

(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1月7日(07.01.2010)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2010/001528 A1

- (51) 国際特許分類:
H04J 99/00 (2009.01) H04J 11/00 (2006.01)
H04B 7/02 (2006.01) H04W 88/02 (2009.01)
H04B 7/04 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2009/002448
- (22) 国際出願日: 2009年6月2日(02.06.2009)
- (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 2008-176119 2008年7月4日(04.07.2008) JP
- (71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): 学校法人慶應義塾(KEIO UNIVERSITY) [JP/JP]; 〒1088345 東京都港区三田2丁目15番45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): 眞田幸俊 (SANADA, Yukitoshi) [JP/JP]; 〒2238522 神奈川県横浜市港北区日吉3丁目14番1号慶應義塾大学理工学部内 Kanagawa (JP). 樋口春希

(HIGUCHI, Haruki) [JP/JP]; 〒2238522 神奈川県横浜市港北区日吉3丁目14番1号慶應義塾大学理工学部内 Kanagawa (JP).

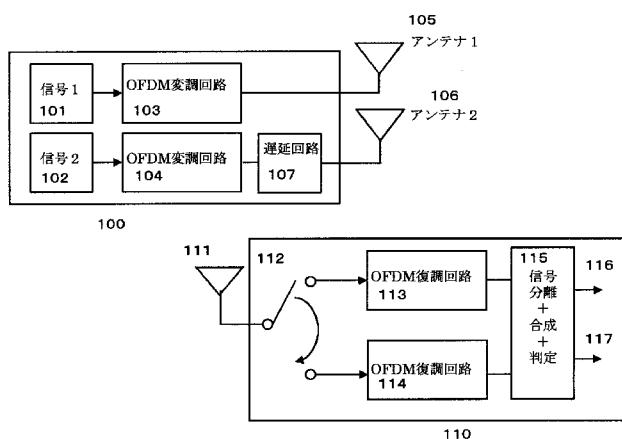
- (74) 代理人: 祖父江榮一, 外(SOBUE, Eiichi et al.); 〒1040033 東京都中央区新川2丁目13番10号新川ビル2階雄渾特許事務所 Tokyo (JP).
- (81) 指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, 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, 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,

[続葉有]

(54) Title: MULTICARRIER COMMUNICATION SYSTEM

(54) 発明の名称: マルチキャリア通信システム

[図1]



- 101 Signal 1
102 Signal 2
103 OFDM modulation circuit
104 OFDM modulation circuit
105 Antenna 1
106 Antenna 2
107 Delay circuit
113 OFDM demodulation circuit
114 OFDM demodulation circuit
115 Signal separation + synthesis + determination

(57) Abstract: Provided is a multicarrier system which can improve the channel response characteristics between the transmitters and the receivers and reliably separate the multicarrier in a multiple-input multiple-output (MIMO) system which uses fractional sampling in the receiver to virtually increase the reception antenna. The transmitter delays and transmits a portion of a plurality of transmitted signals by the time determined by the fractional sampling rate and the pulse length of the transmitted signal, or the time determined from the channel response characteristics with the transmitter measured by the receiver. This structure improves the channel response characteristics of the multicarrier system.

(57) 要約: 受信装置に分数間隔サンプリングを用いて受信アンテナを仮想的に増加させるMIMOシステムにおいて、送信装置と受信装置間のチャネル応答特性を改善し、マルチキャリアの分離を確実に実行することが可能なマルチキャリアシステムを提供する。送信装置は複数の送信信号の一部を、分数間隔サンプリングの倍率と送信信号のパルス長により決まる時間、或いは、受信装置が測定した送信装置との間のチャネル応答特性から決定された時間、遅延して送信する。この構成により、マルチキャリアシステムのチャネル応答特性を改善する。



GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL,
NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, 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))

明 細 書

発明の名称： マルチキャリア通信システム

技術分野

[0001] 本発明は、マルチキャリア通信システムに関するものであり、特に、少ない数の受信側アンテナであってもチャネル容量を増加させることが可能なMIMO (Multiple-Input-Multiple-Output)に関するものである。

背景技術

[0002] MIMOシステムは、送信側で複数のアンテナから異なる情報を同一搬送波により送信し、受信側でそれらの信号を分離して合成することにより通信速度を増加させつつダイバーシチを達成するものである。MIMOシステムのチャネル容量は受信側のアンテナ数（送信側アンテナ数より少ないとき）で制限され、アンテナ数が N_r であればチャネル容量は N_r 倍にしかない。

等価的にアンテナ数を増加させる方法として、分数間隔サンプリングが提案されている。分数間隔サンプリング方式は、従来のOFDM復調に必要なサンプリング速度の G 倍の速度でサンプリングすることにより、等価的に G 本のアンテナによるダイバーシチを達成するものである。この構成により、MIMOシステムにおいてチャネル容量の増加が可能となる。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献1：特許3677492号公報

非特許文献

[0004] 非特許文献1：安達文幸，安達宏一，小島洋平，武田一樹，"周波数選択性チャネルMIMOチャネル容量の考察，" 電子情報通信学会総合大会，BS-1-4.

非特許文献2：G. Tepedelenlioglu and R. Challagulla, "Low-Complexity Multipath Diversity Through Fractional Sampling in OFDM", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 52, No. 11, pp. 3104-3116, Nov. 2004.

非特許文献3 : A. Dammann, S. Kaiser, "Standard conformable antenna diversity techniques for OFDM and its application to the DVB-T system," IEEE GLOBECOM '01, vol. 5, pp. 3100 - 3105, Nov. 2001.

非特許文献4 : K. Kobayashi, T. Someya, T. Ohtsuki, S. PW. Sigit, and T. Kashima, "MIMO System with Relative Phase Difference Time-Shift Modulation for Rician Fading Environment," Trans. of IEICE, E91-B, no. 2, pp. 459--465, Feb. 2008.

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0005] 非特許文献2には、分数間隔サンプリングにより、従来のOFDM復調に必要なサンプリング速度のG倍の速度でサンプリングを行い、等価的にG本のアンテナによるダイバーシチを達成し、MIMOシステムの場合にはチャネル容量を増加させることが記載されている。しかし、分数間隔サンプリングによりダイバーシチを達成するためには、分数間隔のサンプリングに対応した遅延パスの存在が必要である。マルチパスが存在しない場合にはダイバーシチを達成することができず、MIMOシステムの場合にはチャネル容量を増加することができない。

[0006] 遅延送信に関しては非特許文献3が存在する。しかし同文献に記載される方式は受信側で復調前に複数のアンテナからの信号を合成するものであり、MIMOにおけるダイバーシチ効果(後述の行列のランクを増加させる効果)はない。また、遅延送信と分数間隔サンプリングを組み合わせたMIMOシステムは検討されていない。

非特許文献4には、受信側で複数のアンテナを用いてMIMO伝送を行う場合に送信側で位相を回転させてチャネルの応答を変化させる方法が記載されている。しかしこの方法は信号分離ができなくなる状態を防ぐものであり、後述の $H(k)$ $H^H(k)$ の行列のランクを増加させる効果はない。また、分数間隔サンプリングに対応した方式ではない。

[0007] 特許文献1には、複数のアンテナから複数系列のデータを送信するマルチ

キャリア送信において、複数系列のデータの各々の系列のデータを前記複数のアンテナ数分に複製し、複製されて得られた各系列のデータの送信タイミングをアンテナごとに異なる遅延時間だけ遅延させて前記の複数のアンテナから送信する構成が記載されている。上記構成は複数のアンテナから送信されたデータを複数のアンテナにより受信するものであり、遅延された各系列のデータについて遅延時間の差に対応する部分のデータを移動して見かけ上の送信タイミングを揃え、遅延時間の差に対応する部分のデータが、後に続くデータに干渉を与えることを防止するものである。同文献に示される技術は分数間隔サンプリングを用いものではない。

課題を解決するための手段

[0008] 本発明は分数間隔サンプリングを用いて等価的にダイバーシチを達成し、MIMOシステムのチャネル容量を増加させる構成において、確実にダイバーシチを達成する構成を提供するものである。

本発明は、複数の送信アンテナから異なる情報を同一の搬送波により送信し、受信装置において上記異なる情報を分離するMIMOシステムにおいて、受信装置が分数間隔サンプリングを行うことにより受信アンテナの数を低減することを可能とするものであり、送信装置に少なくとも1つの送信信号を前記分数間隔サンプリングに適合した時間遅延させて送信する構成を備える。また、他の実施態様の受信装置はパイロット信号の復調結果に基づいて、送信装置に少なくとも1つの送信信号を所定時間遅延して送信することを指示する構成を有している。

発明の効果

[0009] 本発明の構成により、受信装置は分数間隔サンプリングにより等価的に増加した受信アンテナにより確実にダイバーシチを達成することが可能となり、受信信号から送信情報を正確且つ容易に抽出することが可能となる。

図面の簡単な説明

[0010] [図1] 第1の実施態様の構成を示す図

[図2] 従来の送信タイミングの図と、第1の実施態様における送信タイミング

の図

[図3]従来の受信タイミングの図と、第1の実施態様における受信タイミングの図

[図4]従来の方式のチャネル容量のグラフと、第1の実施態様のチャネル容量のグラフ

[図5-1]従来の遅延送信ダイバーシチ受信方式のチャネル容量の構成図と、第1の実施態様のチャネル容量の構成図

[図5-2]従来の遅延送信ダイバーシチ受信方式と第1の実施態様におけるチャネル容量のシミュレーションのパラメータと、そのシミュレーションの結果

[図6-1]第1の実施態様の他の構成を示す図

[図6-2]図6-1において、送信アンテナ数4、受信アンテナ数2の構成を示す図

[図7]第2の実施態様の構成を示す図

[図8]第3の実施態様の構成を示す図

実施例 1

[0011] 図1は本発明に係るMIMOシステムの第1の実施態様の図である。同図は二つの信号を同一の搬送波によりOFDM変調し同時に送信する例であり、送信装置100と受信装置110から構成されている。

