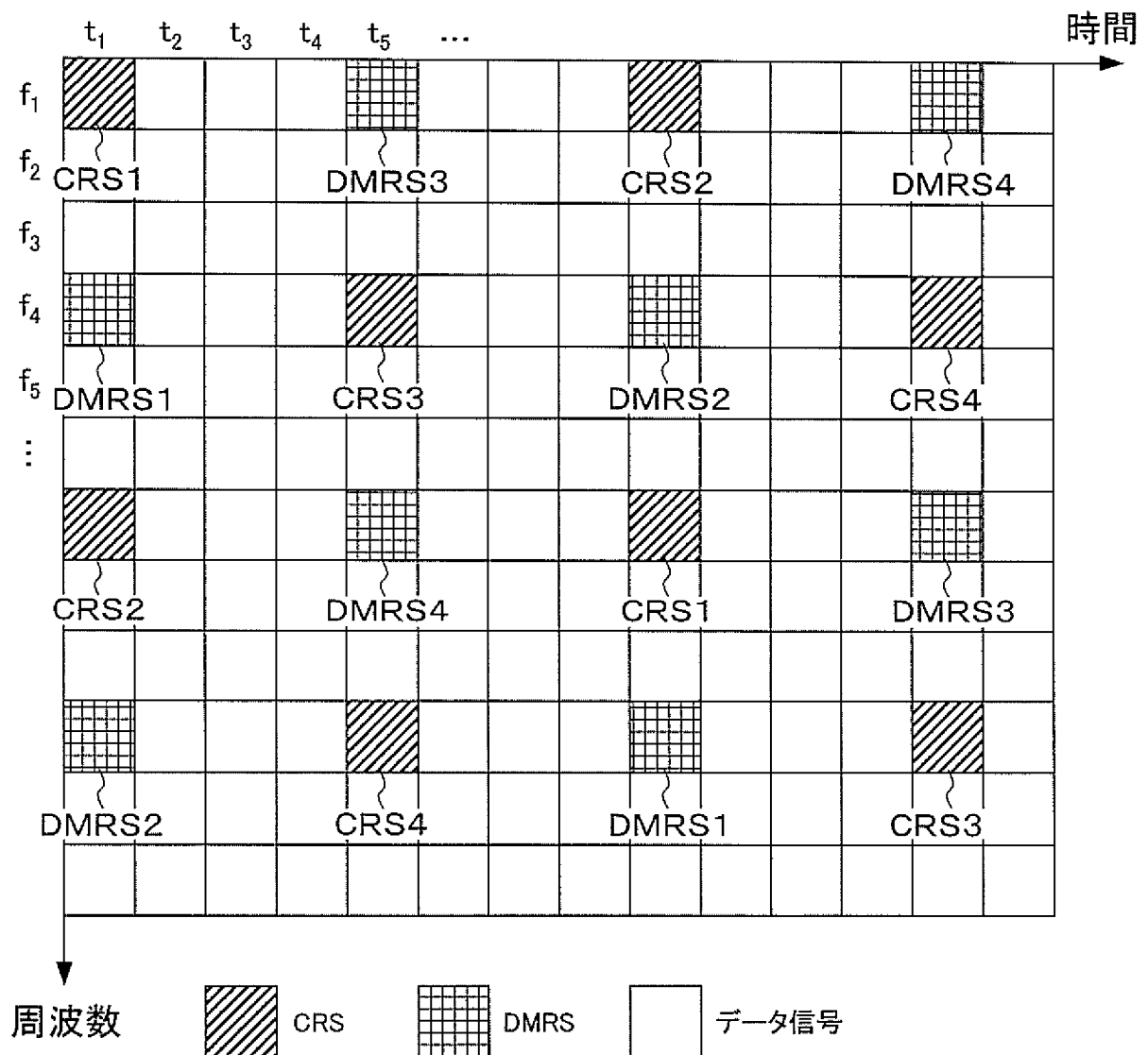
[図4]



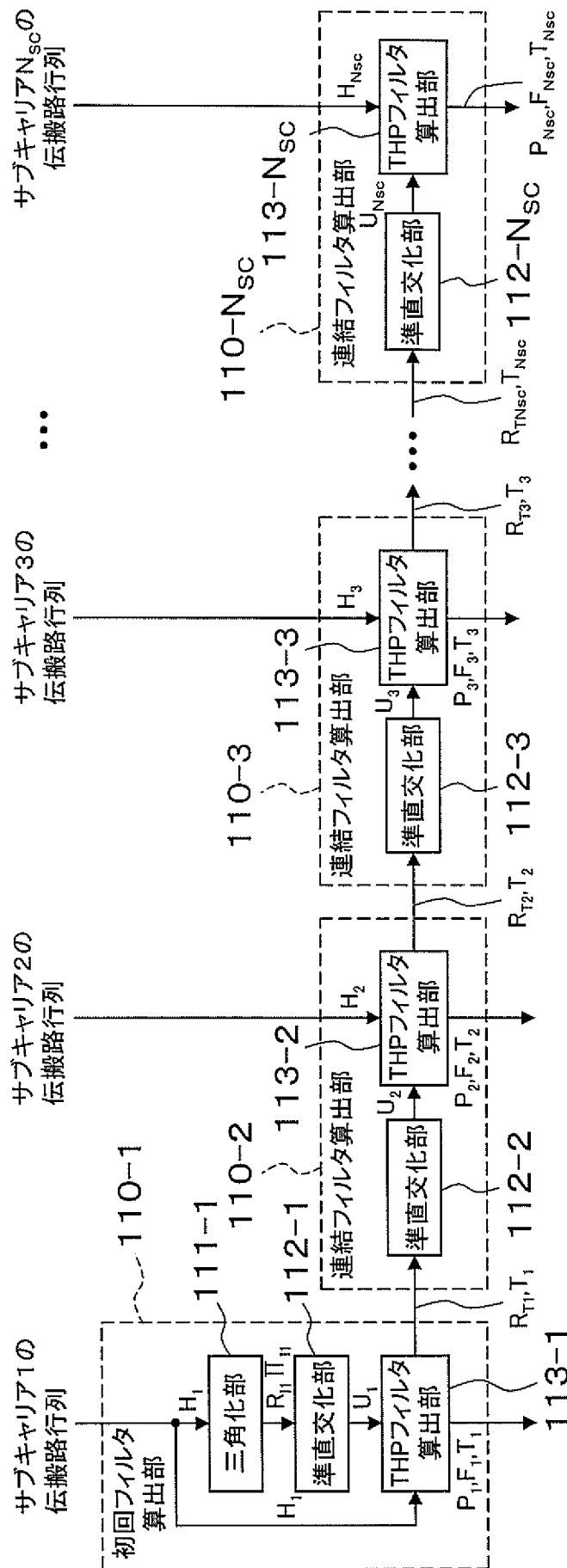
[図5]



