

(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
2010 年 5 月 14 日(14.05.2010)

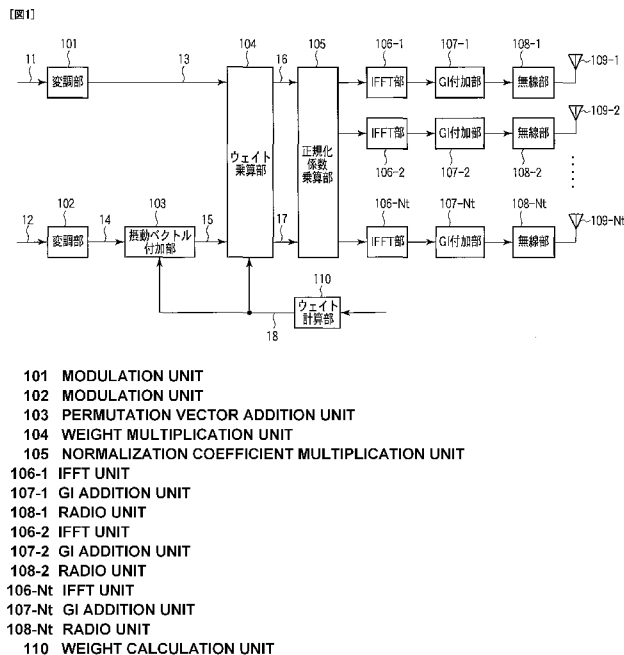
PCT

(10) 国際公開番号
WO 2010/053059 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)
H04B 7/10 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2009/068721
- (22) 国際出願日: 2009 年 10 月 30 日(30.10.2009)
- (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 2008-284745 2008 年 11 月 5 日(05.11.2008) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 株式会社 東芝 (KABUSHIKI KAISHA TOSHIBA) [JP/JP]; 〒1058001 東京都港区芝浦一丁目 1 番 1 号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者; および
(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 森 浩樹 (MORI, Hiroki) [JP/JP]. 田邊 康彦 (TANABE, Yasuhiko) [JP/JP]. 青木 亜秀 (AOKI, Tsuguhide) [JP/JP].
- (74) 代理人: 鈴江 武彦, 外 (SUZUYE, Takehiko et al.); 〒1050001 東京都港区虎ノ門 1 丁目 1 2 番 9 号 鈴榮特許総合事務所内 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, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, 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, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, 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, 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))
— 補正された請求の範囲 (条約第 19 条(1))

(54) Title: RADIO COMMUNICATION DEVICE AND METHOD

(54) 発明の名称: 無線通信装置及び方法



- 101 MODULATION UNIT
102 MODULATION UNIT
103 PERMUTATION VECTOR ADDITION UNIT
104 WEIGHT MULTIPLICATION UNIT
105 NORMALIZATION COEFFICIENT MULTIPLICATION UNIT
106-1 IFFT UNIT
107-1 GI ADDITION UNIT
108-1 RADIO UNIT
106-2 IFFT UNIT
107-2 GI ADDITION UNIT
108-2 RADIO UNIT
106-Nt IFFT UNIT
107-Nt GI ADDITION UNIT
108-Nt RADIO UNIT
110 WEIGHT CALCULATION UNIT

(57) Abstract: A radio communication device includes: a permutation vector addition unit (103) which adds a permutation vector to a data signal (14) contained in a first transmission signal containing a pilot signal (13) in addition to the data signal (14), so as to obtain a second transmission signal containing the pilot signal (13) and data signal (15); a weight multiplication unit (104) which multiplies the data signal (15) contained in the second transmission signal by a weight (18) for removing interference in a reception side, so as to obtain a third transmission signal containing a pilot signal (16) and data signal (17); and a normalization coefficient multiplication unit (105) which multiplies the data signal (17) contained in the third transmission signal by a common normalization coefficient for normalizing the total transmission power, so as to obtain a fourth transmission signal.

(57) 要約: 無線通信装置は、パイロット信号 (13) 及びデータ信号 (14) を含む第1の送信信号のうちデータ信号 (14) に対して擾動ベクトルを付加し、パイロット信号 (13) 及びデータ信号 (15) を含む第2の送信信号を得る擾動ベクトル付加部 (103) と、第2の送信信号のうちデータ信号 (15) に対して、受信側における干渉を除去するためのウェイト (18) を乗算し、パイロット信号 (16) 及びデータ信号 (17) を含む第3の送信信号を得るウェイト乗算部 (104) と、第3の送信信号のうちデータ信号 (17) に対して、総送信電力を正規化するための共通の正規化係数を乗算し、第4の送信信号を得る正規化係数乗算部 (105) とを具備する。

明 細 書

発明の名称：無線通信装置及び方法

技術分野

[0001] 本発明は、無線通信装置及び方法に関する。

背景技術

[0002] 従来、無線通信方式の1つとして、同一の時間帯及び同一の周波数帯において、複数の送信アンテナを用いて複数のユーザを空間的に多重する空間分割多元アクセス (Spatial Division Multiple Access ; S D M A) 方式が知られている。S D M A方式を基地局と複数のユーザ端末 (無線信号を少なくとも受信可能な無線通信装置) との間で通信を行う無線通信システムに適用すれば、ユーザ間の空間的な干渉を生じることなく通信を行うことができる。

[0003] S D M A方式に関して、具体化された様々な方式が提案されている。例えば、Z F (Zero-Forcing) 方式では、基地局が有する複数の送信アンテナの各々と複数のユーザ端末の受信アンテナの各々との間の伝搬路状態を示すチャネル係数を要素とする行列 (以下、単にチャネル行列) を生成し、当該チャネル行列の擬似逆行列をウェイトとして送信信号 (ユーザ信号) に乗算することにより、ユーザ間の干渉を生じさせずに通信を行う。また、チャネル行列の空間相関が高い場合に上記ウェイトの乗算を行うと、送信信号の信号レベルが増大してしまうため、Z F方式では、送信電力が定格送信電力内に収まるように送信信号に対して正規化係数を更に乗算している。Z F方式には、上記正規化係数の乗算により送信信号の電力ロスが生じるため、受信側の無線通信装置において受信信号に対してチャネル等化を行うと雑音強調が生じ、受信性能が劣化する問題がある。尚、上記雑音強調の程度は、正規化係数の逆数が大きいほど強くなる。

[0004] 非特許文献1及び非特許文献2記載のV P (Vector Perturbation) 方式では、摂動ベクトル (Perturbation Vector) という、送信信号の取り得る信号点を拡張可能なベクトルが用いられる。V P方式では、前述した正規化係数

の逆数が最も小さくなるような拡張信号点に送信信号をシフトさせる摂動ベクトルを探索し、探索された摂動ベクトルを送信信号に加算して、ウェイト及び正規化係数の乗算を行う。受信側の無線通信装置は、モジュロ演算により受信信号から上記摂動ベクトルを除去することにより、摂動ベクトルを加算する前の送信信号を復元することができる。VP方式であっても、ZF方式と同様の雑音強調は生じるが、ZF方式に比べて正規化係数の逆数が小さくなるため受信性能の劣化が抑えられる。

先行技術文献

非特許文献

- [0005] 非特許文献1: B. Hochwald, G. Peel, A. Swindlehurst, "A Vector-Perturbation Technique for Near-Capacity Multiantenna Multiuser Communication - Part II: Perturbation," IEEE Trans. on Communications, Vol. 53, no. 3, pp. 537-544, Mar. 2005.

非特許文献2: G. Winpassinger, R. Fischer, and J. Huber, "Lattice-Reduction Aided Broadcast Precoding," IEEE Trans. on Communications, Vol. 52, no. 12, pp. 2057-2060, Dec. 2004.

発明の概要

発明が解決しようとする課題

- [0006] 従来、無線通信システムにおける送信信号には、実質的な受信対象となるデータ信号の他に、チャネル推定のためのパイロット信号が含まれる。通常、データ信号及びパイロット信号には同一の送信方式が適用される。例えば、データ信号にウェイトを乗じるのであれば、受信したデータ信号には伝搬路のチャネル係数の他にウェイトが乗算されているので、受信側の無線通信装置は上記チャネル係数を推定するだけでなく、ウェイトを考慮した実効チャネルを推定する必要がある。従って、受信側の無線通信装置が実効チャネルを推定できるように、送信側の無線通信装置がパイロット信号に対しても上記ウェイトを乗算する必要がある。

[0007] しかしながら、前述したVP方式のような摂動ベクトルを用いる無線通信において、データ信号及びパイロット信号に対して同一の送信方式を単に適用することは、受信性能の観点からすると必ずしも好ましくない。前述したように、パイロット信号は、受信側の無線通信装置がチャネル推定に用いるため、当該無線通信装置にとって既知の値である。しかしながら、摂動ベクトルは受信側の無線通信装置にとって未知の値であるため、摂動ベクトルをパイロット信号に付加した場合には、当該無線通信装置が正確な実効チャネルを推定できない。また、探索される摂動ベクトルの値は、付加対象となる信号次第で異なるため、データ信号及びパイロット信号に夫々付加される摂動ベクトルは必ずしも一致しない。従って、データ信号及びパイロット信号に対して夫々算出される正規化係数も必ずしも一致しない。

[0008] 非特許文献1及び非特許文献2のような従来文献は、受信側の無線通信装置にとってデータ信号に付加された摂動ベクトル、データ信号に乗算された正規化係数等の通常は未知のパラメータが既知であり、当該無線通信装置が理想的なチャネル等化を実行可能であることを前提としている。即ち、上記従来文献には、摂動ベクトルを用いた無線通信を現に実施可能とするための具体的手法、例えば実効チャネルの現実的な推定手法が開示されていない。

[0009] 従って、本発明は、摂動ベクトルを用いた無線通信を現に実施可能な無線通信装置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] 本発明の一態様に係る無線通信装置は、第1のパイロット信号及び第1のデータ信号を含む第1の送信信号のうち前記第1のデータ信号に対して摂動ベクトルを付加し、第2のパイロット信号及び第2のデータ信号を含む第2の送信信号を得る摂動ベクトル付加部と、前記第2の送信信号のうち前記第2のデータ信号に対して、受信側における干渉を除去するためのウェイトを乗算し、第3のパイロット信号及び第3のデータ信号を含む第3の送信信号を得るウェイト乗算部と、前記第3の送信信号のうち前記第3のデータ信号に対して、総送信電力を正規化するための共通の正規化係数を乗算し、第4

のパイロット信号及び第４のデータ信号を含む第４の送信信号を得る正規化係数乗算部と、前記第４の送信信号を送信する送信部とを具備する。

発明の効果

[0011] 本発明によれば、摂動ベクトルを用いた無線通信を現に実施可能な無線通信装置を提供できる。

図面の簡単な説明

[0012] [図１]第１の実施形態に係る無線通信装置を示すブロック図。

[図２]図１の無線通信装置の送信信号を受信可能な無線通信装置を示すブロック図。

[図３]図１の無線通信装置の送信信号におけるデータ信号及びパイロット信号の信号構成の一例を示す図。

[図４]図１の無線通信装置の送信信号におけるデータ通信及びパイロット信号の信号構成の一例を示す図。

[図５]第２の実施形態に係る無線通信装置を示すブロック図。

[図６]図５の無線通信装置の送信信号を受信可能な無線通信装置を示すブロック図。

[図７]第３の実施形態に係る無線通信装置を示すブロック図。

[図８]第４の実施形態に係る無線通信装置を示すブロック図。

[図９]図８の無線通信装置の送信信号を受信可能な無線通信装置を示すブロック図。

発明を実施するための形態

[0013] 以下、図面を参照して、本発明の実施形態について説明する。

(第１の実施形態)

図１に示すように、本発明の第１の実施形態に係る無線通信装置は、変調部１０１、変調部１０２、摂動ベクトル付加部１０３、ウェイト乗算部１０４、正規化係数乗算部１０５、 N_t （以降の説明において、 N_t は送信アンテナ数を示す整数値であるものとする）個の逆高速フーリエ変換部（inverse fast Fourier transform; IFFT）部１０６－１，…，１０６－ N_t 、GI（guard

d interval) 付加部 107-1, ..., 107-Nt、Nt個の無線部 108-1, ..., 108-Nt及びNt個のアンテナ 109-1, ..., 109-Ntを有する。図1の無線通信装置は、例えば基地局として利用可能である。図1の無線通信装置は、Nt個のアンテナ 109-1, ..., 109-Ntを用いて同一時間帯及び同一周波数帯に複数のユーザ端末を空間多重するSDMA方式を使用する。

[0014] 変調部 101は、パイロット系列 11に対して所定の変調処理を施し、変調シンボルとしてのパイロット信号 13を生成する。変調部 101は、パイロット信号 13をウェイト乗算部 104に入力する。尚、上記変調方式は、図1の無線通信装置と通信を行う無線通信装置が復調可能な変調方式であればよい。例えば、変調部 101は、BPSK (binary phase shift keying) 及びQPSK (quadrature phase shift keying) に代表されるPSK (phase shift keying) 方式、或いは、16QAM (quadrature amplitude modulation)、64QAM及び256QAMに代表されるQAM方式等を利用できる。

[0015] 変調部 102は、図示しない符号化部によって符号化されたデータ系列 12に対して、変調部 101と同様の変調処理を施し、変調シンボルとしてのデータ信号 14を生成する。変調部 102は、データ信号 14を摂動ベクトル付加部 103に入力する。

[0016] 摂動ベクトル付加部 103は、変調部 102からのデータ信号 14と、ウェイト計算部 110からのウェイト行列 18とに基づき、所定の規範に従って当該データ信号 14にとって適切な摂動ベクトルを探索する。尚、摂動ベクトルの詳細は後述する。摂動ベクトル付加部 103は、探索した摂動ベクトルをデータ信号 14に付加し、摂動ベクトル付加済みのデータ信号 15をウェイト乗算部 104に入力する。