送信装置100の第1の信号101は第1のOFDM変調回路103により変調されアンテナ103から送信される。第2の信号102は第2のOFDM変調回路104により変調され、遅延回路107により所定時間遅延されてアンテナ104から送信される。

受信装置110は1つのアンテナ111を有しており、1信号期間(送信パルス期間)内に、切替回路112により第1のOFDM復調回路113と第2のOFDM復調回路114に交互に切り替え接続することにより分数間隔サンプリングを実行する。OFDM復調回路113とOFDM復調回路114は復調した信号を制御回路115に入力する。制御回路115はMIMOの手法に従って送信装置100と受信装置110の間のチャネル応答行列を求める。受信装置110は、受信した信号を上記チャネル応答行列を用いて分離し、送信装置100が送信した第1の信号101と第2の信号102に対応

する2つの出力116と117を出力する。

[0012] 図2は2本のアンテナから送信される信号の関係を示す図である。同図の(a)は何れのアンテナに対しても遅延送信を行わない場合であり、アンテナ1からの送信121とアンテナ2からの送信121はほぼ同時に行われることを示している。

図2(b)はアンテナ2からの送信132が、アンテナ1からの送信131から $[Ts/2]$ 遅れて実行されることを示している。なお、本構成のパルス長(送信パルス期間)は $[-Ts, Ts]$ の範囲とする。

図3は受信装置における受信信号と分数間隔サンプリングのタイミングを示す図である。同図の(a)は2つの信号(s_1 、 s_2)に対して遅延送信を行わない場合であり、(b)信号はアンテナ1の信号 s_1 は遅延送信されず、アンテナ2の信号 s_2 は $[Ts/2]$ の遅延送信を行った場合のタイミングを示す図である。

[0013] あるサブキャリアMにおける送信信号を

[0014] [数1]

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

サブキャリアkにおけるチャネル応答行列を

[0015] [数2]

$$\mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} h_{11}(k) & h_{12}(k) \\ h_{21}(k) & h_{22}(k) \end{bmatrix}$$

$h_{ij}(k)$ をサブキャリアkにおけるjアンテナからi番目の分数間隔サンプリングへのチャネル応答、

[0016] [数3]

$$\mathbf{r}(k) = \begin{bmatrix} r_1(k) \\ r_2(k) \end{bmatrix}$$

をサブキャリアkにおける受信信号とし、雑音を無視すると、図2(a)に示

される遅延送信を行わない状態は、

[0017] [数4]

$$\begin{bmatrix} r_1(k) \\ r_2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(k) & h_{12}(k) \\ c(k)h_{11}(k) & c(k)h_{12}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \end{bmatrix}$$

と表現される。ただし係数 $c(k)$ はパルス整形フィルタ等に依存する係数である。

[0018] 式4に示されるように、受信信号 $r_2(k)$ は $r_1(k)$ に $c(k)$ を乗算したものとなり、 $H(k)$ $H^H(k)$ の行列のランクは1となる。

例えば、送信信号がフィルタ等により影響されず、係数 $c(k)$ を「0」と仮定すると、チャネル応答行列は以下ようになる。

[0019] [数5]

$$\mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} h_{11}(k) & h_{12}(k) \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

従って、受信信号は

[0020] [数6]

$$\begin{bmatrix} r_1(k) \\ r_2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(k) & h_{12}(k) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \end{bmatrix}$$

となり、

$$r_1(k) = h_{11}(k)s_1(k) + h_{12}(k)s_2(k)$$

$$r_2(k) = 0$$

となる。

式6で表される信号を、図1の受信装置110により受信し処理するタイミングが図3(a)に示される。同図の s_1 は送信アンテナ1の信号であり、 s_2 は送信アンテナ2の信号である。

アンテナ111により受信された信号は切替回路112により第1 OFDM復調回路113に入力され、パルス長の中央時点(T1)でサンプリングされる。次に、アン

テナからの信号は切替回路112により第2 OFDM復調回路114に入力され、期間 T_s の中央時点 ($T/2$) でサンプリングされる。OFDM復調回路113とOFDM復調回路114は復調した信号を制御回路115に渡す。

$r_1(k)$ は、 T_1 でサンプリングされた値であり、 s_1 と s_2 と各チャネル応答の積となる。これに対して、サンプリング時点 T_2 の値 $r_2(k)$ は「0」となる。従って、 $r_1(k)$ と $r_2(k)$ から送信された信号 s_1 と s_2 が互いに影響して誤り率が増加する。

[0021] 本発明の第1の実施態様は、複数のアンテナから送信された複数の信号を、分数間隔サンプリングにより等価的に増加させた受信アンテナにより受信し、前記複数の信号を分離するMIMOシステムにおいて、前記複数の送信アンテナの内の一部のアンテナから送信する信号を所定時間遅延して送信するものである。

図1は、信号をパルス長(送信パルス期間) $[-T_s, T_s]$ で送信させる2つのアンテナの内、アンテナ2から送信される信号を、図2(b)に示されるように、「 $T_s/2$ 」遅延させて送信するものである。

DFT/IDFTのサイズを N とすると、遅延送信することは、式4を

[0022] [数7]

$$\begin{bmatrix} r_1(k) \\ r_2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(k) & c(k)h_{12}(k)\exp\left(\frac{j2\pi k}{N}\right) \\ c(k)h_{11}(k) & h_{12}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \end{bmatrix}$$

に変化させたことに相当する。この場合 $H(k)$ $H^H(k)$ の行列のランクを2にすることがでる。

[0023] 式5と同様、送信信号がフィルタ等により影響されず、係数 $c(k)$ を「0」と仮定すると、式7のチャネル応答行列は、

[0024] [数8]

$$\begin{bmatrix} h_{11}(k) & 0 \\ 0 & h_{12}(k) \end{bmatrix}$$

となり、受信信号は

[0025] [数9]

$$\begin{bmatrix} r_1(k) \\ r_2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(k) & 0 \\ 0 & h_{12}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \end{bmatrix}$$

となる。従って、

$$r_1(k) = h_{11}(k) s_1(k)$$

$$r_2(k) = h_{12}(k) s_2(k)$$

となり、ランクは2となる。これは、図3(b)において、サンプリング点T1では遅延されていないアンテナ1からの信号s1を受信し、サンプリング点T2では「Ts/2」遅延されているアンテナ2からの信号s2を受信することを意味している。

[0026] 同様に2波以上のマルチパスが存在する場合においてもアンテナ1とアンテナ2から受信アンテナへの伝搬環境が同一になる場合には以下の式のようにH(k)HH(k)の行列のランクは1である。

[0027] [数10]

$$\begin{bmatrix} r_1(k) \\ r_2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(k) + c_{21}(k)h_{12}(k) & h_{11}(k) + c_{21}(k)h_{12}(k) \\ c_{12}(k)h_{11}(k) + h_{12}(k) & c_{12}(k)h_{11}(k) + h_{12}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \end{bmatrix}$$

ここでc_{ij}(k)はi番目のマルチパスによる信号のj番目のサンプルへの寄与を表す係数である。この場合も遅延送信を行うことによりH(k)HH(k)の行列のランクを2にすることができる。

[0028] [数11]

$$\begin{bmatrix} r_1(k) \\ r_2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(k) + c_{21}(k)h_{12}(k) & \{c_{12}(k)h_{11}(k) + h_{12}(k)\} \exp\left(\frac{j2\pi k}{N}\right) \\ c_{12}(k)h_{11}(k) + h_{12}(k) & h_{11}(k) + c_{21}(k)h_{12}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \end{bmatrix}$$

[0029] 図1に示される例は、2倍の分数間隔サンプリング(G=2)を行うことにより、受信アンテナを仮想的に2本とするものである。オーバーサンプリン

グの数(G)を増やすことにより、仮想的な受信アンテナの数を増やすことが可能である。

図4は、2本のアンテナから送信された2つの信号($T_x=2$)を、1本のアンテナにより受信($R_x=1$)し、分数間隔サンプリングにより処理するシステムの通信容量を、送信信号の一方を $[T_s/2]$ 遅延する場合(グラフA)と、遅延を行わない場合(グラフB)でチャネル容量をシミュレートした結果である。図4(a)は2倍の分数間隔サンプリング($G=2$)であり、図4(b)は4倍の分数間隔サンプリング($G=4$)である。なお、横軸は、信号エネルギー対雑音比(E_s/N_0)であり、縦軸は、エルゴード容量(Ergodic Capacity : bps/Hz)である。

送信信号を遅延することによりチャネル容量が増加することを示している。

[0030] 図5-1及び図5-2は、本発明の第1の実施態様による遅延送信分数間隔サンプリング方式と、特許文献1等で用いられる従来の遅延送信ダイバーシチ受信方式のチャネル容量をシミュレートした結果であり、横軸は、信号エネルギー対雑音比(E_s/N_0)であり、縦軸は、エルゴード容量(Ergodic Capacity : bps/Hz)である。

図5-1は当該シミュレーションで用いた構成であり、(b)は本発明の第1実施態様に係る構成であり、2つの送信信号 $s_1(k)$ と $s_2(k)$ の一方 $s_2(k)$ を $[T_s/2]$ 遅延するものである。また、(a)は上記の特許文献1等に表示される従来方式の構成であり、2つの信号 $s_1(k)$ と $s_2(k)$ を加算して送信するアンテナと、2つの信号 $s_1(k)$ と $s_2(k)$ を各々 $[T_s/2]$ と $[T_s]$ 遅延して加算し送信するアンテナからなるものである。

図5-2(a)はシミュレートのパラメータであり、当該シミュレーションは図5-1(a)の構成において2倍の分数間隔サンプリング($G=2$)で行ったものである。図5-2(b)はシミュレーションの結果であり、グラフAは図5-1(b)の構成による結果、グラフBは図5-1(a)の構成による結果、グラフCは送信信号に遅延を行わない場合の結果である。同図に示される