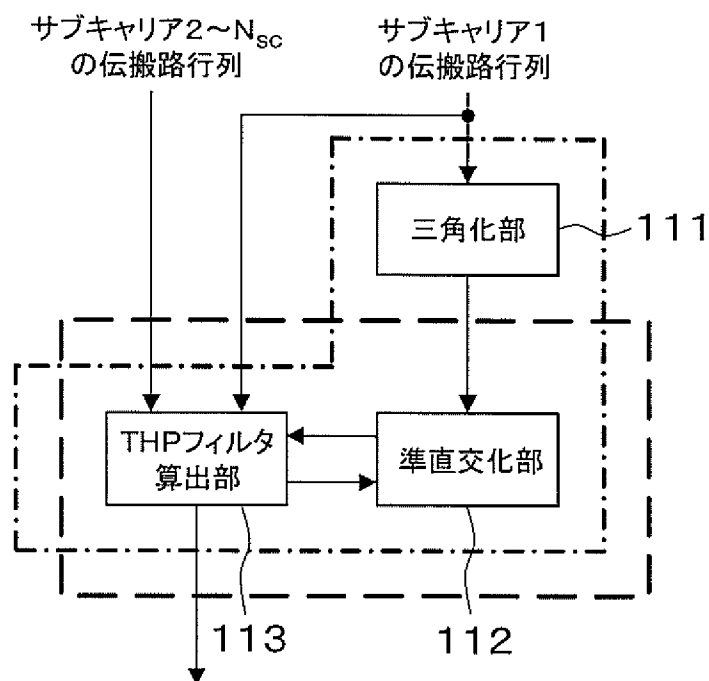
[図6]



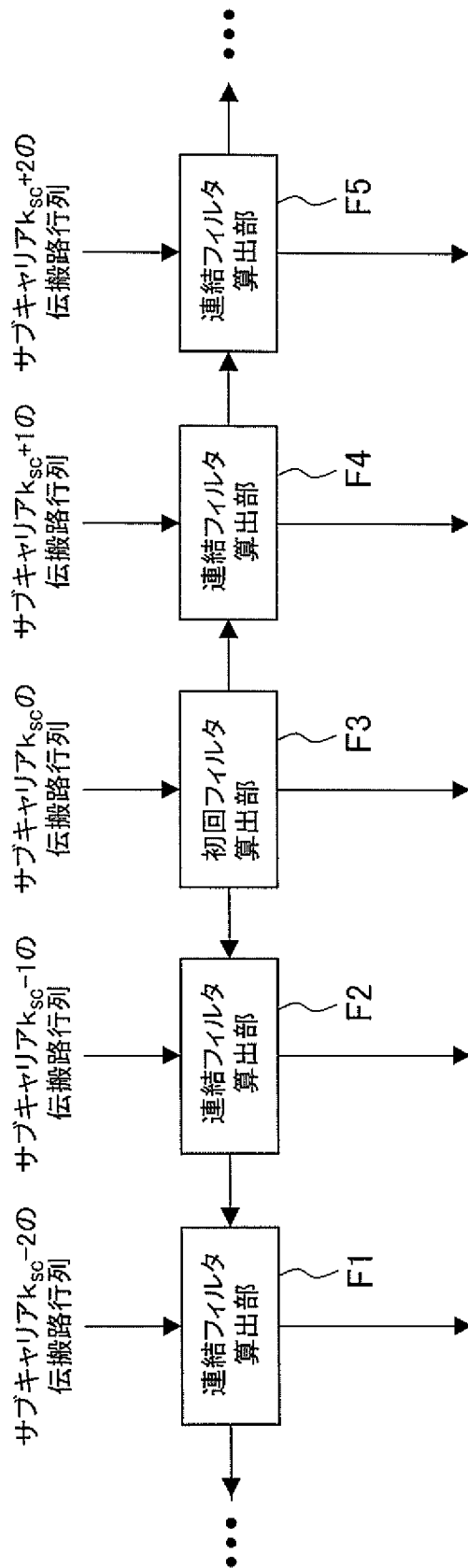
[図7]