[0017] ウェイト乗算部 104は、ウェイト計算部 110からのウェイト行列 18を、変調部 101からのパイロット信号 13及び摂動ベクトル付加部 103からのデータ信号 15に乗算する。ウェイト乗算部 104は、ウェイト乗算

済みのパイロット信号 16 及びウェイト乗算済みのデータ信号 17 を正規化係数乗算部 105 に入力する。

[0018] 正規化係数乗算部 105 は、ウェイト乗算部 104 からのパイロット信号 16 及びデータ信号 17 に対して、総送信電力が規定値内となるような正規化係数を乗算する。正規化係数の導出手法は後述する。正規化係数乗算部 105 は、正規化係数乗算済みのパイロット信号及びデータ信号を IFFT 部 106-1, ..., 106-Nt に夫々入力する。

[0019] IFFT 部 106-1, ..., 106-Nt の各々は、正規化係数乗算部 105 からのパイロット信号及び／またはデータ信号に対して IFFT を施し、周波数領域の信号から時間領域の信号へと変換する。IFFT 部 106-1, ..., 106-Nt の各々は、変換後の信号を GI 付加部 107-1, ..., 107-Nt の各々に入力する。

[0020] GI 付加部 107-1, ..., 107-Nt の各々は、IFFT 部 106-1, ..., 106-Nt の各々からの信号に GI を付加する。GI 付加部 107-1, ..., 107-Nt の各々は、GI 付加後の信号を無線部 108-1, ..., 108-Nt の各々に入力する。ここで、GI 付加部 107-1, ..., 107-Nt による GI の付加手法は、特に限定されず、直交周波数分割多重 (OFDM; Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式または直交周波数分割多元接続 (OFDMA; Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 方式において利用可能なものを適宜利用してよい。

[0021] ここで、IFFT 部 106-1, ..., 106-Nt 及び GI 付加部 107-1, ..., 107-Nt は必須の構成要素ではない。即ち、図 1 の無線通信装置が、OFDM または OFDMA のようなマルチキャリア伝送を行う場合には、IFFT 部 106-1, ..., 106-Nt 及び GI 付加部 107-1, ..., 107-Nt は必要であるが、シングルキャリア伝送を行う場合にはこれらは不要である。図 1 の無線通信装置がシングルキャリア伝送を行う場合には、正規化係数乗算部 105 からのパイロット信号及びデータ信号を無線部 108-1, ..., 108-Nt に直接入力すればよい。また、図 1 の無線通信装置

がマルチキャリア伝送及びシングルキャリア伝送のいずれを行うにせよ、無線部 108-1, ..., 108-Nt の前段に帯域制限のためのデジタルフィルタを設けてよい。

[0022] 無線部 108-1, ..., 108-Nt の各々は、入力信号に対して送信処理に相当する信号処理を行う。即ち、無線部 108-1, ..., 108-Nt の各々は、入力信号に対して、デジタルーアナログ変換器 (digital-to-analog converter ; DAC) によるデジタルーアナログ変換 (DA 変換)、周波数変換器によるアップコンバージョン、電力増幅器による電力増幅等の信号処理を行う。無線部 108-1, ..., 108-Nt の各々は、上記信号処理後の無線信号をアンテナ 109-1, ..., 109-Nt の各々に入力する。

[0023] アンテナ 109-1, ..., 109-Nt の各々は、無線部 108-1, ..., 108-Nt の各々からの無線信号を空間に放出する。尚、アンテナ 109-1, ..., 109-Nt は所望の周波数帯で無線信号を送信できるものであればよく、特定のアンテナに限定されるものでない。

[0024] ウェイト計算部 110 は、ユーザ端末、即ち、受信側の無線通信装置からのフィードバック情報に基づいてウェイト行列 18 を計算する。ウェイト計算部 110 は、ウェイト行列 18 を摂動ベクトル付加部 103 及びウェイト乗算部 104 に入力する。ウェイト計算部 110 によるウェイト行列 18 の計算手法は、上記フィードバック情報に応じて適宜選択されてよい。例えば、上記フィードバック情報が図 1 の無線通信装置と受信側の無線通信装置との間のチャネル応答であれば、ウェイト計算部 110 は ZF 規範、MMSE (Minimum Mean Square Error) 規範等に従ってウェイト行列 18 を計算できる。また、上記フィードバック情報が図 1 の無線通信装置と受信側の無線通信装置との間で予め共有されている codebook の中から選択されたウェイトのインデックスであれば、ウェイト計算部 110 は当該インデックスを用いて上記 codebook を参照してウェイト行列 18 を計算できる。尚、上記 codebook は、直交関係にあるウェイトベクトルによって構成されていてもよいし、非直交関係にあるウェイトベクトルによって構成されていてもよい。

- [0025] 図1の無線通信装置からの送信信号を受信する無線通信装置は、例えば図2に示すように、アンテナ201、無線部202、GI除去部203、高速フーリエ変換（FFT；fast Fourier transform）部204、チャネル推定部205、チャネル等化部206、モジュロ演算部207及び復調部208を有する。図2の無線通信装置は、例えば基地局と通信するユーザ端末として利用可能である。
- [0026] アンテナ201は、図1の無線通信装置から送信された無線信号を受信する。アンテナ201は受信信号を無線部202に入力する。尚、アンテナ201は所望の周波数帯で無線信号を受信できるものであればよく、特定のアンテナに限定されるものでない。
- [0027] 無線部202は、アンテナ201からの受信信号に対して受信処理に相当する信号処理を行う。即ち、無線部202は上記受信信号に対して、低雑音増幅器（LNA；low noise amplifier）による信号レベルの増幅、周波数変換器によるダウンコンバージョン、アナログーデジタル変換器（analog-to-digital converter；ADC）によるアナログーデジタル変換（AD変換）、フィルタによる帯域制限等を行う。無線部202は、上記信号処理後のベースバンド信号をGI除去部203に入力する。
- [0028] GI除去部203は、無線部202からの信号よりGIを除去する。GI除去部203は、GI除去後の信号をFFT部204に入力する。ここで、GI除去部203によるGIの除去手法は、特に限定されず、OFDM方式またはOFDMA方式において利用可能なものを適宜利用してよい。
- [0029] FFT部204は、GI除去部203からの信号に対してFFTを施し、時間領域の信号から周波数領域の信号へと変換する。即ち、FFT部204は、受信信号をサブキャリア毎に分離する。FFT部204は、FFT後の信号のうちデータ信号21をチャネル等化部206に入力し、パイロット信号22をチャネル推定部205に入力する。
- [0030] ここで、GI除去部203及びFFT部204は必須の構成要素ではない。即ち、図1の無線通信装置が、OFDMまたはOFDMAのようなマルチ

キャリア伝送を行う場合には、G I 除去部 203 及び F F T 部 204 は必要であるが、シングルキャリア伝送を行う場合にはこれらは不要である。図 1 の無線通信装置がシングルキャリア伝送を行う場合には、無線部 202 からの信号のうちデータ信号 21 をチャンネル等化部 206、パイロット信号 22 をチャンネル推定部 205 に夫々直接入力すればよい。また、図 1 の無線通信装置がマルチキャリア伝送及びシングルキャリア伝送のいずれを行うにせよ、無線部 202 の後段に帯域制限のためのデジタルフィルタを設けてもよい。

[0031] チャンネル推定部 205 は、入力されたパイロット信号 22 と、図 2 の無線通信装置にとって既知のパイロット信号値とを用いて実効チャンネルを推定する。チャンネル推定部 205 は、推定実効チャンネル 23 をチャンネル等化部 206 に入力する。

[0032] チャンネル等化部 206 は、入力されたデータ信号に対して、チャンネル推定部 205 からの推定実効チャンネル 23 を用いて、チャンネル等化を行う。チャンネル等化部 206 は、チャンネル等化済みのデータ信号をモジュロ演算部 207 に入力する。

[0033] モジュロ演算部 207 は、チャンネル等化部 206 からのデータ信号に所定のモジュロ演算を行って、当該データ信号に付加されている摂動ベクトルを除去する。即ち、モジュロ演算部 207 は、摂動ベクトル付加部 103 によって摂動ベクトル付加がされる前のデータ信号 14 を復元する。モジュロ演算部 207 は、モジュロ演算済みのデータ信号を復調部 208 に入力する。

[0034] 復調部 208 は、モジュロ演算部 207 からのデータ信号に対して、所定の復調処理を施し、復調データ系列を生成する。上記復調処理は、図 1 の無線通信装置における変調部 102 の行う変調処理に対応するものである。復調部 208 によって生成された復調データ系列は、図示しない復号化部によって図 1 の無線通信装置による符号化処理に対応する復号化処理を施される。

[0035] 以下、本実施形態に係る無線通信装置の技術的意義を説明するための前提

として、従来技術としてのZF方式及びVP方式の概要とこれらの問題点を説明する。また、VP方式に関する説明において摂動ベクトルの詳細も述べる。以降の説明では、説明の簡単化のために、基地局とユーザ1及び2の夫々の端末との間でSDMA方式に従う無線通信が行われることを想定している。

[0036] 基地局は2つの送信アンテナTx1及びTx2を有し、ユーザ1の端末は1つの受信アンテナRx1を有し、ユーザ2の端末は1つの受信アンテナRx2を有している。基地局は、ユーザ1及びユーザ2に対して、次の数式(1)に示すユーザ信号 $\mathbf{s}$ （パイロット信号及びデータ信号のいずれも含み得る）を送信する。

[数1]

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

[0037] 数式(1)において、 s_1 はユーザ1宛てのユーザ信号、 s_2 はユーザ2宛てのユーザ信号を夫々表す。受信アンテナRx1及び受信アンテナRx2が上記ユーザ信号 $\mathbf{s}$ を受信する際には、次の数式(2)に示す雑音信号 $\mathbf{n}$ も上記ユーザ信号 $\mathbf{s}$ に重畳されている。

[数2]

$$\mathbf{n} = \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

[0038] 数式(2)において、 n_1 は受信アンテナRx1によって受信される雑音信号、 n_2 は受信アンテナRx2によって受信される雑音信号を夫々表す。数式(1)及び数式(2)によれば、受信アンテナRx1及び受信アンテナRx2が基地局から送信されたユーザ信号 $\mathbf{s}$ を受信した際には、次の数式(3)に示す受信信号 $\mathbf{y}$ が得られる。

[数3]

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n}$$

$$= \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

[0039] 数式（３）において、 $\mathbf{H}$ は基地局とユーザ１の端末及びユーザ２の端末との間のチャネル行列である。 h_{11} は送信アンテナTx1と受信アンテナRx1との間のチャネル応答、 h_{12} は送信アンテナTx2と受信アンテナRx1との間のチャネル応答、 h_{21} は送信アンテナTx1と受信アンテナRx2との間のチャネル応答、 h_{22} は送信アンテナTx2と受信アンテナRx2との間のチャネル応答を夫々示す。数式（３）によれば、受信アンテナRx1の受信信号にはユーザ２宛てのユーザ信号 s_2 による干渉、受信アンテナRx2の受信信号にはユーザ１宛てのユーザ信号 s_1 による干渉が夫々生じている。従って、基地局は、上記干渉をキャンセルするために、次の数式（４）に示すウェイト行列 $\mathbf{W}$ をユーザ信号 $\mathbf{s}$ に予め乗算する。

[数4]

$$\mathbf{W} = \mathbf{H}^+ = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1} \quad (4)$$

[0040] 数式（４）において、 $\mathbf{H}^+$ はチャネル行列 $\mathbf{H}$ の擬似逆行列、 $\mathbf{H}^H$ はチャネル行列 $\mathbf{H}$ の複素共役転置行列を夫々表す。上記チャネル行列 $\mathbf{H}$ の空間相関が大きいと、ウェイト行列を乗じることによる送信電力の増大が問題となる。従って、ZF方式では、送信電力が定格送信電力内に収まるように、基地局が、ウェイト行列 $\mathbf{W}$ を乗算した後のユーザ信号 $\mathbf{s}$ に対して次の数式（５）に示すような正規化係数 $1/\sqrt{\gamma}$ を更に乗算して、送信信号 $\mathbf{x}$ を生成している。

[数5]

$$\mathbf{x} = \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \mathbf{W}\mathbf{s} \quad (5)$$

[0041] 数式（５）における γ は、例えば次の数式（６）によって計算できる。

[数6]

$$\gamma = \|\mathbf{W}\mathbf{s}\|^2 \quad (6)$$

[0042] 数式（６）に示す γ を用いることにより、送信信号 $\mathbf{x}$ の総送信電力が１となるような正規化が実現される。受信アンテナRx1及びRx2が、数式（６）に示す送信信号 $\mathbf{x}$ を受信した場合、次の数式（７）に示す受信信号 $\mathbf{y}$ が得られる。

[数7]

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{s} + \mathbf{n} \\ &= \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \mathbf{H}\mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1} \mathbf{s} + \mathbf{n} \\ &= \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \mathbf{s} + \mathbf{n} \\ &= \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7)$$

[0043] 数式（７）によれば、ユーザ信号 $\mathbf{s}$ （即ち、 s_1 及び s_2 ）には実効チャネル（ $= 1/\sqrt{\gamma}$ ）が乗算されているので、ユーザ１の端末及びユーザ２の端末はパイロット信号を利用してチャネル推定を行う。ユーザ１の端末及びユーザ２の端末は、推定実効チャネル H_{eff} を利用して受信信号 $\mathbf{y}$ のチャネル等化を行って、次の数式（８）に示すチャネル等化後の受信信号 $\mathbf{y}'$ を得る。

[数8]

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y}' &= \frac{\mathbf{y}}{H_{eff}} \\
 &= \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \sqrt{\gamma} \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{8}$$