ように、本発明の第1実施態様に係る構成は、遅延を行わない場合、及び従来の遅延送信ダイバーシチ受信方式に比較してチャネル容量の増加が可能となる。

図5-1(a)に示される従来の構成は、複数のアンテナから複数かつ同一のデータ系列

を送信するものであり、異なるデータ系列間では異なる遅延量を設定するものである。当該構成に分数間隔サンプリングを適用し、サンプリング数とデータ系列数が同一か、データ系列数が多い場合には、特定のデータ系列に対してダイバーシチ効果がなくなる。つまり式10に対応する式は

[0031] [数12]

$$\begin{bmatrix} r_1(k) \\ r_2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(k) & c(k)h_{22}(k) & h_{12}(k) \\ c(k)h_{11}(k) & h_{22}(k) & c(k)h_{12}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(k) + s_2(k) \\ s_1(k) \\ s_2(k) \end{bmatrix}$$

となり、 s_2 に関しては、 $r_1(k)$ 及び $r_2(k)$ が $c(h_{11}(k)+h_{12}(k))$ で与えられる応答を示すため、ダイバーシチ効果を得られない。

[0032] 図1に示される例は、2つの信号を2本のアンテナにより送信する構成であるが、3本以上のアンテナを用いて3以上の信号を送信する構成も可能である。図6-1は、 M_t の信号を M_t 本のアンテナにより送信するMIMOに本発明の第1の実施態様を適用した構成である。

同図は、 M_t の信号、 $s_1(k)$ 201～ $s_{M_t}(k)$ 203を各々OFDM変調回路211～213により変調し、送信回路231～233より送信するMIMOシステムにおいて、第 K 番の信号(K は2～ M_t)を $[Ts(K-1)/M_t]$ 遅延して送信するものである。受信装置は、受信信号を少なくとも M_t 倍の分数間隔サンプリング($G=M_t$)により受信し、チャネル応答行列を判別する。

[0033] 図6-2は図6-1に示される構成において、送信装置の送信アンテナ数を4($M_t=4$)、受信装置の受信アンテナ数を2とし、各受信信号の分数間隔サンプリングを2倍($G=2$)とした例である。

送信装置500の4つの信号1～信号4(510～504)はOFDM変調回路511～514に

より変調された後、各々対応する遅延回路522～424により図6-1に示される遅延が与えられアンテナ531～534から送信される。なお、信号1(510)の遅延量はゼロであるため、OFDM変調回路511の出力は遅延回路を介することなくアンテナ531から送信される。

[0034] 受信回路600のアンテナ601、切替回路611、第1のOFDM復調回路621、第2のOFDM復調回路622からなる構成、及び、アンテナ603、切替回路613、第1のOFDM復調回路623、第2のOFDM復調回路624からなる構成は、図1に示される受信回路110のアンテナ111、切替回路112、第1のOFDM復調回路113、第2のOFDM復調回路114からなる構成に対応する。切替回路611と切替回路613は、アンテナ601とアンテナ603により受信された信号に対して2倍の分数間隔サンプリングを実行し、OFDM復調回路621～624に入力する。OFDM復調回路621～624により復調された4つの信号は制御回路650に渡され、MIMOの手法に従って送信装置500と受信装置600の間のチャネル応答行列が求められる。データの受信において、制御回路650は、上記チャネル応答行列を用いてOFDM復調回路621～624の出力信号から、送信装置500が送信した信号1～信号4(510～504)に対応する4つの出力651～654を分離し出力する。

[0035] 図6-2において、あるサブキャリア k における送信信号を

[0036] [数13]

$$\mathbf{s}(k) = [s_1(k) \ s_2(k) \ s_3(k) \ s_4(k)]^T$$

サブキャリア k における j 番目の送信アンテナから m 番目の受信アンテナの i 番目の分数間隔サンプリングへのチャネル応答を

[0037] [数14]

$$h_{ij}^{(m)}(k)$$

サブキャリア k における m 番目の受信アンテナの i 番目の分数間隔サンプリング点での受信信号を

[0038]

[数15]

$$r_i^{(m)}(k)$$

サブキャリア k における m 番目の受信アンテナのチャネル応答行列を

[0039] [数16]

$$\mathbf{H}^{(m)}(k) = \begin{bmatrix} h_{11}^{(m)}(k) & h_{12}^{(m)}(k) & h_{13}^{(m)}(k) & h_{14}^{(m)}(k) \\ h_{21}^{(m)}(k) & h_{22}^{(m)}(k) & h_{23}^{(m)}(k) & h_{24}^{(m)}(k) \end{bmatrix}$$

サブキャリア k における m 番目の受信アンテナの受信信号を

[0040] [数17]

$$\mathbf{r}^{(m)}(k) = \begin{bmatrix} r_1^{(m)}(k) \\ r_2^{(m)}(k) \end{bmatrix}$$

とし雑音を無視すると、4 送信アンテナ 2 受信アンテナおよび 2 倍オーバーサンプリングの場合、アンテナごとに送信遅延を挿入しない場合には

[0041] [数18]

$$\begin{bmatrix} r_1^{(1)}(k) \\ r_2^{(1)}(k) \\ r_1^{(2)}(k) \\ r_2^{(2)}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}^{(1)}(k) & h_{12}^{(1)}(k) & h_{13}^{(1)}(k) & h_{14}^{(1)}(k) \\ h_{21}^{(1)}(k) & h_{22}^{(1)}(k) & h_{23}^{(1)}(k) & h_{24}^{(1)}(k) \\ h_{11}^{(2)}(k) & h_{12}^{(2)}(k) & h_{13}^{(2)}(k) & h_{14}^{(2)}(k) \\ h_{21}^{(2)}(k) & h_{22}^{(2)}(k) & h_{23}^{(2)}(k) & h_{24}^{(2)}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \\ s_3(k) \\ s_4(k) \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} h_{11}^{(1)}(k)p(0) & h_{12}^{(1)}(k)p(0) \\ h_{11}^{(1)}(k)\left\{p\left(-\frac{2}{4}\right)\exp\left(j\frac{2\pi k}{N}\right)+p\left(\frac{2}{4}\right)\right\} & h_{12}^{(1)}(k)\left\{p\left(-\frac{2}{4}\right)\exp\left(j\frac{2\pi k}{N}\right)+p\left(\frac{2}{4}\right)\right\} \\ h_{11}^{(2)}(k)p(0) & h_{12}^{(2)}(k)p(0) \\ h_{11}^{(2)}(k)\left\{p\left(-\frac{2}{4}\right)\exp\left(j\frac{2\pi k}{N}\right)+p\left(\frac{2}{4}\right)\right\} & h_{12}^{(2)}(k)\left\{p\left(-\frac{2}{4}\right)\exp\left(j\frac{2\pi k}{N}\right)+p\left(\frac{2}{4}\right)\right\} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} h_{13}^{(1)}(k)p(0) & h_{14}^{(1)}(k)p(0) \\ h_{13}^{(1)}(k)\left\{p\left(-\frac{2}{4}\right)\exp\left(j\frac{2\pi k}{N}\right)+p\left(\frac{2}{4}\right)\right\} & h_{14}^{(1)}(k)\left\{p\left(-\frac{2}{4}\right)\exp\left(j\frac{2\pi k}{N}\right)+p\left(\frac{2}{4}\right)\right\} \\ h_{13}^{(2)}(k)p(0) & h_{14}^{(2)}(k)p(0) \\ h_{13}^{(2)}(k)\left\{p\left(-\frac{2}{4}\right)\exp\left(j\frac{2\pi k}{N}\right)+p\left(\frac{2}{4}\right)\right\} & h_{14}^{(2)}(k)\left\{p\left(-\frac{2}{4}\right)\exp\left(j\frac{2\pi k}{N}\right)+p\left(\frac{2}{4}\right)\right\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \\ s_3(k) \\ s_4(k) \end{bmatrix}$$

となる。ただしここでは遅延における送受信機のベースバンドフィルタの応

答を合わせたパルス整形フィルタの応答である。この場合チャネル応答行列のランクは最大2である。

[0042] これに対して、K番目の送信アンテナに $[Ts(K-1)/4]$ の遅延を挿入して送信すると受信信号は以下のように表わされる。

[0043] [数19]

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} r_1^{(1)}(k) \\ r_2^{(1)}(k) \\ r_1^{(2)}(k) \\ r_2^{(2)}(k) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_{11}^{(1)}(k) & h_{12}^{(1)}(k) & h_{13}^{(1)}(k) & h_{14}^{(1)}(k) \\ h_{21}^{(1)}(k) & h_{22}^{(1)}(k) & h_{23}^{(1)}(k) & h_{24}^{(1)}(k) \\ h_{11}^{(2)}(k) & h_{12}^{(2)}(k) & h_{13}^{(2)}(k) & h_{14}^{(2)}(k) \\ h_{21}^{(2)}(k) & h_{22}^{(2)}(k) & h_{23}^{(2)}(k) & h_{24}^{(2)}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \\ s_3(k) \\ s_4(k) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} h_{11}^{(1)}(k)p(0) & h_{12}^{(1)}(k)\left\{p\left(-\frac{1}{4}\right)+p\left(\frac{3}{4}\right)\exp\left(-j\frac{2\pi k}{N}\right)\right\} \\ h_{11}^{(1)}(k)\left\{p\left(-\frac{2}{4}\right)\exp\left(j\frac{2\pi k}{N}\right)+p\left(\frac{2}{4}\right)\right\} & h_{12}^{(1)}(k)\left\{p\left(-\frac{3}{4}\right)\exp\left(j\frac{2\pi k}{N}\right)+p\left(\frac{1}{4}\right)\right\} \\ h_{11}^{(2)}(k)p(0) & h_{12}^{(2)}(k)\left\{p\left(-\frac{1}{4}\right)+p\left(\frac{3}{4}\right)\exp\left(-j\frac{2\pi k}{N}\right)\right\} \\ h_{11}^{(2)}(k)\left\{p\left(-\frac{2}{4}\right)\exp\left(j\frac{2\pi k}{N}\right)+p\left(\frac{2}{4}\right)\right\} & h_{12}^{(2)}(k)\left\{p\left(-\frac{3}{4}\right)\exp\left(j\frac{2\pi k}{N}\right)+p\left(\frac{1}{4}\right)\right\} \\ h_{13}^{(1)}(k)\left\{p\left(-\frac{2}{4}\right)+p\left(\frac{2}{4}\right)\exp\left(-j\frac{2\pi k}{N}\right)\right\} & h_{14}^{(1)}(k)\left\{p\left(-\frac{3}{4}\right)+p\left(\frac{1}{4}\right)\exp\left(-j\frac{2\pi k}{N}\right)\right\} \\ h_{13}^{(1)}(k)p(0) & h_{14}^{(1)}(k)\left\{p\left(-\frac{1}{4}\right)+p\left(\frac{3}{4}\right)\exp\left(-j\frac{2\pi k}{N}\right)\right\} \\ h_{13}^{(2)}(k)\left\{p\left(-\frac{2}{4}\right)+p\left(\frac{2}{4}\right)\exp\left(-j\frac{2\pi k}{N}\right)\right\} & h_{14}^{(2)}(k)\left\{p\left(-\frac{3}{4}\right)+p\left(\frac{1}{4}\right)\exp\left(-j\frac{2\pi k}{N}\right)\right\} \\ h_{13}^{(2)}(k)p(0) & h_{14}^{(2)}(k)\left\{p\left(-\frac{1}{4}\right)+p\left(\frac{3}{4}\right)\exp\left(-j\frac{2\pi k}{N}\right)\right\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \\ s_3(k) \\ s_4(k) \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