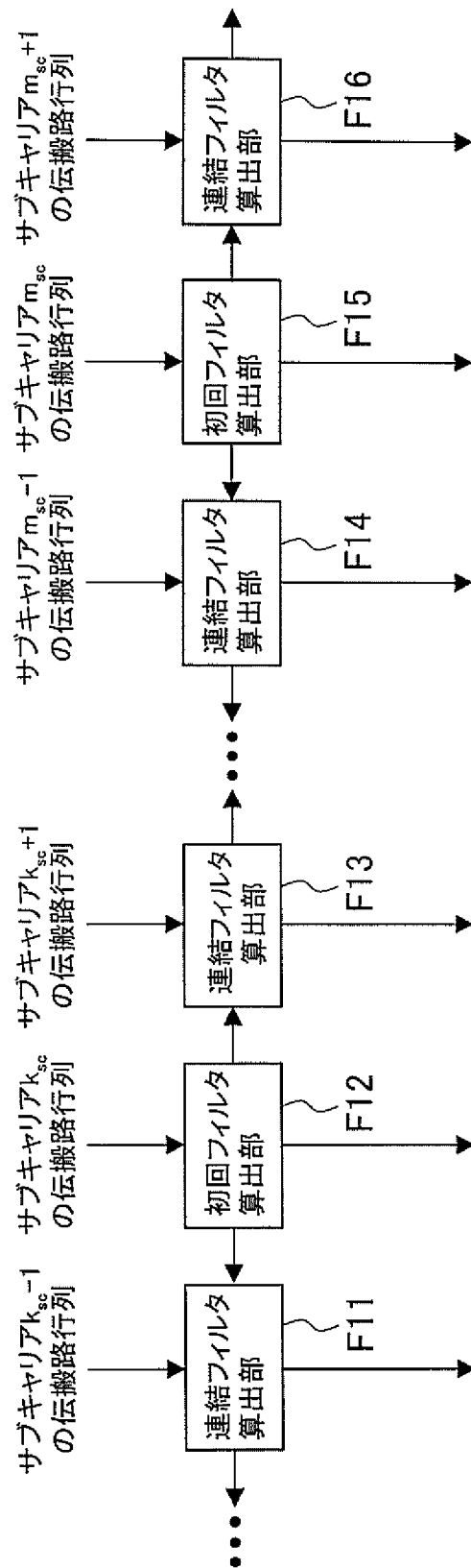
[図8]



[図9]



[図10]



[図11]

三角化部

```

-----
0: Input  $H^H$ 
1:  $R_l = 0$ ,  $Q_l = H^H$ ,  $S = [1, 2, \dots, N]$ 
2: for  $i = 1, \dots, N$ 
3:    $k_i = \operatorname{argmin}_{m=i, \dots, N} \|Q_l(:, m)\|^2$ 
4:    $[Q_l(:, k_i), Q_l(:, i)] = [Q_l(:, i), Q_l(:, k_i)]$ 
5:    $[R_l(:, k_i), R_l(:, i)] = [R_l(:, i), R_l(:, k_i)]$ 
6:    $[S(k_i), S(i)] = [S(i), S(k_i)]$ 
7:    $R_l(i, i) = \|Q_l(:, i)\|$ 
8:    $Q_l(:, i) = Q_l(:, i) / R_l(i, i)$ 
9:   for  $m = i+1, \dots, N$ 
10:     $R_l(i, m) = Q_l(:, i)^H Q_l(:, m)$ 
11:     $Q_l(:, m) = Q_l(:, m) - R_l(i, m) Q_l(:, i)$ 
12:   end
13: end
14:  $\Pi_l = I_N(:, S)$ 
15: Output  $Q_l, R_l, \Pi_l$ 
-----

```

[図12]

準直交化部

```

-----
0: Input  $R_l, \Pi_l (T)$ 
1:  $M = I_N$ ,  $R_L = R_l$ 
2: for  $k = 2, \dots, N$ 
3:   for  $i = k-1, \dots, 1$ 
4:      $\mu = \lceil R_L(i, k) / R_L(i, i) \rceil$ 
5:      $R_L(1:i, k) = R_L(1:i, k) - \mu R_L(1:i, i)$ 
6:      $M(:, k) = M(:, k) - \mu M(:, i)$ 
7:   end
8: end
9:  $U = \Pi_l M (U = TM)$ 
10: Output  $U$ 
-----

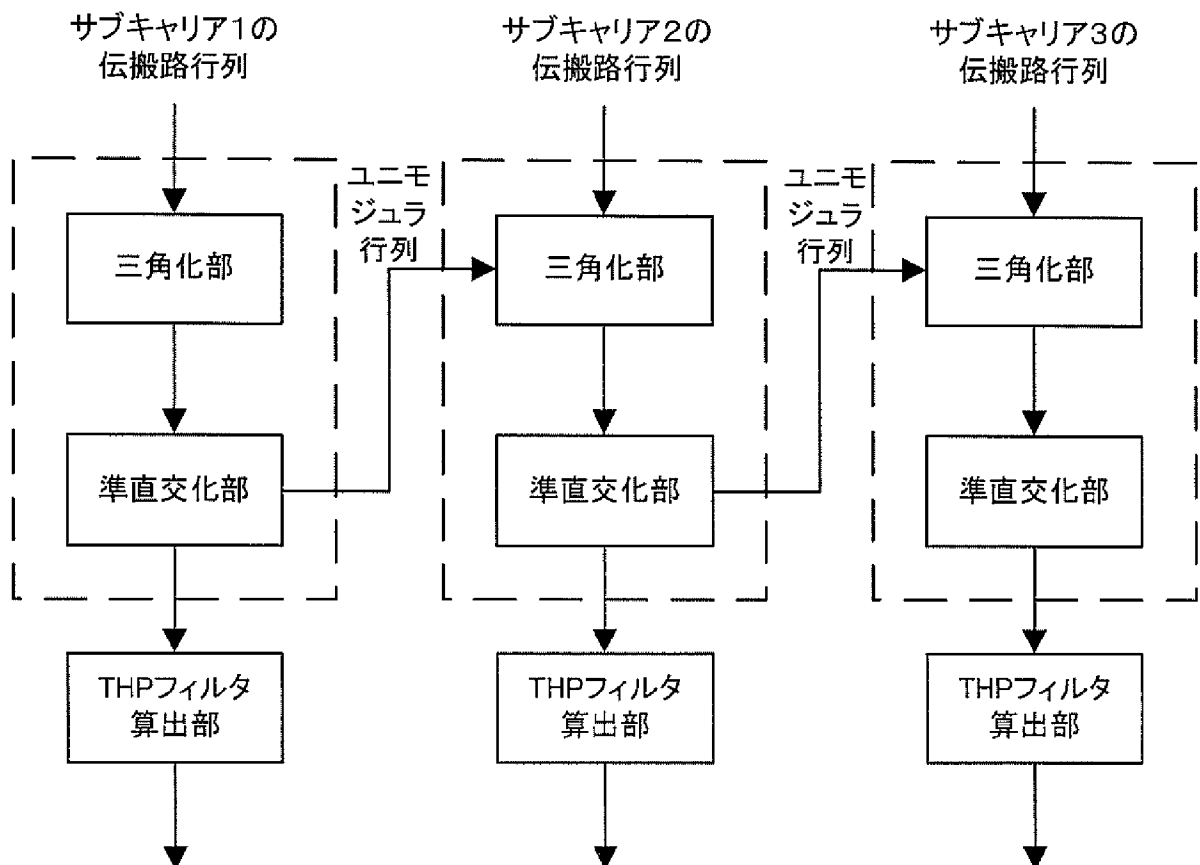
```