[0044] 数式（８）によれば、ユーザ１の端末及びユーザ２の端末は、互いに干渉することなくユーザ１宛てのユーザ信号 s_1 及びユーザ２宛てのユーザ信号 s_2 を夫々受信することができる。一方、ユーザ１の端末及びユーザ２の端末は、 $\sqrt{\gamma}$ 倍（即ち、正規化係数の逆数倍）に強調された雑音成分 n_1 及び $\sqrt{\gamma}$ 倍に強調された雑音成分 n_2 を夫々受信している。従って、ZF方式は、上記正規化係数 $1/\sqrt{\gamma}$ が小さいほど、雑音成分 n_1 及び雑音成分 n_2 が強調され、ユーザ１の端末及びユーザ２の端末の受信性能が劣化するという問題を有する。

[0045] VP方式（特に、非特許文献１に係るVP方式）は、次の数式（９）に示すようにユーザ信号 $\mathbf{s}$ に摂動ベクトル $\mathbf{d}$ を付加して送信信号 $\mathbf{x}$ を生成する点がZF方式と大きく異なる。

[数9]

$$\mathbf{x} = \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \mathbf{W}(\mathbf{s} + \mathbf{d}) \tag{9}$$

[0046] 数式（９）によれば、送信信号 $\mathbf{x}$ の総送信電力を１とするための γ は、次の数式（１０）を用いて算出できる。

[数10]

$$\gamma = \|\mathbf{W}(\mathbf{s} + \mathbf{d})\|^2 \tag{10}$$

[0047] VP方式は、次の数式（１１）に示す規範に従って、数式（１０）に示す

γ が最小となるような摂動ベクトル $\mathbf{d}$ を、拡張コンスタレーション (τZ^2)の中から探索することを目的とする。

[数11]

$$\mathbf{d} = \arg \min_{\tilde{\mathbf{d}} \in \tau \mathbf{CZ}^m} \|\mathbf{W}(\mathbf{s} + \tilde{\mathbf{d}})\|^2 \quad (11)$$

[0048] 数式 (11) において、 τ は摂動間隔 (正の数) を表す。 τ は、ユーザ信号 $\mathbf{s}$ に施される変調方式の多値数に応じて設定される。例えば、非特許文献1では、QPSKに対して $\tau=4$ 、16QAMに対して $\tau=8$ を夫々設定しているが、これらに限られず、オペレータにより任意の正の値を設定してもよい。また、数式 (11) において、 $\mathbf{CZ}^m$ は、実部及び虚部の成分が共に整数値となる m 次元のベクトルを表す。尚、摂動ベクトル $\mathbf{d}$ の探索には、非特許文献1記載のSphere Encoding方式、非特許文献2記載のLLLアルゴリズム等の多様な探索手法のいずれが利用されてもよい。

[0049] 摂動ベクトル $\mathbf{d}$ の成分を d_1 及び d_2 とした場合、受信アンテナRx1及び受信アンテナRx2は、次の数式 (12) に示す受信信号 $\mathbf{y}$ を得る。

[数12]

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \mathbf{H} \mathbf{W} (\mathbf{s} + \mathbf{d}) + \mathbf{n} \\ &= \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \mathbf{H} \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{H}^H)^{-1} (\mathbf{s} + \mathbf{d}) + \mathbf{n} \\ &= \frac{1}{\sqrt{\gamma}} (\mathbf{s} + \mathbf{d}) + \mathbf{n} \\ &= \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \begin{bmatrix} s_1 + d_1 \\ s_2 + d_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

[0050] ユーザ1の端末及びユーザ2の端末が、数式 (12) の受信信号 $\mathbf{y}$ に対し

て理想的なチャネル等化を実行できると仮定すれば、当該チャネル等化によって次の数式（１３）に示す受信信号 y' を得ることができる。

[数13]

$$y' = \begin{bmatrix} s_1 + d_1 \\ s_2 + d_2 \end{bmatrix} + \sqrt{\gamma} \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

[0051] 数式（１３）において雑音信号を無視すれば、ユーザ１の端末はユーザ１宛てのユーザ信号 s_1 と、当該ユーザ信号 s_1 に対して基地局によって付加された摂動ベクトル d_1 との合成信号を受信している。また、ユーザ２の端末はユーザ２宛てのユーザ信号 s_2 と、当該ユーザ信号 s_2 に対して基地局によって付加された摂動ベクトル d_2 との合成信号を受信している。即ち、ユーザ１の端末の受信信号はユーザ１宛てのユーザ信号 s_1 の信号点が摂動ベクトル d_1 だけシフトされたものであり、ユーザ２の端末の受信信号はユーザ２宛てのユーザ信号 s_2 の信号点が摂動ベクトル d_2 だけシフトされたものである。ユーザ１の端末及びユーザ２の端末は、摂動ベクトル d_1 及び d_2 を除去するために、次の数式（１４）に示すモジュロ演算を受信信号に夫々適用する。

[数14]

$$f_{\tau}(z) = z - \tau \left\lfloor \frac{z + \frac{\tau}{2}}{\tau} \right\rfloor \quad (14)$$

[0052] 数式（１４）に示すモジュロ演算を、数式（１３）に示す受信信号 y' に適用すると次の数式（１５）に示す受信信号 y'' が得られる。

[数15]

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y}'' &= f_{\tau}(\mathbf{y}') \\
 &= \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + f_{\tau} \left(\sqrt{\gamma} \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \right) \quad (15)
 \end{aligned}$$

[0053] 数式(15)によれば、数式(14)に示すモジュロ演算の結果、摂動ベクトル d_1 及び d_2 が除去され、数式(8)に示す受信信号 y' と同様の受信信号 y'' が生成されている。数式(8)に示す受信信号 y' と、数式(15)に示す受信信号 y'' との間の実質的な差異は、 γ の値である。前述したように、VP方式は γ を最小化するように摂動ベクトル d を探索しているので、数式(15)における γ が数式(8)における γ を上回ることはない。即ち、VP方式によれば、ZF方式に比べて雑音強調を抑制することができる。

[0054] 以下、従来のVP方式の問題点を説明する。

従来のVP方式では、ユーザ1の端末及びユーザ2の端末が理想的なチャネル等化を実行できることを仮定している。しかしながら、基地局において、パイロット信号及びデータ信号の両方に摂動ベクトルを付加し、ウェイトを乗算し、正規化係数を乗算して送信信号を生成するとすれば、ユーザ1の端末及びユーザ2の端末においてパイロット信号に付加されている摂動ベクトルは未知であるから、正確な実効チャネルを推定できない。例えば、ユーザ1の端末にとって既知のパイロット信号を s_{1^p} 、当該パイロット信号 s_{1^p} に付加されている摂動ベクトルを d_1 で夫々表すと、ユーザ1の端末が推定する実効チャネルは、数式(16)で表すことができる。

[数16]

$$H_{eff} = \frac{\frac{1}{\sqrt{\gamma}}(s_1^p + d_1)}{s_1^p} \quad (16)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \left(1 + \frac{d_1}{s_1^p} \right)$$

[0055] 数式(16)に示す推定実効チャネル H_{eff} は、本来の実効チャネル $1/\sqrt{\gamma}$ とは異なるので、当該推定実効チャネル H_{eff} を利用してチャネル等化を行ったとしても良好な受信性能を期待できない。

[0056] 以下、本実施形態に係る無線通信装置の技術的意義として、図1の無線通信装置の実効チャネルの推定の妥当性を中心に説明する。

前述したように、パイロット信号13(s^p)は、摂動ベクトルを付加されることなく、ウェイト乗算部104に入力される。一方、データ信号14(s^d)は、摂動ベクトル付加部103によって例えば数式(11)に示す規範に従って探索された摂動ベクトル(d^d)が付加されて、ウェイト乗算部104に入力される。

[0057] ウェイト乗算部104は、入力されたパイロット信号13(s^p)及びデータ信号15($s^d + d^d$)にウェイト行列18(W)を乗算する。ここで、ウェイト乗算部110に入力されるフィードバック情報がチャネル応答であれば、ウェイト行列 W は数式(4)に示すZF規範に従って計算されてもよいし、次の数式(17)に示すMMSE規範に従って計算されてもよい。

[数17]

$$W = H^H (H H^H + \alpha I)^{-1} \quad (17)$$

[0058] ウェイト乗算部104から出力されるパイロット信号16(x^p)及びデー

タ信号 x^d は、夫々次の数式 (18) 及び (19) で表される。

[数18]

$$\mathbf{x}^p = \mathbf{W}\mathbf{s}^p \quad (18)$$

[数19]

$$\mathbf{x}^d = \mathbf{W}(\mathbf{s}^d + \mathbf{d}^d) \quad (19)$$

[0059] 正規化係数乗算部 105 は、送信電力が一定となるような正規化係数を導出し、当該正規化係数をパイロット信号 (x^p) 及びデータ信号 (x^d) に乗算する。

ここで、上記正規化係数の導出手法を検討する。例えば、図1の無線通信装置がOFDMA方式を使用する場合、図3に示すような送信信号を生成する。図3は、ユーザ1宛ての送信信号及びユーザ2宛ての送信信号の構成の一例を夫々示す。図3において、縦軸は周波数（サブキャリア）、横軸は時間（OFDMシンボル）を夫々表す。

[0060] OFDMA方式は、利用可能な周波数帯域を分割した複数のサブキャリアを部分的にユーザに割り当てることにより、周波数軸上で複数のユーザを多重する。尚、OFDM方式は、利用可能な周波数帯域を分割した複数のサブキャリア全体をユーザに割り当てる点において、OFDMA方式とは異なる。図3において、ユーザ1及びユーザ2は、空間的に異なる送信ストリームが夫々割り当てられ、かつ、周波数方向にサブキャリア $f_1 \sim f_{36}$ 、時間方向にOFDMシンボル $t_1 \sim t_6$ のリソースが共通して割り当てられている。

[0061] 以降、このように各ユーザに割り当てられる周波数及び時間リソース（本例であれば周波数方向にサブキャリア $f_1 \sim f_{36}$ 、時間方向にOFDMシンボル $t_1 \sim t_6$ のリソース）を、Burst（バースト）と呼ぶ。また、各Burstにおいて、図1及び図2において図示しない符号化部及び復号化部における処理単位となる一群のリソース（本例であれば、18サブキャリア×6OF

DMシンボル)をリソースブロック(RB; resource block)と呼ぶ。図3において、リソースブロックは太枠で表示され、ユーザ1及びユーザ2にはRB1(周波数方向にサブキャリア $f_1 \sim f_{18}$ 、時間方向にOFDMシンボル $t_1 \sim t_6$ のリソース)及びRB2(周波数方向にサブキャリア $f_{19} \sim f_{36}$ 、時間方向にOFDMシンボル $t_1 \sim t_6$ のリソース)が割り当てられている。また、図3において、各OFDMシンボル中のデータ信号用のサブキャリアが無地ブロック、パイロット信号用のサブキャリアが斜線ブロックで夫々表されている。即ち、OFDMシンボル $= t_1$ において、 f_1 , f_2 , f_{19} 及び f_{20} がパイロットサブキャリア、 $f_3 \sim f_{18}$ 及び $f_{21} \sim f_{36}$ がデータサブキャリアを夫々表す。

[0062] 図3に示すような送信信号において、サブキャリア及びOFDMシンボル毎(即ち、各ブロック毎)に、空間的に多重されるユーザ信号 s が異なるため、数式(10)に基づき算出される γ も異なる。仮に、パイロット信号に基づき算出した γ を γ^p とし、データ信号に基づき算出した γ を γ^d として、パイロット信号及びデータ信号を区別して正規化係数の乗算を行ったとしても、 γ^p と γ^d とが一致しないので、受信側において実効チャネルを正確に推定できない。従って、本実施形態に係る無線通信装置は、受信側において正確に実効チャネルを推定できるように、パイロット信号及びデータ信号に対して共通の正規化係数を導出し、乗算することにより送信信号を生成する。

[0063] 以下、図1の無線通信装置がマルチキャリア伝送を行う場合における、上記共通の正規化係数の具体的導出方法を5つ例示する。尚、当然のことながら、上記共通の正規化係数の導出手法はこれらに限られない。

[0064] (第1の導出手法)

第1の導出手法は、各リソースブロック中のパイロット信号及びデータ信号の各々に対して算出した正規化係数の平均値を、当該リソースブロック中の全てのパイロット信号及びデータ信号に乗算する正規化係数として導出する手法である。第1の導出手法を図3に示す送信信号に適用すると、RB1(OFDMシンボル $t_1 \sim t_6$ 、サブキャリア $f_1 \sim f_{18}$)に含まれる6

$\times 18 = 108$ 個の信号の各々に対して算出した正規化係数の平均値が、RB 1 中の全てのパイロット信号及びデータ信号に乗算される。

[0065] (第2の導出手法)

第2の導出手法は、各Burst中のパイロット信号及びデータ信号の各々に対して算出した正規化係数の平均値を、当該Burst中の全てのパイロット信号及びデータ信号に乗算する正規化係数として導出する手法である。第2の導出手法を図3に示す送信信号に適用すると、RB 1 及びRB 2 (OFDMシンボル $t_1 \sim t_6$ 、サブキャリア $f_1 \sim f_{36}$) に含まれる $6 \times 36 = 216$ 個の信号の各々に対して算出した正規化係数の平均値が、RB 1 及びRB 2 中の全てのパイロット信号及びデータ信号に乗算される。

[0066] (第3の導出手法)