この場合行列のランクは4となる。

[0044] MIMOシステムは単一のキャリアに複数の通信チャネルを設定することにより、通信容量の増大を計ることが可能であるが、送信装置と受信装置に通信チャネルの数に対応する数のアンテナを、距離を隔てて設置しダイバーシチを達成する必要がある。しかし、小型の移動端末では複数のアンテナをダイバーシチを達成するのに十分な距離を隔てて設置することが困難である。

本発明の第1の実施態様では、1つの受信信号を分数間隔サンプリングすることにより、受信アンテナを仮想的に増加させると共に、送信信号を分数間隔サンプリングに適合した時間遅延して送信する構成を有している。

上記構成により、受信装置は1本の受信アンテナを仮想的に複数の受信アンテナとすることが可能となり、移動機等の小さな筐体内に複数のアンテナを設置する必要がなくなる。また、送信装置は送信信号を受信装置の分数間隔サンプリングに適合した時間遅延することにより、送信装置と受信装置間のチャネル応答を各信号の分離が可能な状態とするものである。

実施例 2

- [0045] 第1の実施態様は、UWB(超広帯域無線)通信のように屋内通信で通信距離が比較的短く、送信装置と送受信装置が見通し可能な環境にあり、アンテナからの信号の遅延量が小さく、チャネル応答が式4となることが予想される場合に適用され、送信信号に所定の遅延量を予め挿入しておくものである。しかし、携帯型の受信装置では送信装置と受信装置の位置関係が変化し、チャネルの応答特性も変化する。従って、送信信号に所定の遅延量を予め挿入しておく構成では、十分な効果を得られない場合がある。

本発明の第2実施態様は、送信装置と受信装置の間のチャネルの応答特性に応じて、所定の遅延量を送信信号に挿入するか否かを決定することの特徴とするものである。

- [0046] 図7は本発明の第2の実施態様の構成図である。同実施態様に係る送信装置300は、受信装置310の指示に従って、送信信号を所定時間遅延する遅延回路301を有している。また、受信装置310は送信装置300と受信装置310の間のチャネルの応答特性に従って送信装置300に送信信号の遅延を指示する判定回路311を有している。判定回路311は受信装置310から送信装置300へのリンクをフィードバックチャネル320として使用し、前記の遅延指示を送信装置300に送信する。送信装置300は上記指示に従って遅延回路301を制御し、OFDM変調回路104の出力を所定時間遅延してアンテナ2から送信する。

- [0047] MIMOシステムは実データの送信の前に、PN符号等のプリアンブルを送信する。受信装置310は当該プリアンブルを受信し、受信信号の特性から送信装置300と受信装置310間の各チャネルの応答特性 $H(K)$ を算定する。

本発明の第2の実施態様における受信装置310の判定回路311は、上記のチ

チャネル応答特性 $H(K)$ を分析し、実データの受信において、送信装置300が送信した2つの実データを分離するのに十分な応答特性が得られたか否かを判定する。

チャネル応答が式4、或いは式10に該当する場合、フィードバックチャネル320を介して遅延指示を送信装置側300に送信する。当該指示を受信した送信装置側300はOFDM変調回路104とアンテナ2の送信装置との間に設置されている遅延回路301を制御して、OFDM変調回路104により変調された信号2に $[T_s/2]$ の遅延を挿入する。

[0048] 第1の実施態様は、送信信号に所定の遅延量を予め挿入しておくものである。携帯電話等の可搬型の受信装置では、受信環境が大きく変化するため、チャネルの応答特性も大きく変化する。良好なチャネルの応答特性が得られている時は、送信側で送信信号に遅延を挿入する必要はなく、通信環境が不良の場合にのみ遅延を挿入すればよい。

第2の態様は受信装置で測定されチャネルの応答特性 $H(K)$ に基づいて、送信信号を遅延するか否かを決定するものである。当該実施態様の構成により、チャネルの応答特性が悪く、遅延が必要な場合を判定し送信信号遅延を挿入する。また、良好なチャネルの応答特性が得られ遅延の挿入が不要な場合に、遅延を行わない。従って、遅延が不要であるにもかかわらず、更に遅延を挿入してチャネルの応答特性を悪化させることがなく、受信状況が大きく変化する携帯型の受信装置であっても良好な受信を維持することが可能となる。

図7に示される形態は、受信装置310がチャネルの応答特性 $H(K)$ に基づいて、送信信号を遅延するか否かを決定し、遅延する指示をフィードバックチャネル320を介して送信装置300に送信する構成である。しかし、受信装置310から送信装置300にチャネルの応答特性 $H(K)$ を送信し、送信装置300が送信信号を遅延するか否かを決定する構成も可能である。当該構成により、送信装置300は遅延の可否を決定する手段を備える必要がなく、受信装置の構成の簡素化が可能となる。

[0049] 図7は、第2の実施態様において2つの信号を2本のアンテナにより送信する例であるが、図6-1及び図6-2に示されるような3本以上のアンテナを用いて3以上の信号を同時に送信する構成も可能である。この場合、図6-2の受信装置600はチャネルの応答特性 $H(K)$ に基づいて、各送信信号を遅延するか否かを決定し、フィードバックチャネルを介して送信装置500に送信信号の遅延を指示する構成、あるいは、受信装置600から送信装置500にチャネルの応答特性 $H(K)$ を送信し、送信装置500が各送信信号を遅延するか否かを決定する構成となる。

実施例 3

[0050] 図8は本発明の第3の実施態様の構成図である。第3の実施態様に係る受信装置410は、送信装置400との間のチャネルの応答特性から、チャネル容量が最大となる遅延量を判別し、送信装置に送信信号を上記遅延量により遅延することを指示する判定回路411を有している。判定回路411は受信装置から送信装置400へのリンクをフィードバックチャネル420として使用し、前記の遅延の指示を送信装置400に送信する。

[0051] 遅延量の決定には、例えば式13で表されるチャネル容量が最大になるように制御する。

[0052] [数20]

$$C = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I} + \Gamma \mathbf{H}(k) \mathbf{H}^H(k) \right) \right]$$

ここで N はOFDM変調方式のサブキャリア数、 Γ は信号対雑音電力である。

受信装置410から遅延の挿入指示と挿入する遅延量の情報を受信した送信装置400は、可変遅延回路401を制御し、OFDM変調回路104の出力信号を指示された時間遅延しアンテナ2から送信する。

[0053] 第3の実施態様は、送信装置と受信装置の間のチャネルの応答特性が最良となるような遅延量を探索し、当該遅延量に基づいて送信装置による送信を

制御するものである。従って、送信装置と受信装置の間の通信環境に即した、良好なチャネル容量を得ることが可能となる。

また、第2の実施態様と同様、送信装置が取得したチャネルの応答の情報を送信装置にフィードバックし、送信装置が上記チャネル応答特性に基づいて最適な遅延量を決定し、送信信号を遅延する構成も可能である。

[0054] 図8は、第3の実施態様において2つの信号を2本のアンテナにより送信する例であるが、図6-1及び図6-2に示されるような3本以上のアンテナを用いて3以上の信号を同時に送信する構成も可能である。この場合、図6-2の受信装置600はチャネルの応答特性 $H(K)$ に基づいて、チャネルの応答特性が最良となる各送信信号の遅延量を決定し、フィードバックチャネルを介して送信装置500に上記遅延量による遅延を指示する構成、あるいは、受信装置600から送信装置500にチャネルの応答特性 $H(K)$ を送信し、送信装置500がチャネルの応答特性が最良となる各送信信号の遅延量を決定する構成となる。

産業上の利用可能性

[0055] 本発明は、MIMOシステムに関するものであり、特に受信装置が1本のアンテナにより受信された信号を分数間隔サンプリングし、受信アンテナの数を等価的に増加させるMIMOシステムに関するものである。本発明の第1の実施態様は、分数間隔サンプリングのオーバーサンプリングの数と送信信号のパルス長から決まる最適な遅延量により、送信装置において送信信号の一部を予め遅延して送信する構成である。当該構成により、分数間隔サンプリングを用いたMIMOシステムにおいて、簡単な構成により良好なチャネル応答特性を得ることが可能となる。

第2の実施態様は、受信装置が取得したチャネル応答特性に基づいて送信信号を遅延するか否かを判定する構成としたものである。携帯電話等の移動可能な受信装置では、送信装置と受信装置間のチャネル応答特性は受信装置の移動に伴い大きく変化する場合がある。当実施態様では、受信装置により取得されたチャネル応答特性に応じて送信信号に遅延して送信するが否かを

