

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4822352号
(P4822352)

(45) 発行日 平成23年11月24日(2011.11.24)

(24) 登録日 平成23年9月16日(2011.9.16)

(51) Int.Cl. F I
 HO4J 99/00 (2009.01) HO4J 15/00
 HO4J 11/00 (2006.01) HO4J 11/00 Z

請求項の数 1 (全 14 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2007-4316 (P2007-4316) (22) 出願日 平成19年1月12日(2007.1.12) (65) 公開番号 特開2008-172571 (P2008-172571A) (43) 公開日 平成20年7月24日(2008.7.24) 審査請求日 平成21年9月9日(2009.9.9)</p> <p>(出願人による申告)平成18年度、支出負荷行為担当 官、総務省大臣官房会計課企画官、研究テーマ「空間軸 上周波数有効利用技術の研究開発」に関する委託研究、 産業活力再生特別措置法第30条の適用を受ける特許出 願</p>	<p>(73) 特許権者 393031586 株式会社国際電気通信基礎技術研究所 京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2 (74) 代理人 100112715 弁理士 松山 隆夫 (72) 発明者 安 昌俊 京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2 株式会社国際電気通信基礎技術研究所内 (72) 発明者 太郎丸 眞 京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2 株式会社国際電気通信基礎技術研究所内</p> <p>審査官 福田 正悟</p>
--	--

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 通信システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

m (mは2以上の整数)個のアンテナ素子を有し、各々がn (m = 2又は2j + 1 (j = 正の整数)又は2j + 2であり、nはn = m / 2を満たす整数)種類のパイロット信号を含むm個の送信信号を前記m個のアンテナ素子を介して送信する送信機と、

前記m個の送信信号を受信し、その受信したm個の送信信号に含まれるm × n種類のパイロット信号に基づいて、前記m個の送信信号を送信した前記m個のアンテナ素子を特定する受信機とを備え、

前記n種類のパイロット信号は、1つのパイロット信号系列を構成し、

前記送信機は、相互に異なるパイロット信号系列を含む前記m個の送信信号を送信し、

前記受信機は、前記m個の送信信号に含まれるm個のパイロット信号系列を識別して前記m個のアンテナ素子を特定し、

前記m個のパイロット信号系列の各々は、時間軸上で複数のインパルス応答が配列されたインパルス応答群を有し、

前記m個のパイロット信号系列に含まれるm個のインパルス応答群は、位相が相互に異なり、

前記受信機は、時間軸上に配列された前記m個のインパルス応答群から各インパルス応答群を検出し、その検出した各インパルス応答群に含まれる複数のインパルス応答を平均して1つのアンテナ素子を特定する処理を前記m個のインパルス応答群に対して行なうことにより前記m個のアンテナ素子を特定する、通信システム。

10

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、通信システムに関し、特に、MIMO (Multi Input Multi Output) システムを用いた場合のアンテナ識別を行なう通信システムに関するものである。

【背景技術】

【0002】

バンド幅に制限がある無線通信のためには、スペクトラムをより効率化する技術が要求される。空間分割多重 (SDM: Space Division Multiplexing) は、送信側および受信側の両方でマルチアンテナを使用することによって多入力/多出力 (MIMO) チャンネル上の送信レートを増加させ得るので、バンド幅のより効率的な使用を実現するための最も有望な技術の1つである。

10

【0003】

MIMOシステムがセルラーシステムに導入される場合、送信機のアンテナと受信機のアンテナとの組み合わせのために全てのチャンネル状態情報 (CSI: Channel State Information) を特定するとともに、接続可能な全ての基地局からの受信電力を測定する必要がある。

【0004】

最も典型的なチャンネル推定手段は、基地局のアンテナおよび移動体のアンテナの両方を特定するために固有の拡散符号が割り当てられた符号分割多重 (CDM: Code Division Multiplex) を基本とした手段を用いることである。

20

【0005】

しかし、送信アンテナ数の増加に伴って、正確なチャンネル状態情報を特定するために多くの拡散符号およびパイロット信号が要求されている。この問題を解消するために、キャリア干渉 (CI: Carrier Interferometry) - SDM / OFDM が提案されている (非特許文献1)。

【非特許文献1】Yokomakura K., Sampei S., and Morinaga N.: "A carrier interferometry based channel estimation for one-cell reuse MIMO-OFDM/TDMA cellular systems", Proc. Of VTC 2006, pp.1733-1737.