第3の導出手法は、リソースブロックを時分割した各OFDMシンボルグループ中のパイロット信号及びデータ信号の各々に対して算出した正規化係数の平均値を、当該OFDMシンボルグループ中の全てのパイロット信号及びデータ信号に乗算する正規化係数として導出する手法である。尚、リソースブロックの分割態様は任意である。例えば、図3に示すような6OFDMシンボルを含むリソースブロックを分割する場合であれば、6等分割(6グループ $\times$ 1OFDMシンボル)、3等分割(3グループ $\times$ 2OFDMシンボル)及び2等分割(2グループ $\times$ 3OFDMシンボル)のいずれでもよいし、受信側において分割ルールが既知であれば不等分割でもよい。第3の導出手法を図3に示す送信信号に適用すると、RB 1 を例えば2等分割したOFDMシンボルグループ(OFDMシンボル $t_1 \sim t_3$ 、サブキャリア $f_1 \sim f_{18}$) に含まれる $3 \times 18 = 54$ 個の信号の各々に対して算出した正規化係数の平均値が、当該OFDMシンボルグループ中の全てのパイロット信号及びデータ信号に乗算される。

[0067] (第4の導出手法)

第4の導出手法は、各Burstを時分割した各OFDMシンボルグループ中のパイロット信号及びデータ信号の各々に対して算出した正規化係数の平均値

を、当該OFDMシンボルグループ中の全てのパイロット信号及びデータ信号に乗算する正規化係数として導出する手法である。尚、Burstの分割態様は任意である。例えば、図3に示すような6 OFDMシンボルを含むBurstを分割する場合であれば、6等分割（6グループ×1 OFDMシンボル）、3等分割（3グループ×2 OFDMシンボル）及び2等分割（2グループ×3 OFDMシンボル）のいずれでもよいし、受信側において分割ルールが既知であれば不等分割でもよい。第4の導出手法を図3に示す送信信号に適用すると、Burstを例えば2等分割したOFDMシンボルグループ（OFDMシンボル $t_1 \sim t_3$ 、サブキャリア $f_1 \sim f_{36}$ ）に含まれる $3 \times 36 = 108$ 個の信号の各々に対して算出した正規化係数の平均値が、当該OFDMシンボルグループ中の全てのパイロット信号及びデータ信号に乗算される。

[0068] （第5の導出方法）

第5の導出方法は、図1の無線通信装置が送信する送信信号の全体（送信フレーム）に含まれるパイロット信号及びデータ信号の各々に対して算出した正規化係数の平均値を、当該フレーム内の全てのパイロット信号及びデータ信号に乗算する正規化係数として導出する手法である。図3においてユーザ1及びユーザ2に対してサブキャリア $f_1 \sim f_{36}$ が割り当てられているが、OFDMA方式では周波数軸上でユーザを多重できるので、例えば図1の無線通信装置は上記サブキャリア $f_1 \sim f_{36}$ とは異なるサブキャリア $f_{37} \sim f_{72}$ をユーザ1及びユーザ2とは別のユーザ3及びユーザ4に割り当てることができる。この場合、フレーム全体（OFDMシンボル $t_1 \sim t_6$ 、サブキャリア $f_1 \sim f_{72}$ ）に含まれる $6 \times 72 = 432$ 個の信号の各々に対して算出した正規化係数の平均値が、フレーム内の全てのパイロット信号及びデータ信号に乗算される。

[0069] また、図1の無線通信装置がシングルキャリア伝送を行う場合には、送信信号は例えば図4に示すように構成される。図4は、ユーザ1宛ての送信信号及びユーザ2宛ての送信信号の構成の一例を夫々示す。図4において、縦軸は周波数（キャリア）、横軸は時間（シンボル）を夫々表す。図4におい

て、ユーザ 1 及びユーザ 2 には、空間的に異なる送信ストリームが夫々割り当てられ、かつ、周波数方向にキャリア f_1 、時間方向にシンボル $t_1 \sim t_{30}$ のリソースが共通して割り当てられている。また、図 4 において、データ信号用のシンボルが無地ブロック、パイロット信号用のシンボルが斜線ブロックで夫々表されている。即ち、シンボル t_1 , t_2 , t_{11} , t_{12} , t_{21} , 及び t_{22} がパイロット信号、 $t_3 \sim t_{10}$, $t_{13} \sim t_{20}$ 及び $t_{23} \sim t_{30}$ がデータ信号を夫々表す。

[0070] 送信信号が図 4 に示すようなシングルキャリア伝送用の構成であれば、シンボル全体 ($t_1 \sim t_{30}$) に含まれるパイロット信号及びデータ信号の各々に対して算出した正規化係数の平均値が、当該シンボル全体に含まれる全てのパイロット信号及びデータ信号に乗算する正規化係数として導出されてもよい。また、シンボル全体 ($t_1 \sim t_{30}$) を時分割した各シンボルグループ (例えば、 $t_1 \sim t_{10}$ 、 $t_{11} \sim t_{20}$ 及び $t_{21} \sim t_{30}$) 中のパイロット信号及びデータ信号の各々に対して算出した正規化係数の平均値が、当該シンボルグループ中の全てのパイロット信号及びデータ信号に乗算する正規化係数として導出されてもよい。

[0071] 正規化係数乗算部 105 によって、以上のように導出した共通の正規化係数 ($1/\sqrt{\gamma_{avg}}$) が乗算される結果、ユーザ 1 の端末及びユーザ 2 の端末において、次の数式 (20) 及び数式 (21) に示すパイロット信号 y^p 及びデータ信号 y^d が得られる。尚、説明の簡単化のため、数式 (20) 及び (21) において、雑音信号を表示していない。

[数20]

$$\mathbf{y}^p = \frac{1}{\sqrt{\gamma_{avg}}} \mathbf{s}^p \quad (20)$$

[数21]

$$\mathbf{y}^d = \frac{1}{\sqrt{\gamma_{avg}}} (\mathbf{s}^d + \mathbf{d}^d) \quad (21)$$

[0072] ユーザ1の端末及びユーザ2の端末において、パイロット信号 $\mathbf{s}^p$ の値既知であるから、数式(20)に示すパイロット信号 $\mathbf{y}^p$ を当該既知の値で除することにより、実効チャネル $1/\sqrt{\gamma_{avg}}$ を正確に推定することができる。従って、ユーザ1の端末及びユーザ2の端末において推定実効チャネル H_{eff} を用いて数式(21)に示すパイロット信号 $\mathbf{y}^d$ をチャネル等化することにより、次の数式(22)に示すパイロット信号 $\mathbf{y}'^d$ が得られる。

[数22]

$$\begin{aligned} \mathbf{y}'^d &= \frac{\mathbf{y}^d}{H_{eff}} \\ &= \mathbf{s}^d + \mathbf{d}^d \end{aligned} \quad (22)$$

[0073] ユーザ1の端末及びユーザ2の端末において、数式(22)に示すデータ信号 $\mathbf{y}'^d$ に対して前述したモジュロ演算を施し、摂動ベクトル $\mathbf{d}^d$ を除去することにより、データ信号 $\mathbf{s}^d$ を正確に復元することができる。

[0074] 尚、上記説明では、送信アンテナ数及びユーザ数を共に2として各ユーザに1つずつ送信ストリームを割り当てているが、送信アンテナ数を3以上として各ユーザに2以上の送信ストリームを割り当ててもよいし、ユーザ数を3以上としてもよい。また、ユーザ端末の受信アンテナを複数としてもよく、この場合は当該複数の受信アンテナによって用いられる受信フィルタ行列を考慮したチャネル情報を送信側の無線通信装置にフィードバックすればよい。

[0075] 以上説明したように、本実施形態に係る無線通信装置は、データ信号に対してのみ摂動ベクトルを付加し、パイロット信号及びデータ信号に対して共

通の正規化係数を乗算して送信信号を生成している。従って、受信側の無線通信装置は既知のパイロット信号値に基づいて正確な実効チャネルを推定し、当該実効チャネルを用いてチャネル等化を行うことにより、摂動ベクトルの付加されたデータ信号を正確に復元できる。即ち、本実施形態に係る無線通信装置によれば、摂動ベクトルを用いた無線通信を現に実施することができる。

[0076] (第2の実施形態)

図5に示すように、本発明の第2の実施形態に係る無線通信装置は、上記図1に示す無線通信装置において、ウェイト乗算部104をウェイト乗算部304、ウェイト計算部110をウェイト計算部310に夫々置き換えている。以下の説明では、図5において図1と同一部分には同一符号を付して示し、異なる部分を中心に述べる。

[0077] ウェイト計算部310は、図5の無線通信装置と受信側の無線通信装置との間で予め共有されているcodebookの中から受信側の無線通信装置によって選択されたウェイト行列を示すインデックスをフィードバック情報として受け取る。ウェイト計算部310は、上記codebookにおいて上記インデックスによって指定されるウェイト行列38を摂動ベクトル付加部103及びウェイト乗算部304に入力する。ここで、codebookの中から選択されたウェイトを用いてSDMA方式に従う無線通信を行う無線通信システムでは、上記選択されたウェイト（例えば、上記ウェイト行列38）を示すインデックスをフレーム内のヘッダ部等の制御信号を示す部分に格納することにより受信側の無線通信装置へ通知することができる。

[0078] ウェイト乗算部304は、前述したウェイト乗算部103とは異なり、変調部101からのパイロット信号13に対してウェイト乗算を行わず、摂動ベクトル付加部103からのデータ信号15に対してのみウェイト乗算を行う。ウェイト乗算部304は、ウェイト乗算済みのデータ信号17を正規化係数乗算部105に入力する。一方、上記パイロット信号13は、変調部101から正規化係数乗算部105に直接入力される。即ち、正規化係数乗算

部 1 0 5 には、次の数式 (2 3) に示すパイロット信号 1 3 (x^p) と、次の数式 (2 4) に示すデータ信号 1 7 (x^d) とが入力される。

[数23]

$$\mathbf{x}^p = \mathbf{s}^p \quad (2 3)$$

[数24]

$$\mathbf{x}^d = \mathbf{W}(\mathbf{s}^d + \mathbf{d}^d) \quad (2 4)$$

[0079] 上記パイロット信号 1 3 (x^p) 及びデータ信号 1 7 (x^d) は、正規化係数乗算部 1 0 5 によって前述した第 1 の実施形態と同様に共通の正規化係数 $1/\sqrt{\gamma_{avg}}$ を乗算され、受信側の無線通信装置に送信される。

[0080] 図 5 の無線通信装置からの送信信号を受信する無線通信装置は、例えば図 6 に示すように、アンテナ 2 0 1、無線部 2 0 2、G I 除去部 2 0 3、F F T 部 2 0 4、チャネル推定部 4 0 5、チャネル等化部 2 0 6 及びモジュロ演算部 2 0 7 及び復調部 2 0 8 を有する。以下の説明では、図 6 において図 2 と同一部分には同一符号を付して示し、異なる部分を中心に述べる。

[0081] 数式 (2 3) 及び (2 4) に示す送信信号を受信すると、図 6 の無線通信装置は、次の数式 (2 5) 及び数式 (2 6) に示すパイロット信号 y^p 及びデータ信号 y^d が共に得られる。尚、説明の簡単化のため、数式 (2 5) 及び (2 6) において、雑音信号を表示していない。

[数25]

$$\mathbf{y}^p = \frac{1}{\sqrt{\gamma_{avg}}} \mathbf{H} \mathbf{s}^p \quad (2 5)$$

[数26]

$$\mathbf{y}^d = \frac{1}{\sqrt{\gamma_{avg}}} \mathbf{H} \mathbf{W}(\mathbf{s}^d + \mathbf{d}^d) \quad (2 6)$$

[0082] 前述したように、数式（２６）における W は、数式（４）に示すようなチャネル行列 H の擬似逆行列を計算して得られるウェイト行列はなく、複数の候補が予め定められたcodebook中から選択されたウェイト行列である。即ち、数式（２６）における HW は、必ずしも単位行列とならない。従って、チャネル推定部４０５は、チャネル等化部２０６が正確にチャネル等化を行うために実効チャネル（ $HW \times 1/\sqrt{\gamma_{avg}}$ ）を推定する必要がある。まず、チャネル推定部４０５は、数式（２５）に示すパイロット信号と、既知のパイロット信号値とに基づき、次の数式（２７）に示す推定実効チャネルを得る。

[数27]

$$\begin{aligned}
 \mathbf{H}_{eff} &= \begin{bmatrix} h_{eff,1} \\ h_{eff,2} \end{bmatrix} \\
 &= \frac{y^p}{s^p} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{\gamma_{avg}}} \mathbf{H} s^p \quad (27) \\
 &= \frac{1}{\sqrt{\gamma_{avg}}} \mathbf{H}
 \end{aligned}$$

[0083] 更に、チャネル推定部４０５は、図５の無線通信装置から通知されるインデックス４４に基づいてウェイト行列３８と同じウェイト行列（ W ）を計算し、数式（２７）に示す推定実効チャネルに乗算して、次の数式（２８）に示す推定実効チャネルを得る。

[数28]

$$\begin{aligned}
 \tilde{\mathbf{H}}_{eff} &= \begin{bmatrix} \tilde{h}_{eff,1} \\ \tilde{h}_{eff,2} \end{bmatrix} \\
 &= \mathbf{H}_{eff} \mathbf{W} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{\gamma_{avg}}} \mathbf{H} \mathbf{W}
 \end{aligned}
 \tag{28}$$

[0084] チャンネル等化部206は、数式(28)に示す推定実効チャンネルを用いて、次の数式(29)に示すように、チャンネル等化を行う。

[数29]

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y}'^d &= \frac{\mathbf{y}^d}{\tilde{\mathbf{H}}_{eff}} \\
 &= \mathbf{s}^d + \mathbf{d}^d
 \end{aligned}
 \tag{29}$$