決定する構成を有している。この構成により、携帯可能な受信装置であっても良好なチャネル応答特性を得ることが可能となる。

第3の実施態様は、受信装置が取得したチャネル応答特性に基づいてチャネル容量が最大となる遅延量を探索し、当該遅延量に基づいて送信装置が送信する信号を遅延する構成を有している。当該構成により、携帯可能な受信装置と送信装置の間の通信環境が大きく変化しても、両者間の最適なチャネル応答特性を得ることが可能となる。

また、本発明の構成は時間シフトサンプリングを用いたOFDMダイバーシチ受信方式を利用したMIMOシステムにおいても有効である。

[0056] 図1ないし図8に示される構成は、送信装置の複数のアンテナの各々から異なる信号を送信し、受信装置に設けられた1本又は複数本のアンテナの各アンテナが受信した信号を分数間隔サンプリングし、分離・合成・判定する制御回路により、送信装置が送信した複数の異なる信号を得るものである。しかし、送信装置の複数のアンテナから同一の信号を所定量遅延して送信することも可能である。この場合、受信装置は各アンテナが受信した信号を分数間隔サンプリングして、制御回路により送信装置の複数のアンテナから送信された信号を分離する。次に、分離した信号を加算して所期の信号を得る。この構成により、送信信号のエネルギーを増加させることが可能となる。

請求の範囲

- [請求項1] 複数のアンテナから同一の搬送波により複数系列のデータを送信する送信装置と、1本又は複数のアンテナにより前記複数系列のデータを受信する受信装置からなるマルチキャリア通信システムであって、前記送信装置は、
前記複数系列の一部の系列のデータを所定の時間遅延して前記複数のアンテナから送信する送信手段を有し、
前記受信装置は、
前記1本又は複数のアンテナの各アンテナにより受信した信号を分数間隔サンプリングする手段と、
前記分数間隔サンプリングより得られた信号に基づいて前記複数系列のデータを復調する手段を有することを特徴とするマルチキャリア通信システム。
- [請求項2] 請求項1記載のマルチキャリア通信システムであって、
送信パルス期間を $[-T_s, T_s]$ 、送信信号の多重数を M_t とすると、
 K ($2 \leq K \leq M_t$) 番目の送信信号に対する前記遅延時間は $T_s (K - 1) / M_t$ であることを特徴とするマルチキャリア通信システム。
- [請求項3] 請求項1又は請求項2記載のマルチキャリア通信システムであって、
前記受信装置は、受信したマルチキャリア信号のチャネルの応答特性の良否を判定する手段と、
前記判定手段の判定結果に基づいて前記送信装置にデータを前記所定の時間遅延して送信することを指示する手段を有することを特徴とするマルチキャリア通信システム。
- [請求項4] 請求項1又は請求項2記載のマルチキャリア通信システムであって、
前記受信装置は、
受信したマルチキャリア信号のチャネルの応答特性のデータを前記送信装置に送信する手段を有し、
前記送信装置は、

前記受信装置が送信した前記チャネルの応答特性のデータに基づいてチャネルの応答特性の良否を判定する手段と、
前記判定手段の判定結果に基づいてデータを前記所定の時間遅延して送信することを特徴とするマルチキャリア通信システム。

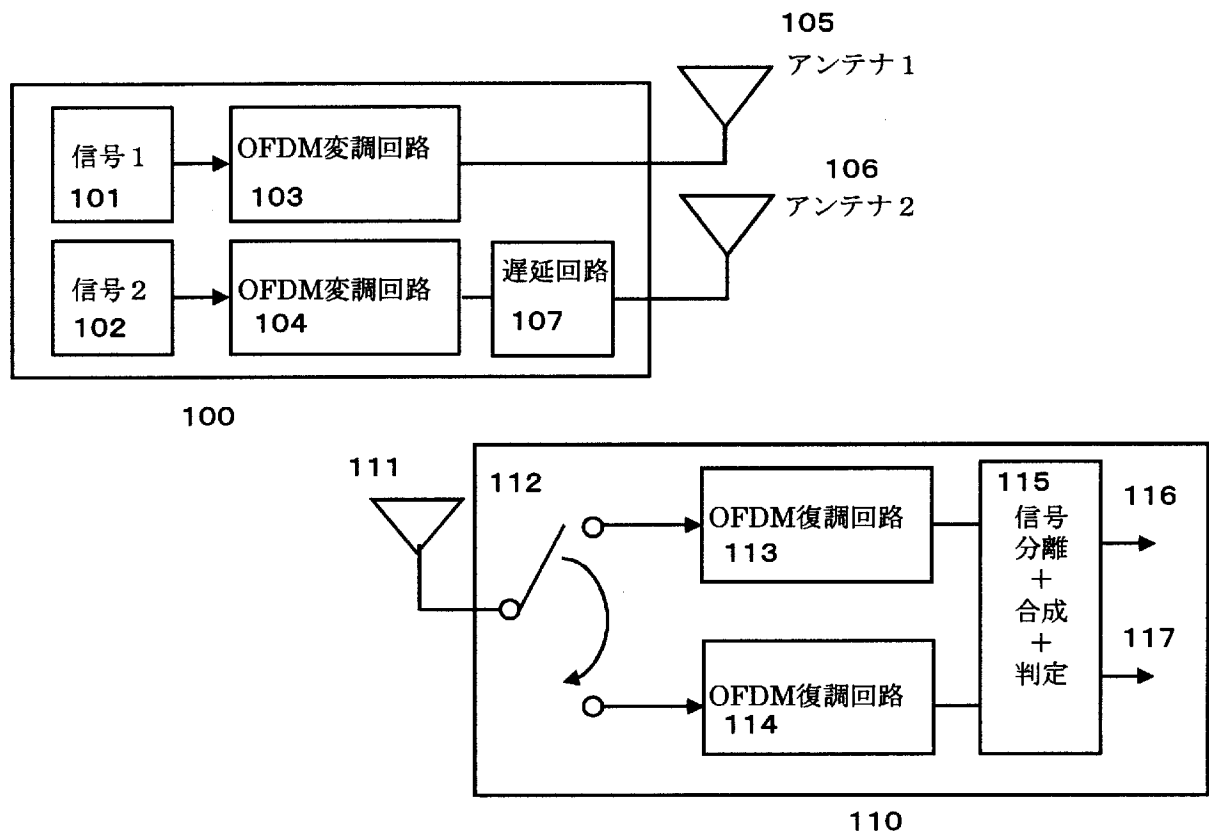
[請求項5]

請求項1記載のマルチキャリア通信システムであって、
前記受信装置は、受信したマルチキャリア信号のチャネルの応答特性から送信信号に必要な遅延量を判別する手段と、
前記判別した遅延量に基づいて前記送信装置にデータを遅延して送信することを指示する手段を有することを特徴とするマルチキャリア通信システム。

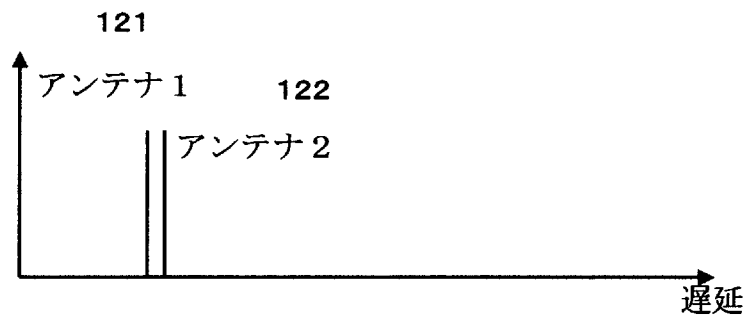
[請求項6]

請求項1記載のマルチキャリア通信システムであって
前記受信装置は、
受信したマルチキャリア信号のチャネルの応答特性のデータを前記送信装置に送信する手段を有し、
前記送信装置は、
前記受信装置が送信した前記チャネルの応答特性のデータから送信信号に必要な遅延量を判別する手段と、
前記判別した遅延量に基づいてデータの送信を遅延する手段を有することを特徴とするマルチキャリア通信システム。

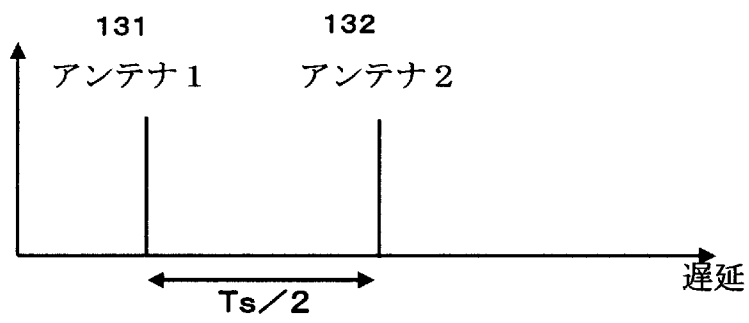
[図1]



[図2]