[図13]

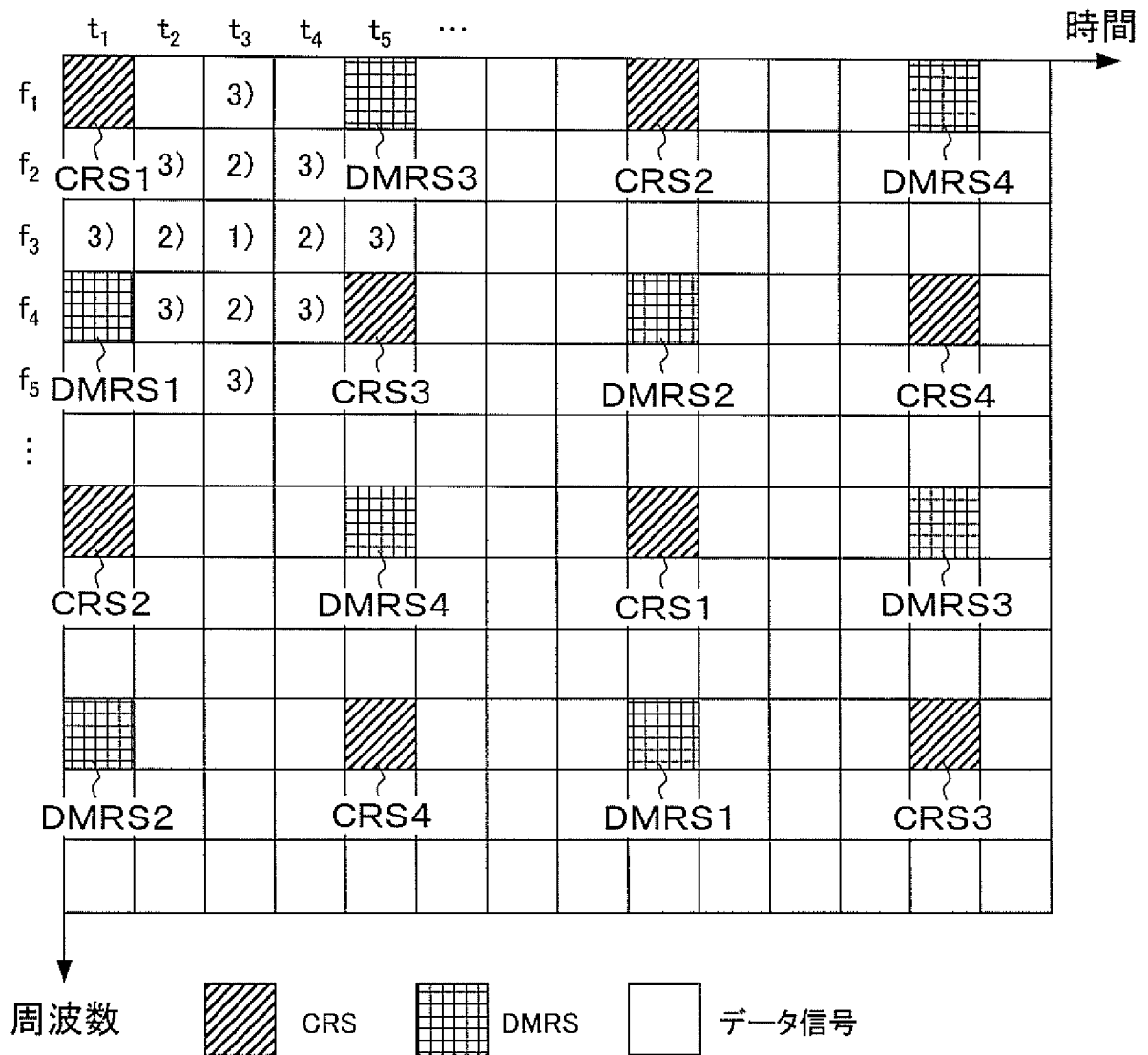
 THPフィルタ算出部

0: Input H, U
 1: $G^H = H^H U$
 2: $[Q_T, R_T, \Pi_T] = \text{SQRD}(G^H)$
 3: $A = \text{diag}(R_T)$
 4: $P = Q_T A^{-1}$
 5: $F = R_T^H A^{-1} - I_N$
 6: $T = U \Pi_T$
 7: Output P, F, T, R_T