[0085] 以上説明したように、本実施形態に係る無線通信装置は、データ信号に対してのみ摂動ベクトルを付加し、かつ、codebookから選択されたウェイトを乗算し、パイロット信号及びデータ信号に対して共通の正規化係数を乗算して送信信号を生成している。従って、受信側の無線通信装置は既知のパイロット信号値及び上記選択されたウェイトを示すインデックスに基づいて正確な実効チャンネルを推定し、当該実効チャンネルを用いてチャンネル等化を行うことにより、摂動ベクトルの付加されたデータ信号を正確に復元できる。即ち、本実施形態に係る無線通信装置によれば、摂動ベクトルを用いた無線通信を現に実施することができる。

[0086] (第3の実施形態)

図7に示すように、本発明の第3の実施形態に係る無線通信装置は、上記図1に示す無線通信装置において、摂動ベクトル付加部103を摂動ベクトル

ル付加部 503、無線部 108-1, ..., 108-Nt を無線部 508-1, ..., 508-Nt に夫々置き換え、制御信号生成部 511 を更に設けている。以下の説明では、図 7 において図 1 と同一部分には同一符号を付して示し、異なる部分を中心に述べる。

[0087] 振動ベクトル付加部 503 は、前述した振動ベクトル付加部 103 とは異なり、パイロット信号 13 に対しても振動ベクトル 60 を付加する。即ち、振動ベクトル付加部 503 は、振動ベクトルを付加したデータ信号 15 と、振動ベクトル 60 を付加したパイロット信号 59 とをウェイト乗算部 104 に入力する。また、振動ベクトル付加部 503 は、パイロット信号 13 に付加した振動ベクトル 60 を制御信号生成部 511 に入力する。

[0088] ウェイト乗算部 104 は、ウェイト行列 18 を、振動ベクトル付加部 503 からのパイロット信号 59 及びデータ信号 15 に乗算する。ウェイト乗算部 104 は、ウェイト乗算済みのパイロット信号 56 及びウェイト乗算済みのデータ信号 17 を正規化係数乗算部 105 に入力する。

[0089] 制御信号生成部 511 は、振動ベクトル付加部 503 から入力される振動ベクトル 60 を示す情報を受信側の無線通信装置に通知するための制御信号 61 を生成する。尚、制御信号 61 を生成することの技術的意義は後述する。制御信号生成部 511 は、制御信号 61 を無線部 508-1, ..., 508-Nt に入力する。

[0090] 無線部 508-1, ..., 508-Nt は、前述した無線部 108-1, ..., 108-Nt の行う送信処理に加えて、上記制御信号 61 に対する送信処理を行う。制御信号 61 は、無線部 508-1, ..., 508-Nt によって、例えば送信信号のプリアンプルに格納されてアンテナ 109-1, ..., 109-Nt より送信される。

[0091] 以下、制御信号 61 を生成することの技術的意義を説明する。

前述したように、図 7 の無線通信装置は、パイロット信号 13 に対しても振動ベクトル 60 を付加している。一方、受信側の無線通信装置にとって上記振動ベクトル 60 は未知の値である。従って、受信側の無線通信装置は、

数式（１６）から明らかなように正確な実効チャネルを推定できない。しかしながら、受信側の無線通信装置に上記摂動ベクトル６０を通知できれば、受信側の無線通信装置は通知された摂動ベクトル６０を既知のパイロット信号に付加することにより、正確な実効チャネルを推定できる。即ち、制御信号６１を生成することにより、送信側の無線通信装置においてパイロット信号及びデータ信号の両方に摂動ベクトルを付加する場合にも、受信側の無線通信装置において正確な実効チャネルを推定できる。

[0092] 尚、制御信号６１は、摂動ベクトル６０そのものの値でもよいが、例えば摂動間隔 τ を単位としてパイロット信号１３が元の信号点から実軸方向及び虚軸方向にどの程度移動しているかを夫々示す移動度 N_{Re} 及び移動度 N_{Im} であってもよい。移動度 N_{Re} 及び移動度 N_{Im} は、次の数式（３０）及び（３１）により夫々算出できる。

[数30]

$$N_{Re} = \text{Re} \left(\frac{\mathbf{d}^P}{\tau} \right) \quad (30)$$

[数31]

$$N_{Im} = \text{Im} \left(\frac{\mathbf{d}^P}{\tau} \right) \quad (31)$$

[0093] 数式（３０）及び数式（３１）において、 $\mathbf{d}^P$ は摂動ベクトル６０を表し、 $\text{Re}()$ は括弧内の複素数値の実部を表し、 $\text{Im}()$ は括弧内の複素数値の虚部を表す。尚、変調部１０１がパイロット系列１１に適用する変調方式は受信側にとって既知であるので、受信側は当該変調方式に基づき摂動間隔 τ を算出できる。従って、受信側は、通知された移動度 N_{Re} 及び移動度 N_{Im} と、算出した摂動間隔 τ とを用いて摂動ベクトル $\mathbf{d}^d$ を復元できる。移動度 N_{Re} 及び移動度 N_{Im} は整数値なので、摂動ベクトル６０そのものの値に比べて僅かなビット数で

表現可能である。即ち、摂動ベクトル 60 そのものの値を制御信号 61 とするよりも、上記移動度 N_{Re} 及び移動度 N_{Im} を制御信号 61 としたほうがオーバーヘッドを抑えられる。

[0094] 以上説明したように、本実施形態に係る無線通信装置は、パイロット信号に対しても摂動ベクトルを付加し、当該摂動ベクトルを受信側に通知するための制御信号を生成している。従って、受信側の無線通信装置は既知のパイロット信号値と当該制御信号によって通知される摂動ベクトルに基づいて正確な実効チャネルを推定し、当該実効チャネルを用いてチャネル等化を行うことにより、摂動ベクトルの付加されたデータ信号を正確に復元できる。即ち、本実施形態に係る無線通信装置によれば、摂動ベクトルを用いた無線通信を現に実施することができる。

[0095] (第4の実施形態)

図8に示すように、本発明の第4の実施形態に係る無線通信装置は、上記図5に示す無線通信装置において、正規化係数乗算部 105 を正規化係数乗算部 805、無線部 108-1, ..., 108-Nt を無線部 808-1, ..., 808-Nt に夫々置き換え、制御信号生成部 811 を更に設けている。以下の説明では、図8において図5と同一部分には同一符号を付して示し、異なる部分を中心に述べる。

[0096] 変調部 101 から出力されるパイロット信号 13 は、正規化係数乗算部 805 に入力される。正規化係数乗算部 805 は、入力されるデータ信号 17 及びパイロット信号 13 に基づき所定の導出方法（例えば、前述した各種導出方法）に従って正規化係数 80 を算出する。正規化係数乗算部 805 は、上記正規化係数 80 をデータ信号 17 にのみ乗算する。即ち、正規化係数乗算部 805 は、上記正規化係数 80 を算出するためにパイロット信号 13 を利用するものの、当該パイロット信号 13 には正規化係数 80 を乗算しない。正規化係数乗算部 805 は、パイロット信号 13 と、正規化係数 80 を乗算済みのデータ信号とを IFFT 部 106-1, ..., 106-Nt に入力する。また、正規化係数乗算部 805 は、算出した正規化係数 80 を制御信号生

成部 811 に入力する。

[0097] 制御信号生成部 811 は、正規化係数乗算部 805 によってデータ信号 17 に乗算される正規化係数 80 を示す情報を受信側の無線通信装置に通知するために制御信号 81 を生成する。尚、制御信号 81 を生成することの技術的意義は後述する。制御信号生成部 811 は、制御信号 81 を無線部 808-1, ..., 808-Nt に入力する。

[0098] 無線部 808-1, ..., 808-Nt は、前述した無線部 108-1, ..., 108-Nt の行う送信処理に加えて、上記制御信号 81 に対する送信処理を行う。制御信号 81 は、無線部 808-1, ..., 808-Nt によって、例えば送信信号のプリアンプルに格納されてアンテナ 109-1, ..., 109-Nt より送信される。

[0099] 図 8 の無線通信装置からの送信信号を受信する無線通信装置は、例えば図 9 に示すように、アンテナ 201、無線部 202、GI 除去部 203、FFT 部 204、チャネル推定部 905、チャネル等化部 206 及びモジュロ演算部 207 及び復調部 208 を有する。以下の説明では、図 9 において図 6 と同一部分には同一符号を付して示し、異なる部分を中心に述べる。

[0100] 以下、制御信号 81 を生成することの技術的意義を説明する。

前述したように、図 8 の無線通信装置は、パイロット信号 13 に対して正規化係数 80 を乗算せずに送信処理を行う。この場合、受信側の無線通信装置は、次の数式 (32) に示すパイロット信号 y^p を受信する。

[数32]

$$\mathbf{y}^p = \mathbf{H}\mathbf{s}^p \quad (32)$$

[0101] 尚、図 8 の無線通信装置は、データ信号に関する送信処理において前述した図 5 の無線通信装置と同様であるので、受信側の無線通信装置が受信するデータ信号 y^d は数式 (26) で表すことができる。

[0102] 数式 (26) によれば、受信側の無線通信装置がデータ信号 21 のチャネル等化を適切に行うためには、実効チャネル ($\mathbf{H}\mathbf{W} \times 1/\sqrt{\gamma_{\text{avg}}}$) を推定する

必要がある。まず、チャネル推定部 905 は、数式 (32) に示すパイロット信号と、既知のパイロット信号値とに基づき、次の数式 (33) に示す推定実効チャネルを得る。

[数33]

$$\begin{aligned}
 \mathbf{H}_{eff} &= \begin{bmatrix} h_{eff,1} \\ h_{eff,2} \end{bmatrix} \\
 &= \frac{y^p}{s^p} \\
 &= \frac{\mathbf{H}\mathbf{s}^p}{s^p} \\
 &= \mathbf{H}
 \end{aligned} \tag{33}$$

[0103] 更に、チャネル推定部 905 は、図 8 の無線通信装置から通知される codebook のインデックス 44 に基づいて導出されるウェイト行列 38 と同じウェイト行列 ($\mathbf{W}$) と、図 8 の無線通信装置から制御信号 81 を介して通知される正規化係数 91 ($1/\sqrt{\gamma_{avg}}$) とを、数式 (33) に示す推定実効チャネルに乘算して、次の数式 (34) に示す推定実効チャネルを得る。

[数34]

$$\begin{aligned}
 \tilde{\mathbf{H}}_{eff} &= \begin{bmatrix} \tilde{h}_{eff,1} \\ \tilde{h}_{eff,2} \end{bmatrix} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{\gamma_{avg}}} \mathbf{H}_{eff} \mathbf{W} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{\gamma_{avg}}} \mathbf{H} \mathbf{W}
 \end{aligned} \tag{34}$$

[0104] チャネル等化部 206 は、数式 (34) に示す推定実効チャネルを用いて、次の数式 (35) に示すように、チャネル等化を行う。

[数35]

$$\begin{aligned} \mathbf{y}'^d &= \frac{\mathbf{y}^d}{\tilde{\mathbf{H}}_{eff}} \\ &= \mathbf{s}^d + \mathbf{d}^d \end{aligned} \quad (35)$$

[0105] 数式 (35) から明らかなように、パイロット信号 13 に対して正規化係数 80 が乗算されなくても、受信側の無線通信装置は制御信号 81 を介して当該正規化係数 80 (91) を取得できるので適切にチャネル等化を行うことができる。

[0106] 以上説明したように、本実施形態に係る無線通信装置は、データ信号に対してのみ摂動ベクトルを付加し、かつ、codebookから選択されたウェイトを乗算し、データ信号及びパイロット信号に基づき導出した正規化係数を乗算して送信信号を生成し、更に上記正規化係数を通知するための制御信号を生成している。従って、受信側の無線通信装置は既知のパイロット信号値及び上記選択されたウェイトを示すインデックス及び上記制御信号を介して通知される正規化係数に基づいて正確な実効チャネルを推定し、当該実効チャネルを用いてチャネル等化を行うことにより、摂動ベクトルの付加されたデータ信号を正確に復元できる。即ち、本実施形態に係る無線通信装置によれば、摂動ベクトルを用いた無線通信を現に実施することができる。

[0107] 尚、本発明は上記各実施形態そのままに限定されるものではなく、実施段階ではその要旨を逸脱しない範囲で構成要素を変形して具体化できる。また上記各実施形態に開示されている複数の構成要素を適宜組み合わせることによって種々の発明を形成できる。また例えば、各実施形態に示される全構成要素からいくつかの構成要素を削除した構成も考えられる。さらに、異なる実施形態に記載した構成要素を適宜組み合わせてもよい。

符号の説明

- [0108] 1 1 . . . パイロット系列
 1 2 . . . データ系列
 1 3 . . . パイロット信号
 1 4 . . . データ信号
 1 8 . . . ウェイト行列
 2 1 . . . データ信号
 2 2 . . . パイロット信号
 2 3 . . . 推定実効チャネル
 3 8 . . . ウェイト行列
 4 3 . . . 推定実効チャネル
 4 4 . . . インデックス
 6 0 . . . 摂動ベクトル
 6 1 . . . 制御信号
 8 0 . . . 正規化係数
 8 1 . . . 制御信号
 9 1 . . . 正規化係数
 1 0 1, 1 0 2 . . . 変調部
 1 0 3 . . . 摂動ベクトル付加部
 1 0 4 . . . ウェイト乗算部
 1 0 5 . . . 正規化係数乗算部
 1 0 6 − 1, ..., 1 0 6 − N_t . . . I F F T 部
 1 0 7 − 1, ..., 1 0 7 − N_t . . . G I 付加部
 1 0 8 − 1, ..., 1 0 8 − N_t . . . 無線部
 1 0 9 − 1, ..., 1 0 9 − N_t . . . アンテナ
 1 1 0 . . . ウェイト計算部
 2 0 1 . . . アンテナ
 2 0 2 . . . 無線部