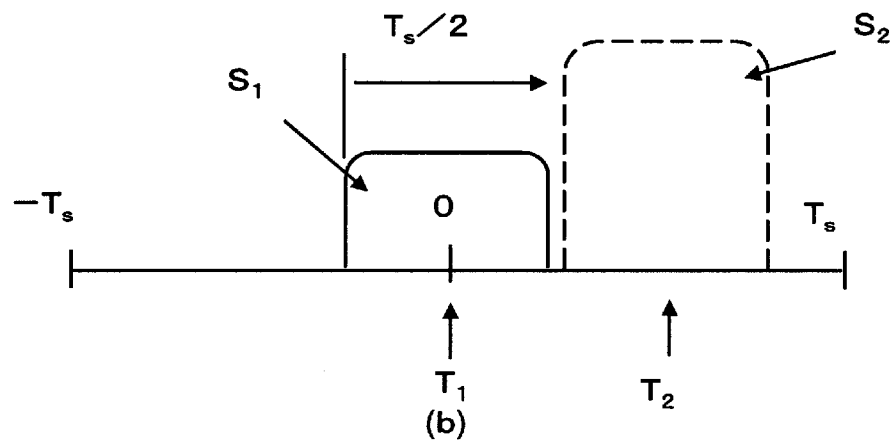
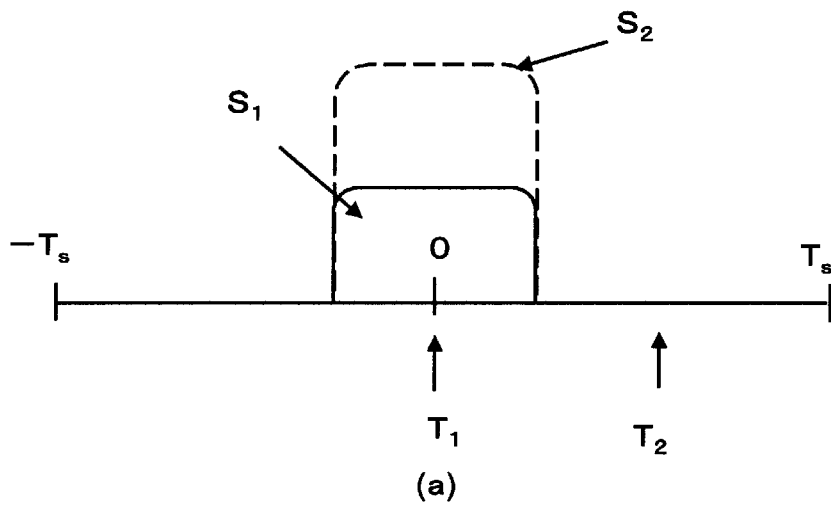


(a)

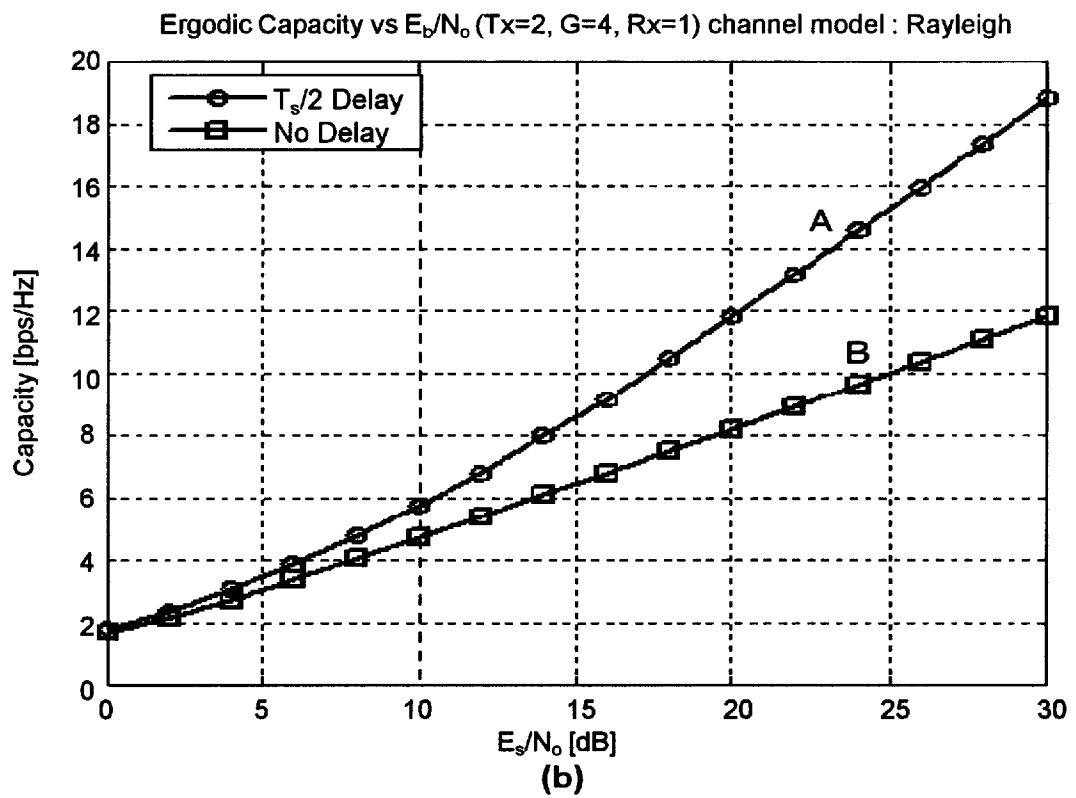
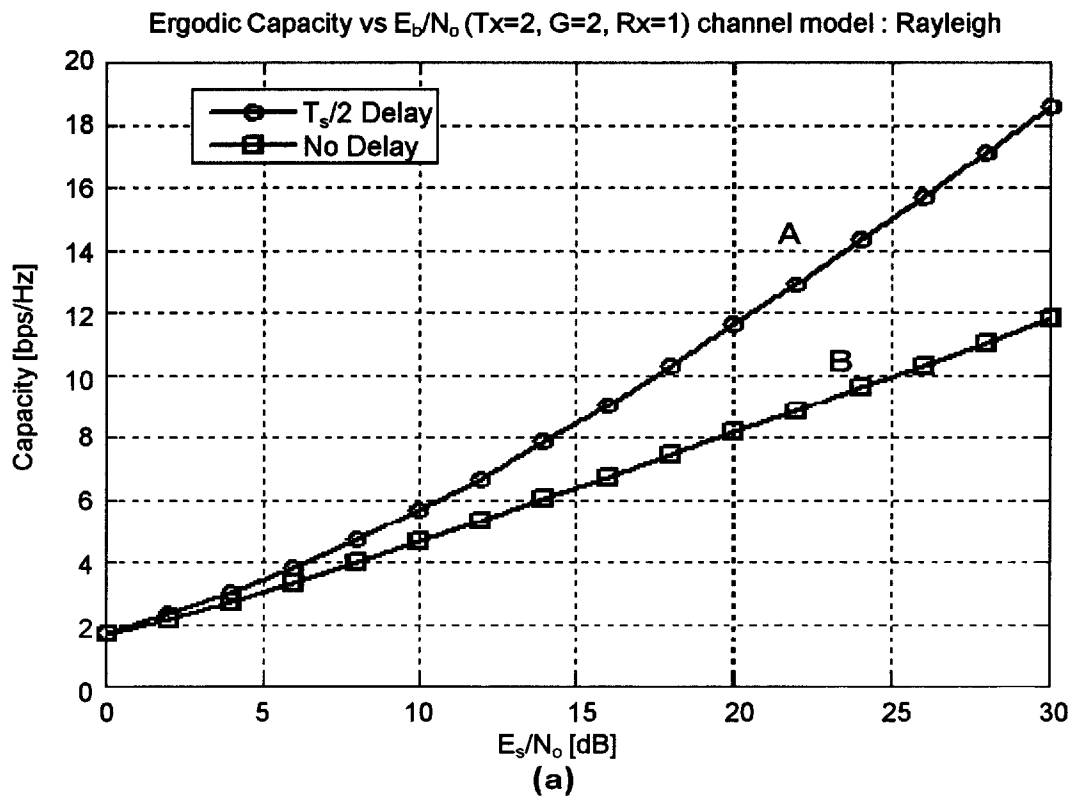


(b)

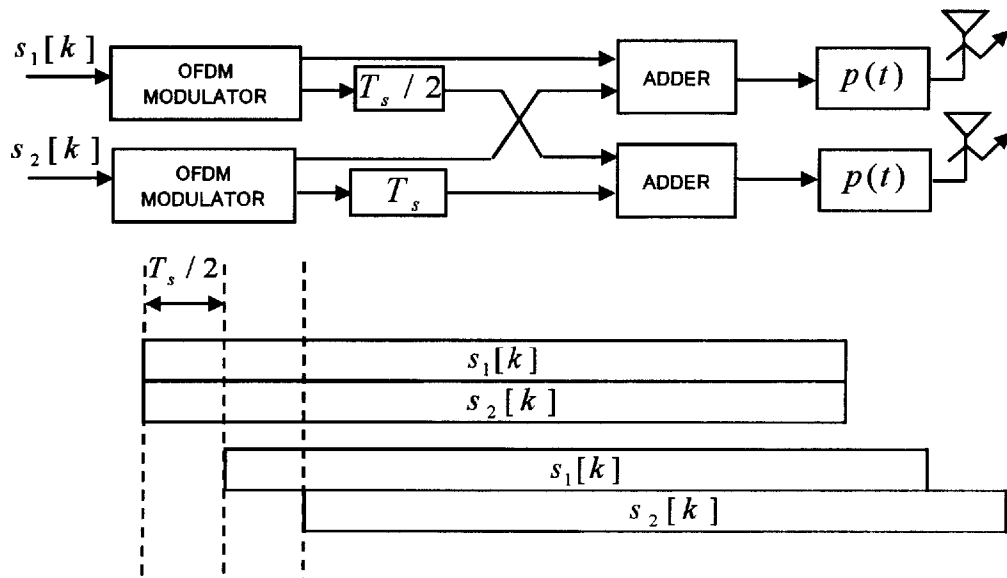
[図3]



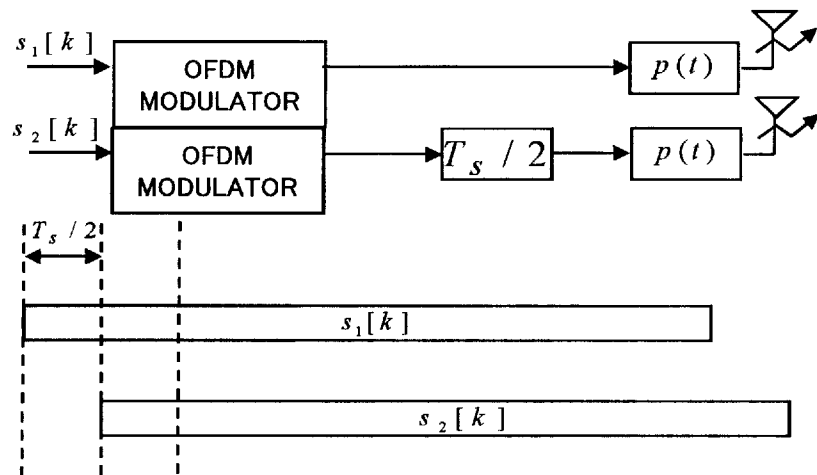
[図4]