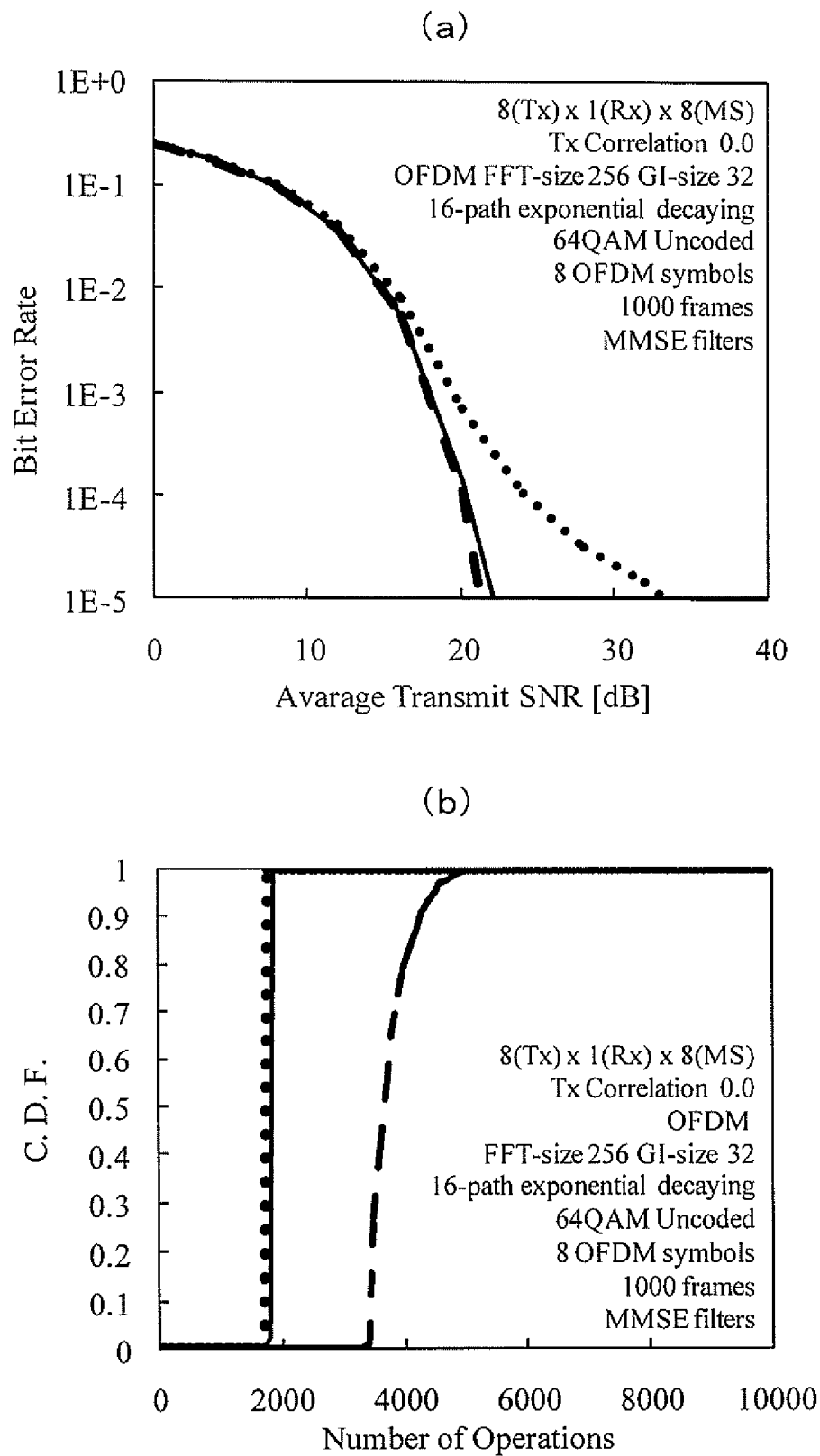
[図14]



[図16]

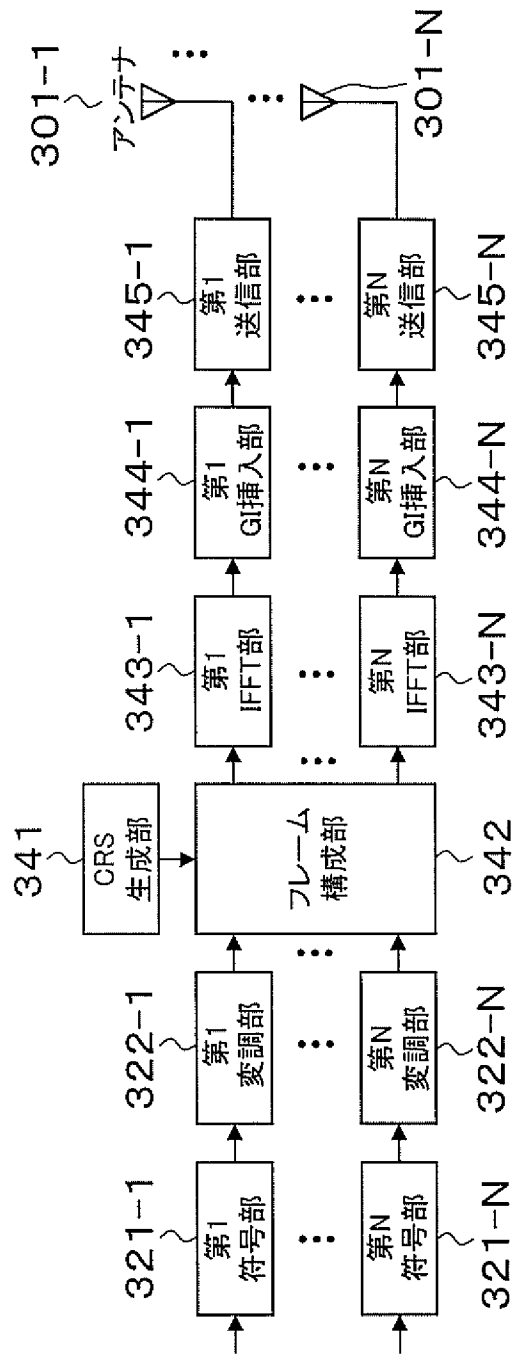


[図17]