203 . . . G I 除去部

204 . . . F F T 部

205 . . . チャネル推定部

206 . . . チャネル等化部

207 . . . モジユロ演算部

208 . . . 復調部

304 . . . ウェイト乗算部

310 . . . ウェイト計算部

405 . . . チャネル推定部

503 . . . 摂動ベクトル付加部

508-1, ..., 508-Nt . . . 無線部

511 . . . 制御信号生成部

805 . . . 正規化係数乗算部

811 . . . 制御信号生成部

808-1, ..., 808-Nt . . . 無線部

905 . . . チャネル推定部

請求の範囲

[請求項1] 第1のパイロット信号及び第1のデータ信号を含む第1の送信信号のうち前記第1のデータ信号に対して摂動ベクトルを付加し、第2のパイロット信号及び第2のデータ信号を含む第2の送信信号を得る摂動ベクトル付加部と、

前記第2の送信信号のうち前記第2のデータ信号に対して、受信側における干渉を除去するためのウェイトを乗算し、第3のパイロット信号及び第3のデータ信号を含む第3の送信信号を得るウェイト乗算部と、

前記第3の送信信号のうち前記第3のデータ信号に対して、総送信電力を正規化するための共通の正規化係数を乗算し、第4のパイロット信号及び第4のデータ信号を含む第4の送信信号を得る正規化係数乗算部と、

前記第4の送信信号を送信する送信部と

を具備することを特徴とする無線通信装置。

[請求項2] 前記摂動ベクトル付加部は前記第1の送信信号のうち前記第1のデータ信号に対してのみ前記摂動ベクトルを付加し、

前記ウェイト乗算部は前記第2の送信信号のうち前記第2のパイロット信号及び前記第2のデータ信号の両方に対して前記ウェイトを乗算し、

前記正規化係数乗算部は、前記第3の送信信号のうち前記第3のパイロット信号及び前記第3のデータ信号の両方に対して前記正規化係数を乗算する

ことを特徴とする請求項1記載の無線通信装置。

[請求項3] 前記摂動ベクトル付加部は前記第1の送信信号のうち前記第1のデータ信号に対してのみ前記摂動ベクトルを付加し、

前記ウェイト乗算部は、前記受信側との間で予め共有される複数のウェイト候補のうち前記受信側からのフィードバック情報によって指

定される 1 つのウェイト候補を前記ウェイトとして、前記第 2 の送信信号のうち前記第 2 のデータ信号に対してのみ乗算し、

前記正規化係数乗算部は、前記第 3 の送信信号のうち前記第 3 のパイロット信号及び前記第 3 のデータ信号の両方に対して前記正規化係数を乗算する

ことを特徴とする請求項 1 記載の無線通信装置。

[請求項 4] 前記摂動ベクトル付加部は前記第 1 の送信信号のうち前記第 1 のパイロット信号及び前記第 1 のデータ信号の両方に対して前記摂動ベクトルを付加し、

前記正規化係数乗算部は、前記第 3 の送信信号のうち前記第 3 のパイロット信号及び前記第 3 のデータ信号の両方に対して前記正規化係数を乗算し、

前記第 1 のパイロット信号に付加された摂動ベクトルを示す情報を前記受信側に通知するために前記第 4 のパイロット信号と共に前記送信部によって送信される制御信号を生成する制御信号生成部を更に具備することを特徴とする請求項 1 記載の無線通信装置。

[請求項 5] 前記正規化係数乗算部は、前記第 3 の送信信号のうち前記第 3 のデータ信号に対してのみ前記正規化係数を乗算し、

前記正規化係数を示す情報を前記受信側に通知するために前記第 4 のパイロット信号と共に前記送信部によって送信される制御信号を生成する制御信号生成部を更に具備することを特徴とする請求項 1 記載の無線通信装置。

[請求項 6] 前記正規化係数は、前記受信側に割り当てられる各リソースブロックを時分割した各シンボルグループ内で共通であることを特徴とする請求項 1 記載の無線通信装置。

[請求項 7] 前記正規化係数は、前記受信側に割り当てられる各バーストを時分割した各シンボルグループ内で共通であることを特徴とする請求項 1 記載の無線通信装置。

[請求項8] 前記正規化係数は、各送信フレーム内で共通であることを特徴とする請求項 1 記載の無線通信装置。

[請求項9] 第 1 のパイロット信号及び第 1 のデータ信号を含む第 1 の送信信号のうち前記第 1 のデータ信号に対して摂動ベクトルを付加し、第 2 のパイロット信号及び第 2 のデータ信号を含む第 2 の送信信号を得ることと、

前記第 2 の送信信号のうち前記第 2 のデータ信号に対して、受信側における干渉を除去するためのウェイトを乗算し、第 3 のパイロット信号及び第 3 のデータ信号を含む第 3 の送信信号を得ることと、

前記第 3 の送信信号のうち前記第 3 のデータ信号に対して、総送信電力を正規化するための共通の正規化係数を乗算し、第 4 のパイロット信号及び第 4 のデータ信号を含む第 4 の送信信号を得ることと、

前記第 4 の送信信号を送信することと

を具備することを特徴とする無線通信方法。

補正された請求の範囲

[2010年2月24日 (24.02.2010) 国際事務局受理]

[請求項1] (補正後) 第1のパイロット信号及び第1のデータ信号を含む第1の送信信号のうち前記第1のデータ信号に対してのみ摂動ベクトルを付加し、第2のパイロット信号及び第2のデータ信号を含む第2の送信信号を得る摂動ベクトル付加部と、

前記第2の送信信号のうち前記第2のパイロット信号及び前記第2のデータ信号の両方に対して、受信側における干渉を除去するためのウェイトを乗算し、第3のパイロット信号及び第3のデータ信号を含む第3の送信信号を得るウェイト乗算部と、

前記第3の送信信号のうち前記第3のパイロット信号及び前記第3のデータ信号の両方に対して、総送信電力を正規化するための共通の正規化係数を乗算し、第4のパイロット信号及び第4のデータ信号を含む第4の送信信号を得る正規化係数乗算部と、

前記第4の送信信号を送信する送信部と

を具備することを特徴とする無線通信装置。

[請求項2] (削除)

[請求項3] (補正後) 第1のパイロット信号及び第1のデータ信号を含む第1の送信信号のうち前記第1のデータ信号に対してのみ摂動ベクトルを付加し、第2のパイロット信号及び第2のデータ信号を含む第2の送信信号を得る摂動ベクトル付加部と、

前記第2の送信信号のうち前記第2のデータ信号に対してのみ、受信側との間で予め共有される複数のウェイト候補のうち前記受信側からのフィードバック情報によって指定される1つのウェイト候補を乗算し、第3のパイロット信号及び第3のデータ信号を含む第3の送信信号を得るウェイト乗算部と、

前記第3の送信信号のうち前記第3のパイロット信号及び前記第3のデータ信号の両方に対して、総送信電力を正規化するための共通の正規化係数を乗算し、第4のパイロット信号及び第4のデータ信号を

含む第4の送信信号を得る正規化係数乗算部と、

前記第4の送信信号を送信する送信部と

を具備することを特徴とする無線通信装置。

[請求項4](補正後) 第1のパイロット信号及び第1のデータ信号を含む第1の送信信号のうち前記第1のパイロット信号及び前記第1のデータ信号の両方に対して擾動ベクトルを付加し、第2のパイロット信号及び第2のデータ信号を含む第2の送信信号を得る擾動ベクトル付加部と、

前記第2の送信信号のうち前記第2のデータ信号に対して、受信側における干渉を除去するためのウェイトを乗算し、第3のパイロット信号及び第3のデータ信号を含む第3の送信信号を得るウェイト乗算部と、

前記第3の送信信号のうち前記第3のパイロット信号及び前記第3のデータ信号の両方に対して、総送信電力を正規化するための共通の正規化係数を乗算し、第4のパイロット信号及び第4のデータ信号を含む第4の送信信号を得る正規化係数乗算部と、

前記第4の送信信号を送信する送信部と、

前記第1のパイロット信号に付加された擾動ベクトルを示す情報を前記受信側に通知するために前記第4のパイロット信号と共に前記送信部によって送信される制御信号を生成する制御信号生成部と

を具備することを特徴とする無線通信装置。

[請求項5](補正後) 第1のパイロット信号及び第1のデータ信号を含む第1の送信信号のうち前記第1のデータ信号に対して擾動ベクトルを付加し、第2のパイロット信号及び第2のデータ信号を含む第2の送信信号を得る擾動ベクトル付加部と、

前記第2の送信信号のうち前記第2のデータ信号に対して、受信側における干渉を除去するためのウェイトを乗算し、第3のパイロット信号及び第3のデータ信号を含む第3の送信信号を得るウェイト乗算

部と、

前記第 3 の送信信号のうち前記第 3 のデータ信号に対してのみ、総送信電力を正規化するための共通の正規化係数を乗算し、第 4 のパイロット信号及び第 4 のデータ信号を含む第 4 の送信信号を得る正規化係数乗算部と、

前記第 4 の送信信号を送信する送信部と、

前記正規化係数を示す情報を前記受信側に通知するために前記第 4 のパイロット信号と共に前記送信部によって送信される制御信号を生成する制御信号生成部と

を具備することを特徴とする無線通信装置。

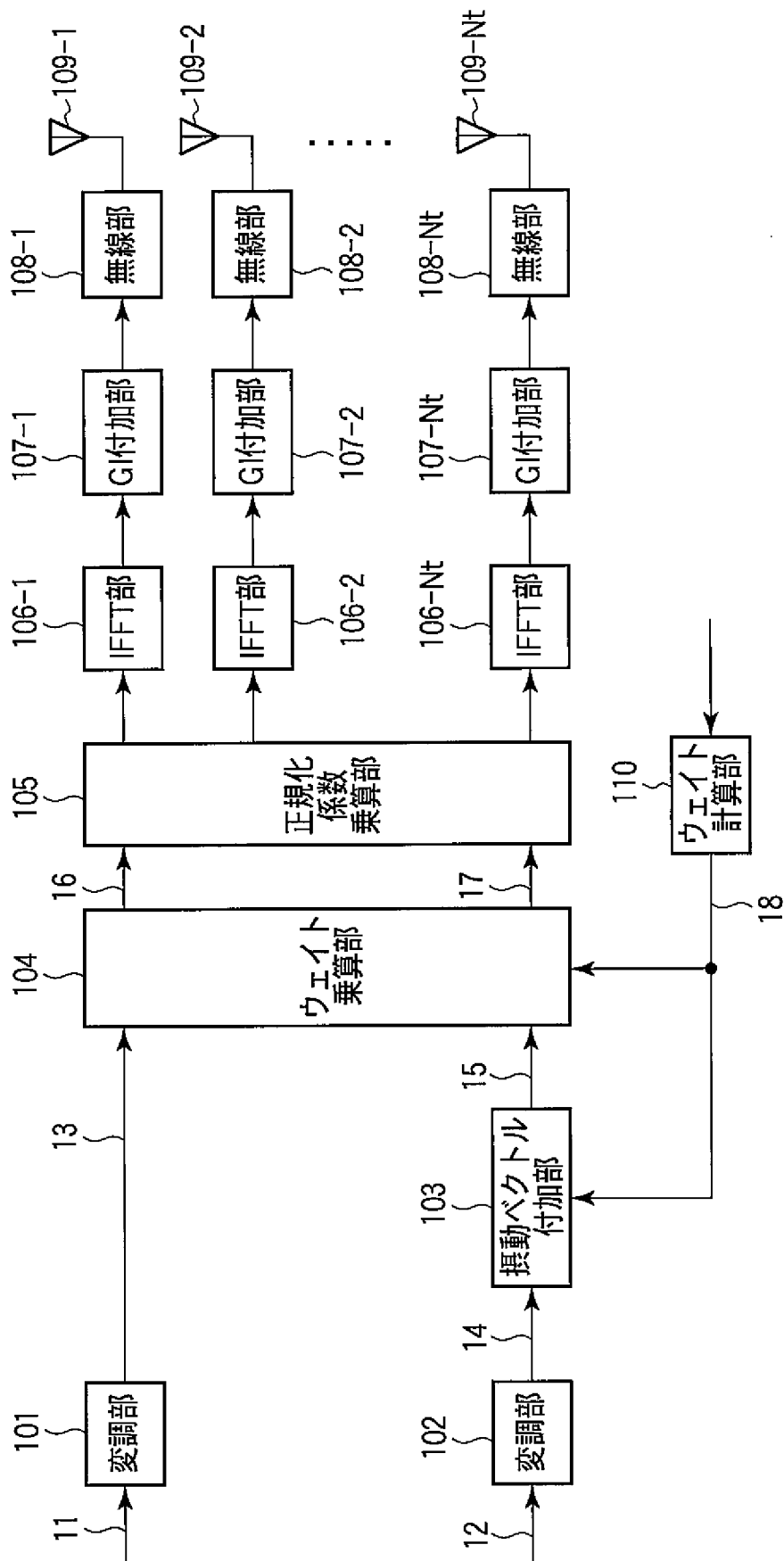
[請求項 6] 前記正規化係数は、前記受信側に割り当てられる各リソースブロックを時分割した各シンボルグループ内で共通であることを特徴とする請求項 1 記載の無線通信装置。

[請求項 7] 前記正規化係数は、前記受信側に割り当てられる各バーストを時分割した各シンボルグループ内で共通であることを特徴とする請求項 1 記載の無線通信装置。