[図5-1]



(a)

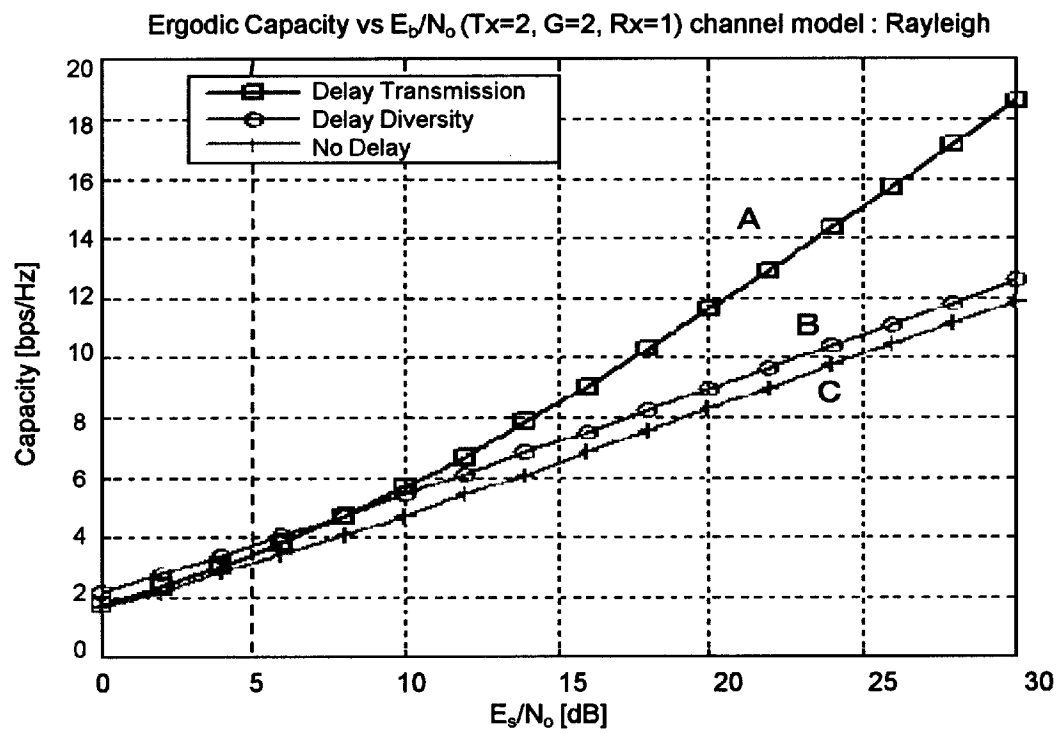


(b)

[図5-2]

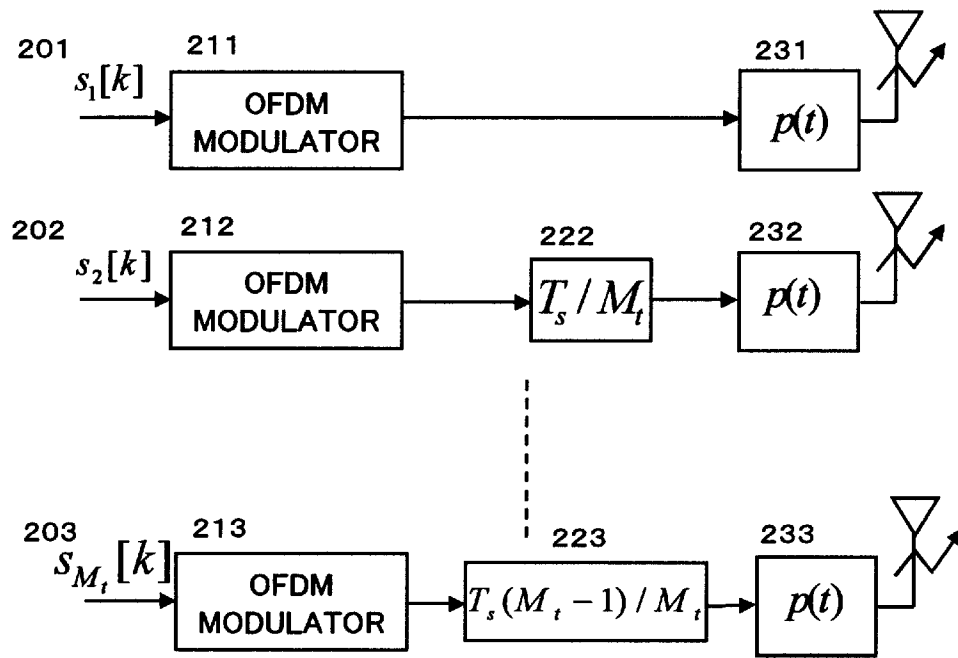
信号モデル	FS-MIMO-OFDM
送信アンテナ数 Tx	2
受信アンテナ数 Rx	1
Oversampling数 G	2
パケット数(試行回数)	10000
シンボル数	10
チャネルモデル	Rayleigh 1 Path

(a)

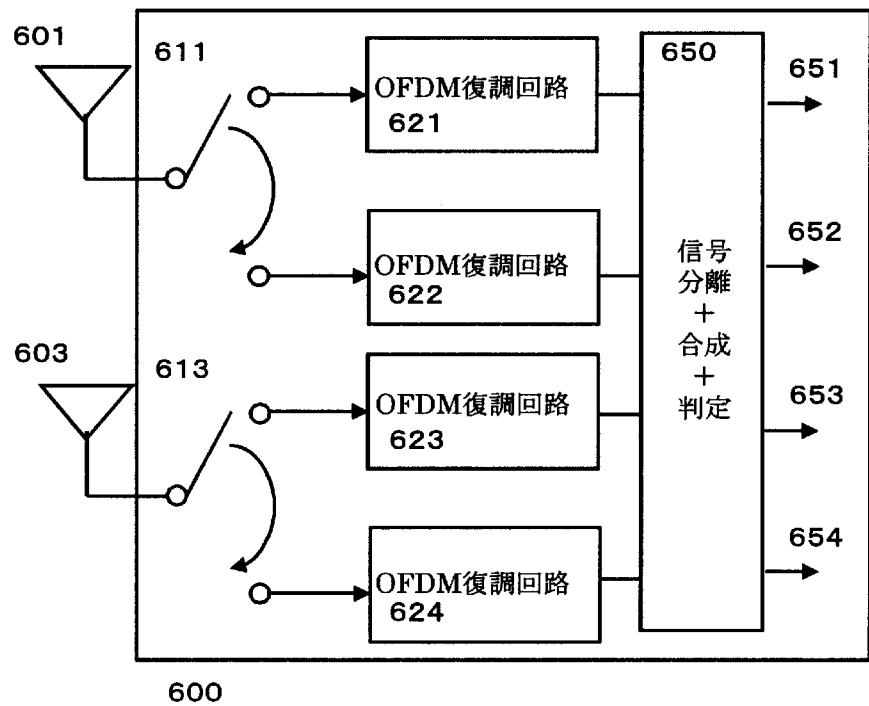
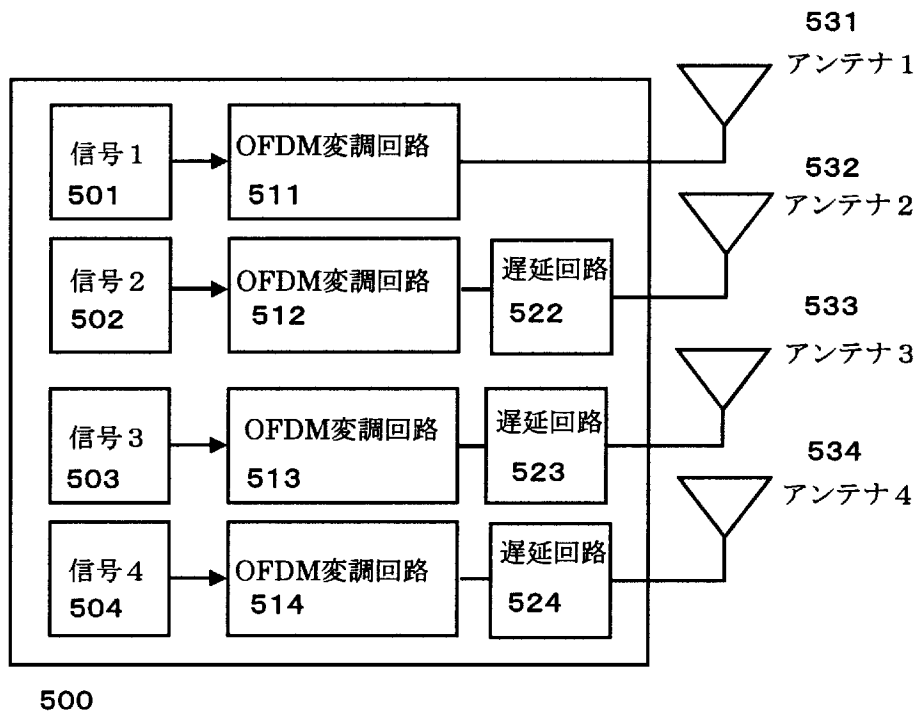


(b)