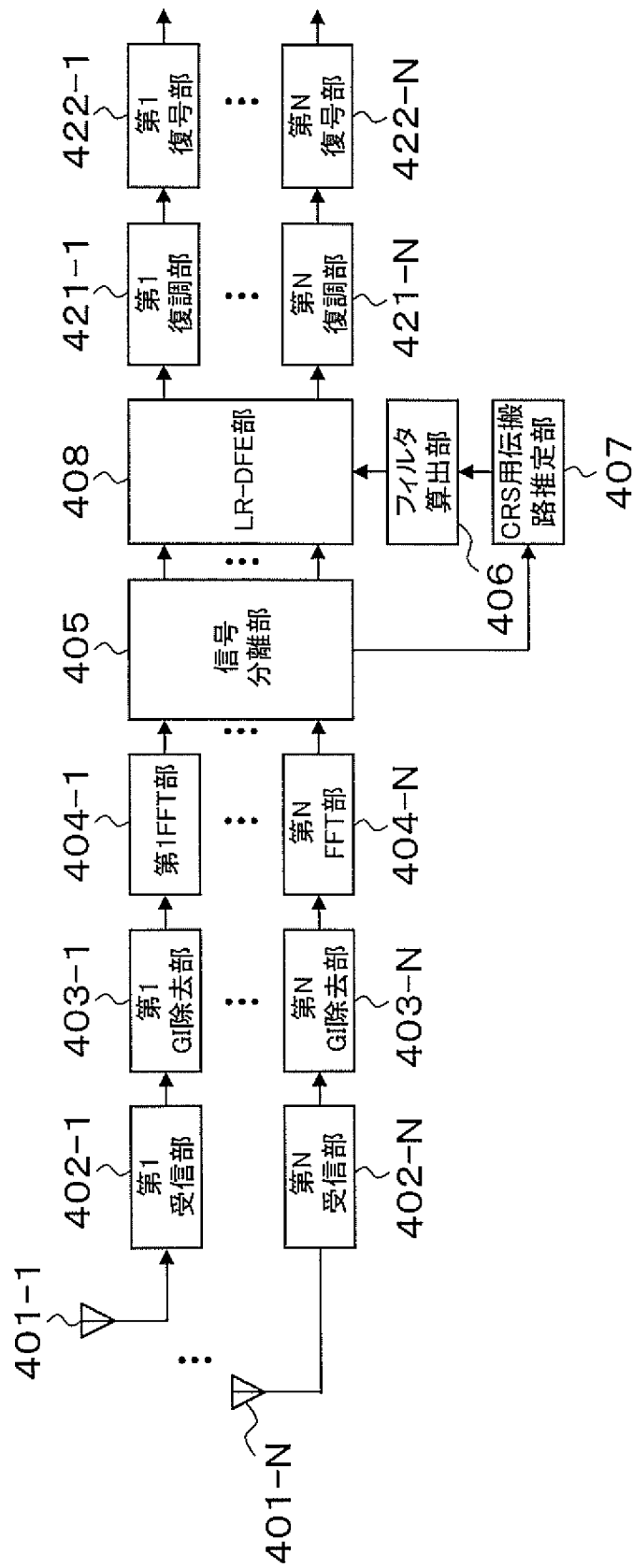


[図18]