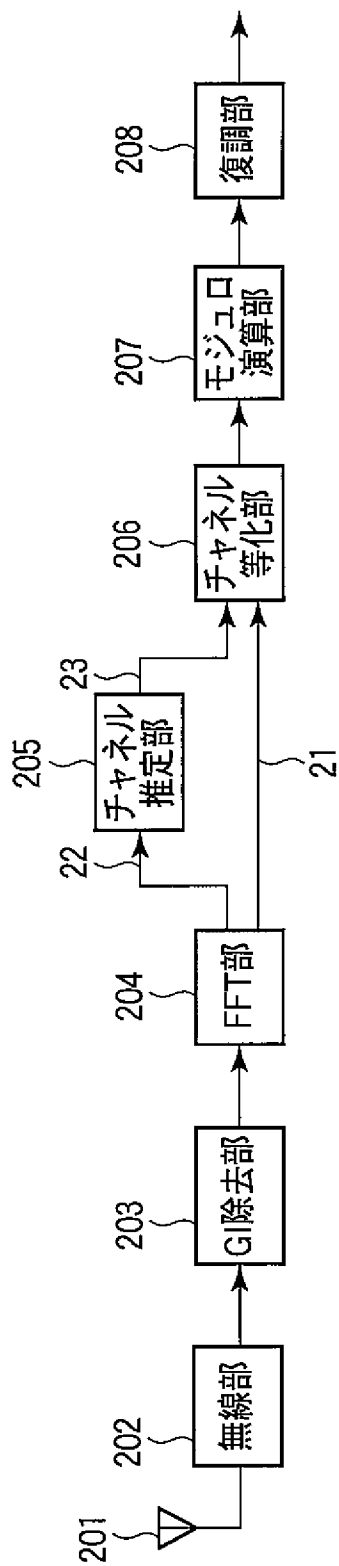
[請求項 8] 前記正規化係数は、各送信フレーム内で共通であることを特徴とする請求項 1 記載の無線通信装置。

[請求項 9] (削除)

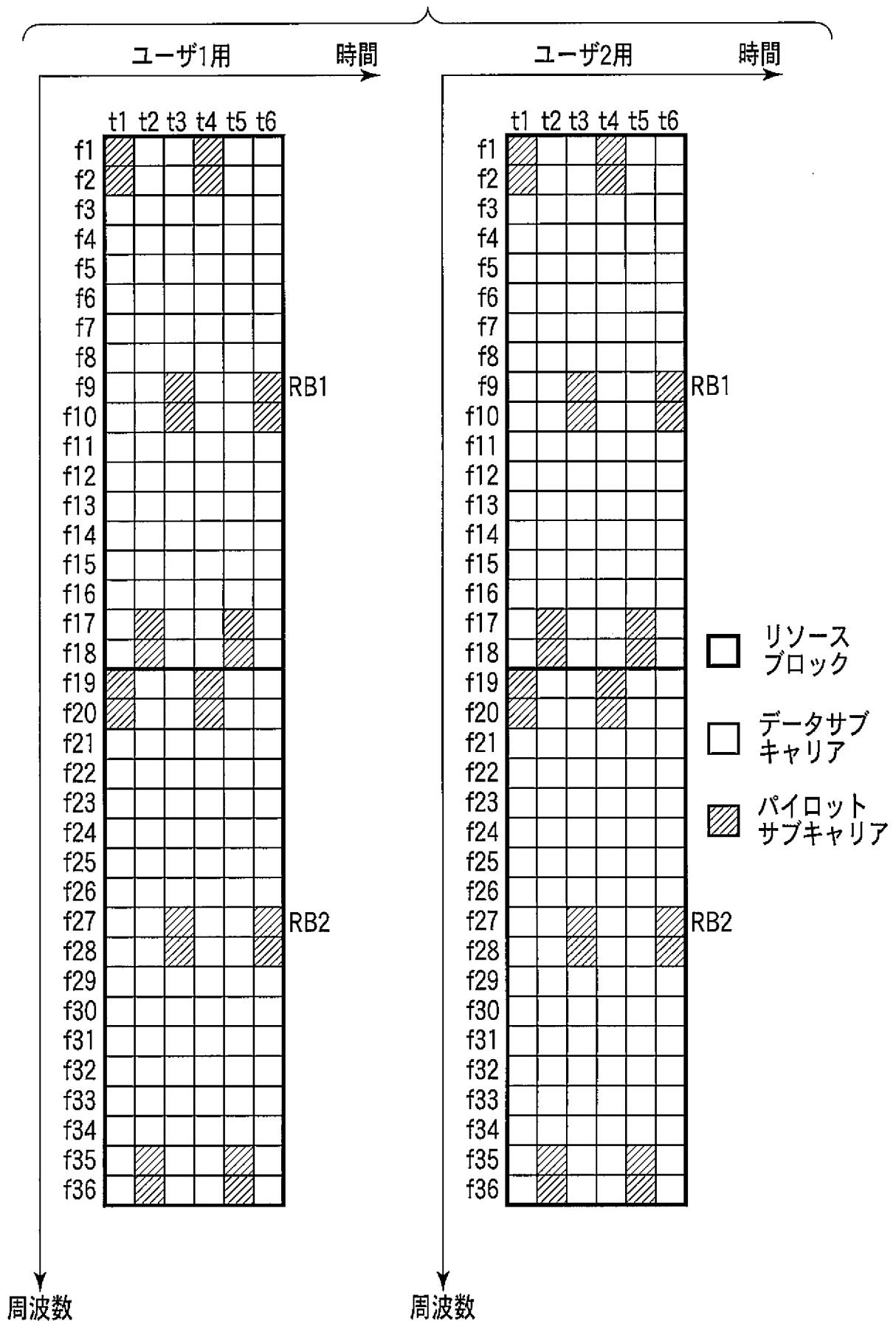
[図1]



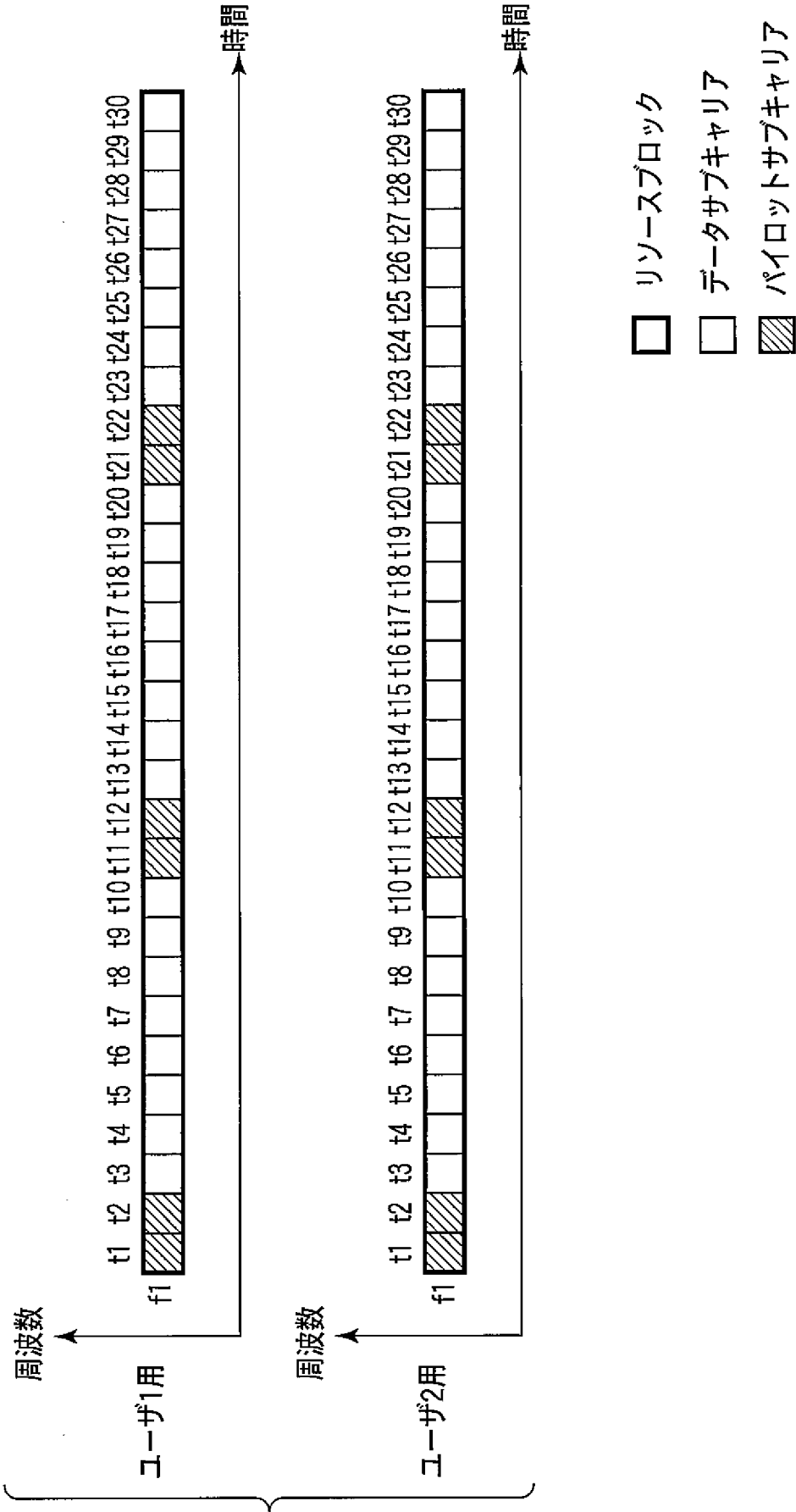
[図2]



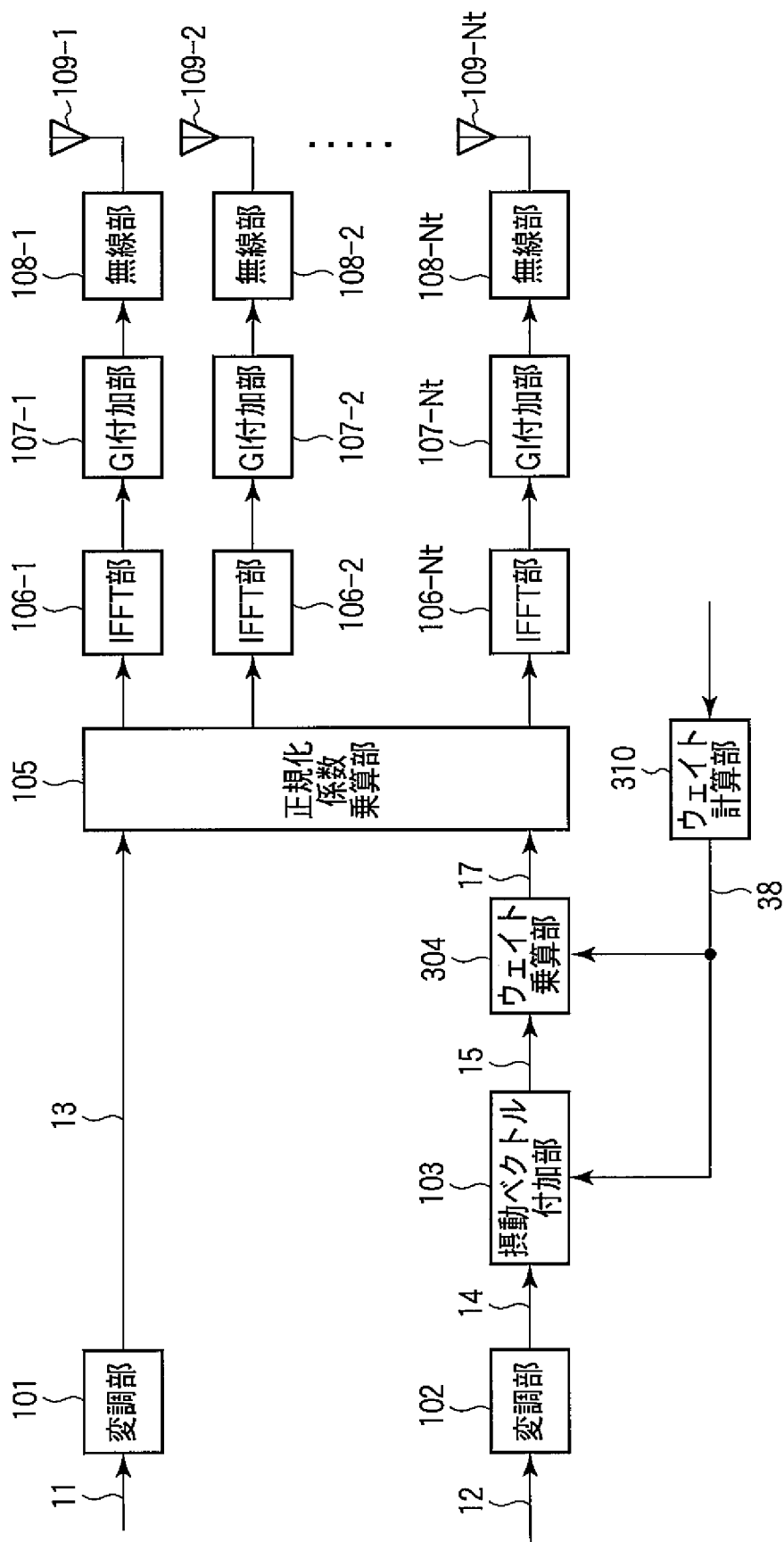
[図3]