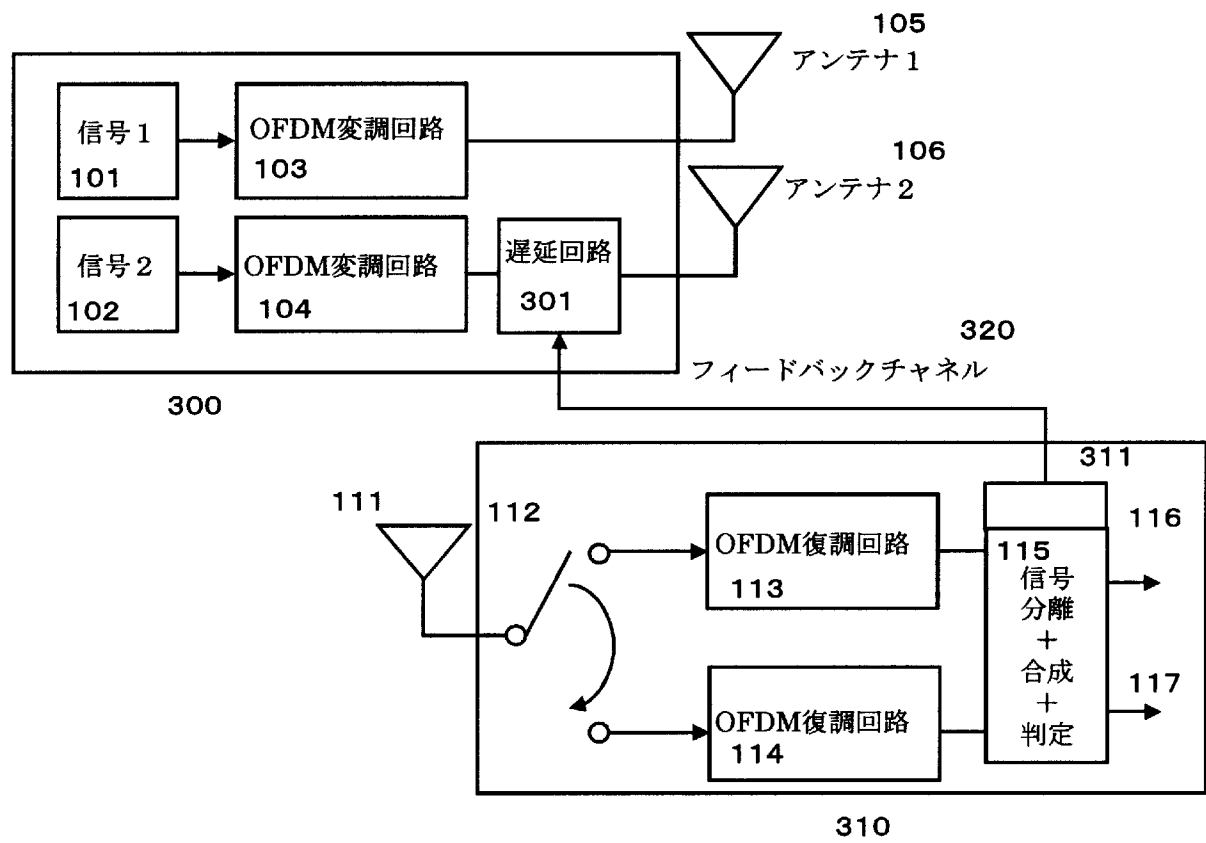
[図6-1]



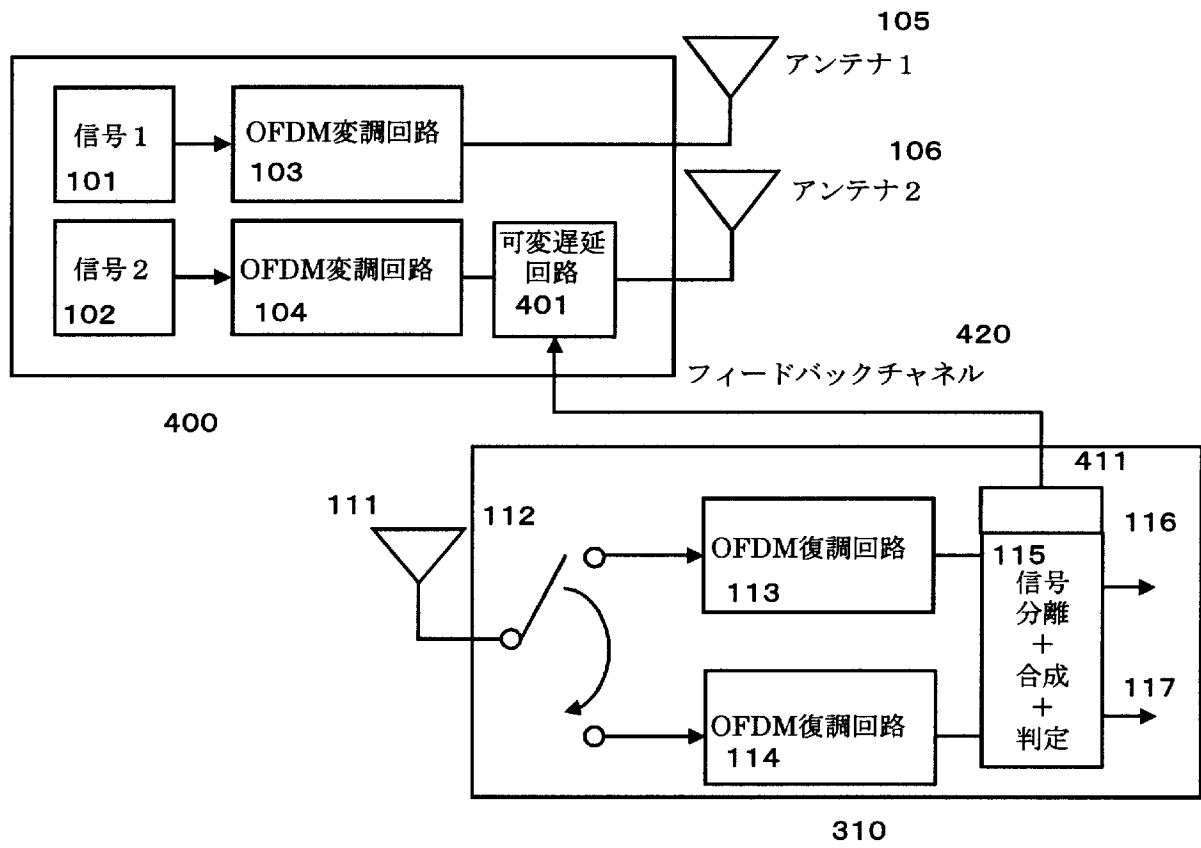
[図6-2]



[図7]



[図8]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2009/002448

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04J99/00(2009.01)i, H04B7/02(2006.01)i, H04B7/04(2006.01)i, H04J11/00(2006.01)i, H04W88/02(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, H04B7/02, H04B7/04, H04J11/00, H04W88/02

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 Y	Qixing Wang et al., 'Deliberately Designed Asynchronous Transmission Scheme for MIMO Systems', Signal Processing Letters, IEEE, 2007.12, pp. 920-923	1,2 3-6
Y	WO 2007/052768 A1 (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 10 May, 2007 (10.05.07), Par. No. [0040]; Fig. 10 & EP 1931071 A1 & CA 2625387 A & KR 10-2008-0065277 A & CN 101283536 A	3-6
A	JP 2008-79217 A (Keio University), 03 April, 2008 (03.04.08), Full text; all drawings (Family: none)	1-6



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
17 June, 2009 (17.06.09)

Date of mailing of the international search report
30 June, 2009 (30.06.09)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2009/002448

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	Tsubasa Tamura et al., 'Fractional Sampling OFDM/OQAM-IOTA on Multipath Channel with Long Delay Spread', Communications, Computers and Signal Processing, 2007. PacRim 2007. IEEE Pacific Rim Conference on, 2007.08.22, pp. 510-513	1-6
P,A	Hui Lu et al., 'SVD-Based Frequency Domain Equalizer for MIMO-CDMA Systems Using Virtual Antennas', Vehicular Technology Conference, 2008. VTC 2008-Fall. IEEE 68th, 2008.09.21, pp. 1-5	1-6
P,A	Yukitoshi Sanada et al., 'Multipath Diversity through Time Shifted Sampling for Spatially Correlated OFDM-Antenna Array Systems', Vehicular Technology Conference, 2008. VTC 2008-Fall. IEEE 68th, 2008.09.21, pp. 1-5	1-6

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, H04B7/02(2006.01)i, H04B7/04(2006.01)i, H04J11/00(2006.01)i, H04W88/02(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, H04B7/02, H04B7/04, H04J11/00, H04W88/02

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	Qixing Wang et al., 'Deliberately Designed Asynchronous Transmission Scheme for MIMO Systems', Signal Processing Letters, IEEE, 2007.12, pp. 920-923	1, 2
Y		3-6
Y	WO 2007/052768 A1（松下電器産業株式会社）2007.05.10 ，段落[0040]，第10図 & EP 1931071 A1 & CA 2625387 A & KR 10-2008-0065277 A & CN 101283536 A	3-6

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

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

の日の後に公表された文献

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

国際調査を完了した日

1 7 . 0 6 . 2 0 0 9

国際調査報告の発送日

3 0 . 0 6 . 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）

佐々木 洋

5 K

3 3 6 2

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

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2008-79217 A (学校法人慶應義塾) 2008.04.03 ，全文，全図 (ファミリーなし)	1-6
A	Tsubasa Tamura et al., 'Fractional Sampling OFDM/OQAM-IOTA on Multipath Channel with Long Delay Spread', Communications, Computers and Signal Processing, 2007. PacRim 2007. IEEE Pacific Rim Conference on, 2007.08.22, pp. 510-513	1-6
P, A	Hui Lu et al., 'SVD-Based Frequency Domain Equalizer for MIMO-CDMA Systems Using Virtual Antennas', Vehicular Technology Conference, 2008. VTC 2008-Fall. IEEE 68th, 2008.09.21, pp. 1-5	1-6
P, A	Yukitoshi Sanada et al., 'Multipath Diversity through Time Shifted Sampling for Spatially Correlated OFDM-Antenna Array Systems', Vehicular Technology Conference, 2008. VTC 2008-Fall. IEEE 68th, 2008.09.21, pp. 1-5	1-6