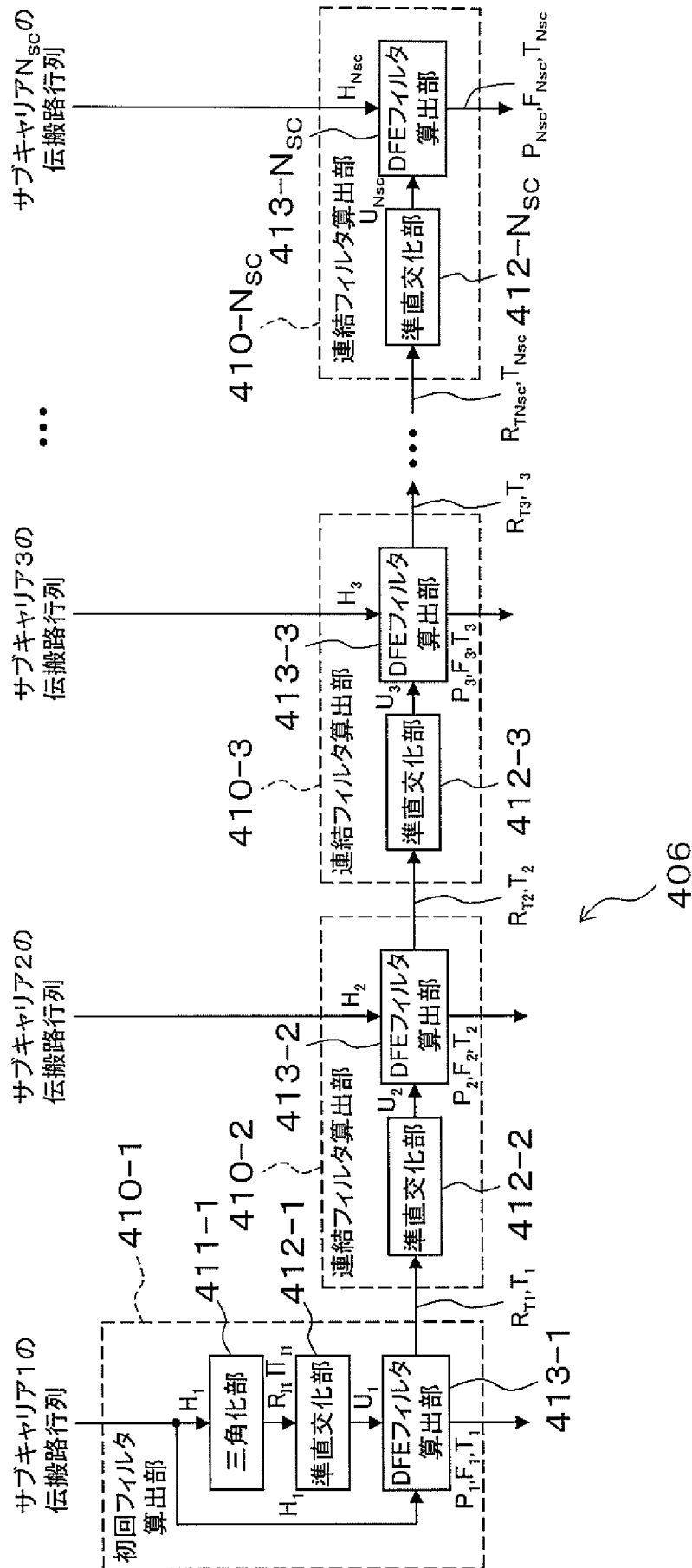
A2



[図19]



[図20]



[図22]

DFEフィルタ算出部

```

0: Input H, U
1:  $G = HU$ 
2:  $[Q_T, R_T, \Pi_T] = \text{SQRD}(G)$ 
3:  $T = U\Pi_T$ 
4: Output  $Q_T, R_T, T$ 

```

[図23]

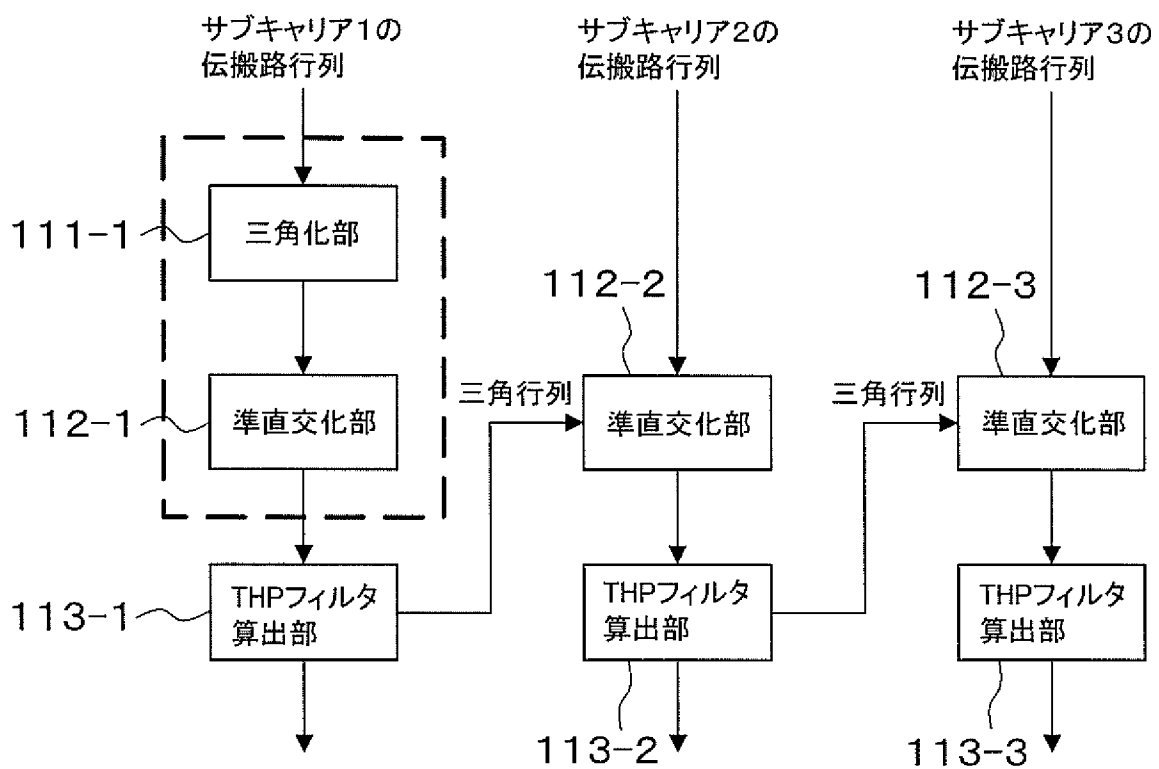
LR-DFE部

```

0: Input  $y, Q_T, R_T, T$ 
1:  $y_T = Q_T^H y$ 
2: for  $k = N, \dots, 1$ 
3:    $f_k = R_T(k, k+1:N)c(k+1:N)$ 
4:    $c(k) = \lceil (y_T(k) - f_k) / R_T(k, k) / \Delta \rceil \Delta$ 
5: end
6:  $d = T^{-1}c$ 
7: Output  $d$ 

```

[図24]



[図25]