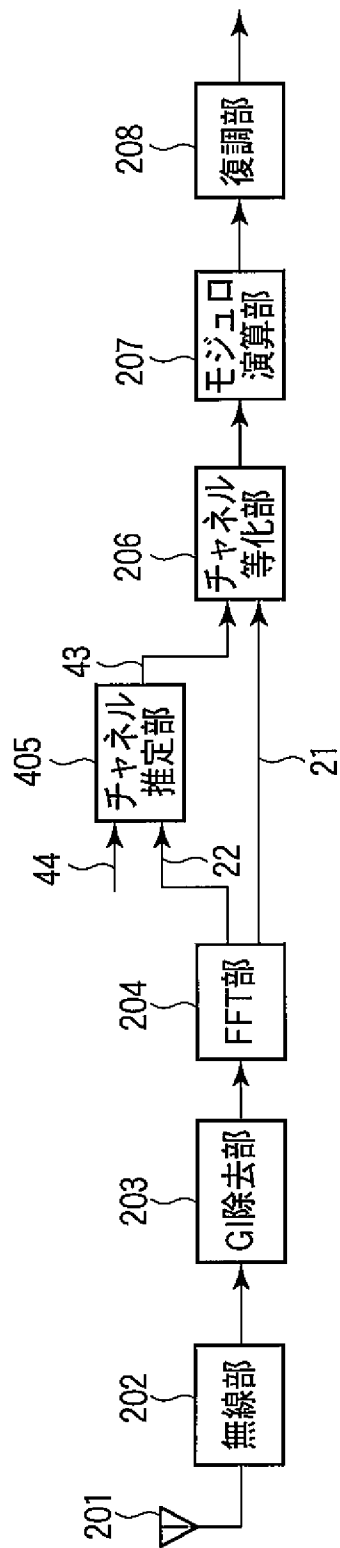
[図4]



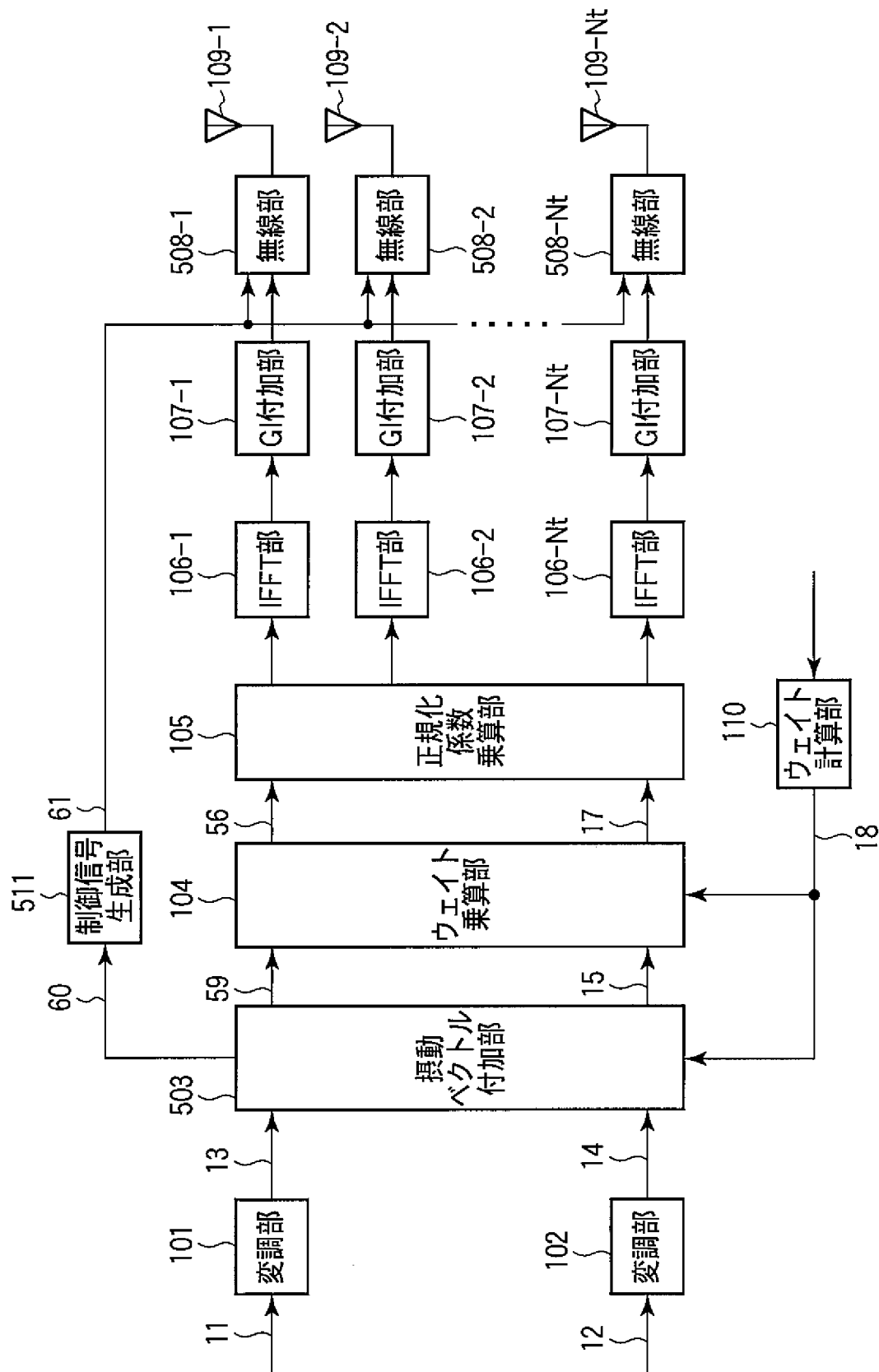
[図5]



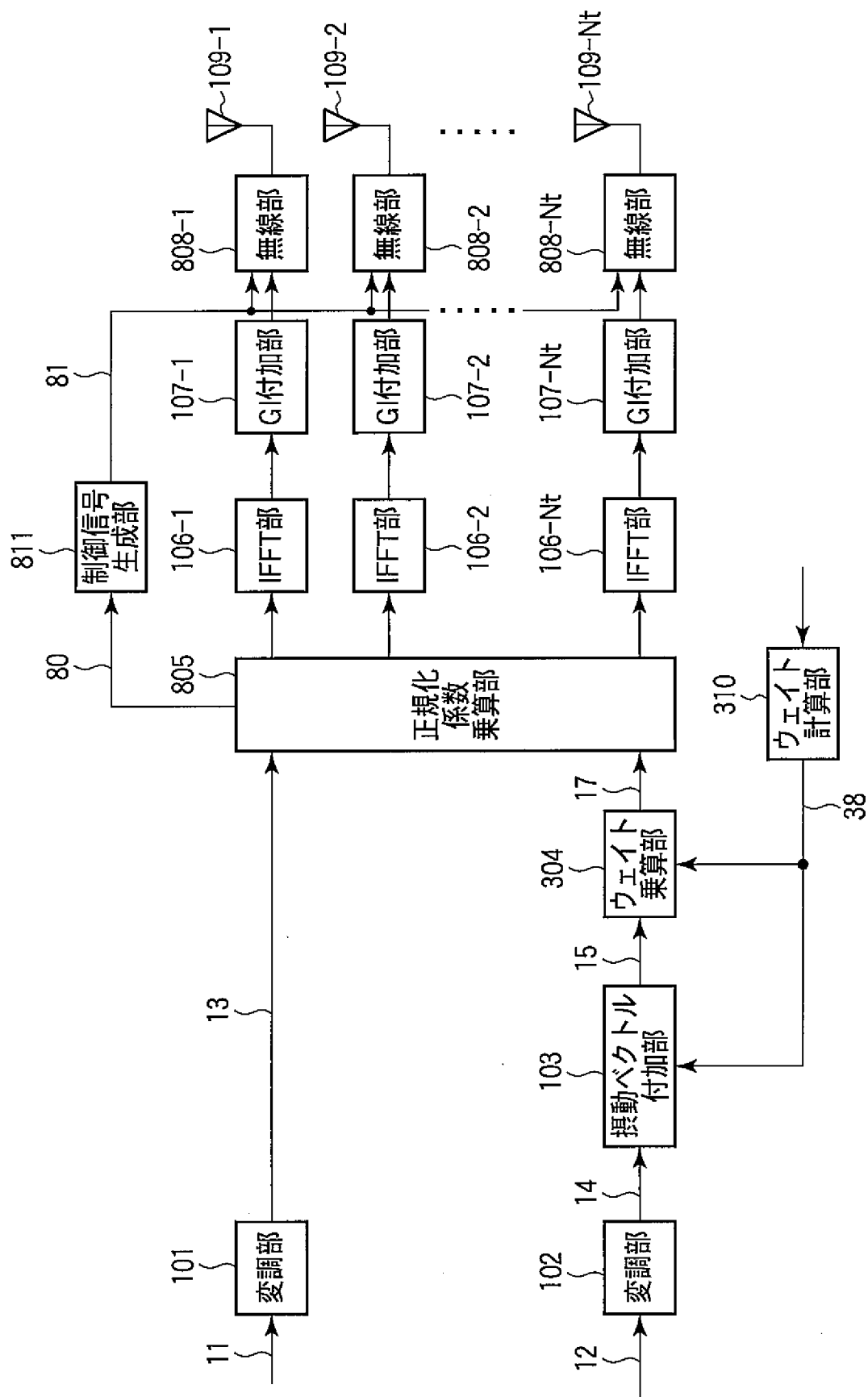
[図6]



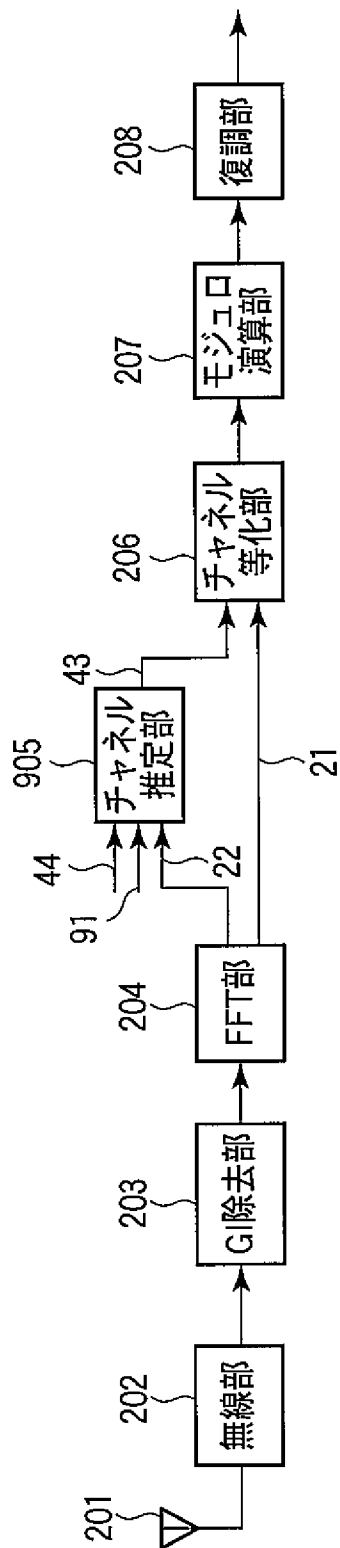
[図7]



[図8]



[図9]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2009/068721

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04J99/00(2009.01)i, H04B7/04(2006.01)i, H04B7/10(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, H04B7/10, 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	1996-2009
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2009	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2009

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

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X A	Daniel J. Ryan, et al., A Lattice-Theoretic Analysis of Vector Perturbation for Multi-User MIMO Systems, Communications, 2008. ICC '08. IEEE International Conference on, IEEE, 2008.05.23, p.3340-3344	1, 5-9 2-4
X A	M. Stojnic, et al., Asymptotic Analysis of the Gaussian Broadcast Channel with Perturbation Preprocessing, Acoustics, Speech and Signal Processing, 2006. ICASSP 2006 Proceedings. 2006 IEEE International Conference on, IEEE, 2006.05.19, p.4-777 - 4-780	1, 5-9 2-4

☒ 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
13 November, 2009 (13.11.09)

Date of mailing of the international search report
24 November, 2009 (24.11.09)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2009/068721

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	Bertrand M. Hochwald, et al., A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-part II: perturbation, Communications, IEEE Transactions on, IEEE, 2005.03, p.537-544	1-9
A	JP 2008-79262 A (NTT Docomo Inc.), 03 April 2008 (03.04.2008), entire text; all drawings & EP 2056506 A1 & WO 2008/023646 A1 & KR 10-2009-0042949 A	1-9

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (I P C))

Int.Cl. H04J99/00(2009.01)i, H04B7/04(2006.01)i, H04B7/10(2006.01)i, H04J11/00(2006.01)i,
H04W16/28(2009.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (I P C))

Int.Cl. H04J99/00, H04B7/04, H04B7/10, H04J11/00, H04W16/28

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

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

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

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
X	Daniel J. Ryan, 他 3 名, A Lattice-Theoretic Analysis of Vector Perturbation for Multi-User MIMO Systems, Communications, 2008.	1, 5-9
A	ICC '08. IEEE International Conference on, IEEE, 2008.05.23, p. 3340-3344	2-4

☒ C 欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

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

の日の後に公表された文献

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

国際調査を完了した日

1 3 . 1 1 . 2 0 0 9

国際調査報告の発送日

2 4 . 1 1 . 2 0 0 9

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (I S A / J P)

郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5

東京都千代田区霞が関三丁目 4 番 3 号

特許庁審査官 (権限のある職員)

北村 智彦

5 K

4 4 4 9

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

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
X	M. Stojnic, 他 2 名, Asymptotic Analysis of the Gaussian Broadcast Channel with Perturbation Preprocessing, Acoustics, Speech and Signal Processing, 2006. ICASSP 2006 Proceedings. 2006 IEEE International Conference on, IEEE, 2006.05.19, p.4-777 - 4-780	1, 5-9
A		2-4
A	Bertrand M. Hochwald, 他 2 名, A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-part II: perturbation, Communications, IEEE Transactions on, IEEE, 2005.03, p.537-544	1-9
A	JP 2008-79262 A (株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ) 2008.04.03, 全文、全図 & EP 2056506 A1 & WO 2008/023646 A1 & KR 10-2009-0042949 A	1-9