 準直交化部

```

0: Input  $R_L, \Pi_l(T)$ 
1:  $M = I_N, R_L = R_l$ 
2:  $k = 1$ ;
3: while  $k \leq N$ 
4:   for  $i = k-1, \dots, 1$ 
5:      $\mu = \lceil R_L(i, k) / R_L(i, i) \rceil$ 
6:      $R_L(1:i, k) = R_L(1:i, k) - \mu R_L(1:i, i)$ 
7:      $M(:, k) = M(:, k) - \mu M(:, i)$ 
8:   end
9:   if  $\delta |R_L(k-1, k-1)|^2 \geq |R_L(k, k)|^2 + |R_L(k-1, k)|^2$ 
10:    Switch (k-1)-th and k-th columns in  $R_L$  and  $M$ 
11:     $R_L(k-1:k, :) = GR_L(k-1:k, :)$ 
12:     $k = \max(k-1, 1)$ 
13:   else
14:      $k = k+1$ 
15:   end
16: end
17:  $U = \Pi_l M$  ( $U = TM$ )
18: Output  $U$ 

```

$$\left. \begin{aligned}
 G &= \begin{bmatrix} \alpha & \beta^* \\ -\beta & \alpha \end{bmatrix} \\
 \alpha &= \frac{\sqrt{|R_L(k-1, k-1)|^2}}{\sqrt{|R_L(k-1, k-1)|^2 + |R_L(k, k-1)|^2}} \\
 \beta &= \alpha \frac{R_L(k, k-1)}{R_L(k-1, k-1)}
 \end{aligned} \right\} \text{ギブンス回転行列 } G$$

[図26]

 THPフィルタ算出部

```

0: Input H, U
1:  $G^H = H^H U$ ,  $\Pi_T = I_N$ 
2:  $\kappa = \{1, 2, \dots, N\}$ 
3:  $G' = G$ 
4: for  $i = N, \dots, 1$ 
5:    $P = G'^H$ 
6:    $k_i = \operatorname{argmin}_{(k \in \kappa)} \|P(:, k)\|^2$ 
7:    $p_i = P(:, k_i)$ 
8:    $F(:, i) = e_{k_i} - G p_i$ 
9:    $\kappa = \kappa \setminus \{k_i\}$ 
10:   $G'(:, k_i) = 0$ 
11: end
12:  $P = [p_1, p_2, \dots, p_N]$ 
13:  $\Pi_T = \Pi_T(:, [k_1, \dots, k_i, \dots, k_N])$ 
14:  $T = U \Pi_T$ 
15:  $R_T = (I - \Pi_T^H F)^H$ 
16: Output P, F, T,  $R_T$ 

```

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2012/058926

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04J99/00 (2009.01) i, H04J11/00 (2006.01) i

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

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04J99/00, H04J11/00

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

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2012
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.
A	JP 2009-507400 A (Toshiba Corp.), 19 February 2009 (19.02.2009), paragraphs [0059] to [0071]; fig. 4, 5 & US 2008/0019262 A1 & GB 2438663 A & EP 1863243 A1 & WO 2007/139237 A1 & CN 101213804 A	1-11
A	Shogo YOSHIKAWA et al., "Complexity Reduced Lattice-Reduction-Aided Receiver with Virtual Channel for MIMO-OFDM Systems", IEICE Technical Report, RCS2010-210, The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, 13 January 2011 (13.01.2011), pages 67 to 72, fig. 2	1-11



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
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/JP2012/058926

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
P, A	Chun-Fu Liao et al., 'Latency-constrained low-complexity lattice reduction for MIMO-OFDM systems', Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2011 IEEE International Conference on, 2011.05.22, pp. 1677-1680, fig. 3, 4	1-11
A	JP 2009-135906 A (Toshiba Corp.), 18 June 2009 (18.06.2009), paragraphs [0083] to [0097]; fig. 5 & US 2009/0110120 A1 & GB 2453777 A	1-11
A	JP 2009-100478 A (Toshiba Corp.), 07 May 2009 (07.05.2009), paragraphs [0082] to [0096]; fig. 5 & US 2009/0116588 A1 & GB 2453776 A	1-11
A	Josep Soler-Garrido et al., 'Implementation of a reduced-lattice MIMO detector for OFDM Systems', Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition, 2009. DATE '09., 2009.04.20, pp. 1626-1631, fig. 1, 2	1-11

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, H04J11/00(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H04J99/00, H04J11/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 1 2 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 2 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 2 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
A	JP 2009-507400 A（株式会社東芝）2009.02.19 ，段落[0059]-[0071]，第4，5図 & US 2008/0019262 A1 & GB 2438663 A & EP 1863243 A1 & WO 2007/139237 A1 & CN 101213804 A	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	の日の後に公表された文献
「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	「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
「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	「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
「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）	「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
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献	「&」同一パテントファミリー文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願	

国際調査を完了した日

1 2 . 0 6 . 2 0 1 2

国際調査報告の発送日

2 6 . 0 6 . 2 0 1 2

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

電話番号 03-3581-1101 内線 3556

5 K

3 3 6 2

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	吉川尚吾 他, 「MIMO-OFDM における仮想伝搬路を用いた復号法の特 性とその演算量低減法」, 電子情報通信学会技術研究報告, RCS2010-210, 社団法人電子情報通信学会, 2011.01.13, pp. 67-72, 第 2 図	1-11
P, A	Chun-Fu Liao et al., 'Latency-constrained low-complexity lattice reduction for MIMO-OFDM systems', Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2011 IEEE International Conference on, 2011.05.22, pp. 1677-1680, 第 3, 4 図	1-11
A	JP 2009-135906 A (株式会社東芝) 2009.06.18 , 段落[0083]-[0097], 第 5 図 & US 2009/0110120 A1 & GB 2453777 A	1-11
A	JP 2009-100478 A (株式会社東芝) 2009.05.07 , 段落[0082]-[0096], 第 5 図 & US 2009/0116588 A1 & GB 2453776 A	1-11
A	Josep Soler-Garrido et al., 'Implementation of a reduced-lattice MIMO detector for OFDM Systems', Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition, 2009. DATE '09., 2009.04.20, pp. 1626-1631, 第 1, 2 図	1-11