30

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

しかし、このキャリア干渉 - SDM / OFDMを用いた場合、各検出されたチャンネルインパルス応答は、ノイズによる影響を受ける。従って、正確なチャンネル状態情報を取得するためには、多重スロットのためのパイロット信号を平均化するプロセスを改善する必要がある。その結果、多くのパイロット信号のために送信レートが低下するという問題がある。

【0007】

そこで、この発明は、かかる問題を解決するためになされたものであり、その目的は、送信レートの低下を抑制して送信機側のアンテナを識別可能な通信システムを提供することである。

40

【課題を解決するための手段】

【0008】

この発明によれば、通信システムは、送信機と、受信機とを備える。送信機は、 m (m は2以上の整数) 個のアンテナ素子を有し、各々が n ($m = 2$ 又は $2j + 1$ ($j =$ 正の整数) 又は $2j + 2$ であり、 n は $n = m / 2$ を満たす整数) 種類のパイロット信号を含む m 個の送信信号を m 個のアンテナ素子を介して送信する。受信機は、 m 個の送信信号を受信し、その受信した m 個の送信信号に含まれる $m \times n$ 種類のパイロット信号に基づいて、 m 個の送信信号を送信した m 個のアンテナ素子を特定する。

50

【0009】

好ましくは、 n 種類のパイロット信号は、1つのパイロット信号系列を構成する。そして、送信機は、相互に異なるパイロット信号系列を含む m 個の送信信号を送信し、受信機は、 m 個の送信信号に含まれる m 個のパイロット信号系列を識別して m 個のアンテナ素子を特定する。

【0010】

好ましくは、 m 個のパイロット信号系列の各々は、時間軸上で複数のインパルス応答が配列されたインパルス応答群を有する。 m 個のパイロット信号系列に含まれる m 個のインパルス応答群は、位相が相互に異なる。そして、受信機は、時間軸上に配列された m 個のインパルス応答群から各インパルス応答群を検出し、その検出した各インパルス応答群に含まれる複数のインパルス応答を平均して1つのアンテナ素子を特定する処理を m 個のインパルス応答群に対して行なうことにより m 個のアンテナ素子を特定する。

10

【0011】

好ましくは、受信機は、位相が相互に異なる m 個の時間窓を用いて m 個のインパルス応答群から各インパルス応答群を検出する。

【0012】

好ましくは、 m 個の送信信号の各々は、ガードインターバルを含む。 m 個の時間窓の各々は、ガードインターバルの長さを定数倍した長さを有する。

【発明の効果】

【0013】

この発明においては、送信機は、アンテナ素子数の半分からなる個数のパイロット信号を各送信信号に含めて送信し、受信機は、各送信信号に含まれるパイロット信号を検出して送信機のアンテナ素子（即ち、チャンネル状態情報）を特定する。

20

【0014】

従って、この発明によれば、送信レートの低下を抑制して送信機側のアンテナを識別できる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0015】

本発明の実施の形態について図面を参照しながら詳細に説明する。なお、図中同一または相当部分には同一符号を付してその説明は繰返さない。

30

【0016】

図1は、この発明の実施の形態による通信システムの概略図である。通信システム100は、送信機10と、受信機20とを備える。送信機10は、例えば、2つのアンテナ素子116, 117を有し、受信機20は、例えば、1つのアンテナ素子201を有する。

【0017】

送信機10は、後述する方法によって、各々が1つのパイロット信号を含む2つの送信信号 $S^*_1(t, \quad)$, $S^*_2(t, \quad)$ を生成し、その生成した2つの送信信号 $S^*_1(t, \quad)$, $S^*_2(t, \quad)$ をそれぞれアンテナ素子116, 117から送信する。

【0018】

受信機20は、アンテナ素子201を介して2つの送信信号 $S^*_1(t, \quad)$, $S^*_2(t, \quad)$ を受信し、その受信した2つの送信信号 $S^*_1(t, \quad)$, $S^*_2(t, \quad)$ に基づいて、後述する方法によって、送信機10の2つのアンテナ素子116, 117を特定する。

40

【0019】

図2は、図1に示す送信機10の構成を示す概略ブロック図である。送信機10は、パイロット信号生成部101と、直列/並列変換部102, 108, 109と、オフセット部103, 105, 106と、加算部104, 107と、拡散部110, 111と、逆フーリエ変換部112, 113と、ガードインターバル付与部114, 115と、アンテナ素子116, 117とを含む構成からなる。

【0020】

50

図3は、図1に示す受信機20の構成を示す概略ブロック図である。受信機20は、アンテナ素子201と、ガードインターバル除去部202と、フーリエ変換部203と、逆拡散部204と、逆フーリエ変換部205と、時間窓部206, 207と、平均部208, 209と、フーリエ変換部210, 211とを含む構成からなる。そして、受信機20は、図3に示す構成によってアンテナ素子116のチャンネル状態情報CSI1と、アンテナ素子117のチャンネル状態情報CSI2とを出力し、アンテナ素子116, 117を特定する。

【0021】

この発明における送信信号の生成方法について説明する。サブキャリア数をKとし、時間窓部206, 207において信号を検出するための窓部の長さである時間窓を T_g の定数倍とし、送信機のアンテナ素子数および受信機のアンテナ素子数をそれぞれMおよびNとしたとき、線形位相オフセットを有するm番目の送信アンテナ素子のk番目のサブキャリアの送信信号は、次式によって与えられる。

$$S_m[i, k] = \begin{cases} \frac{p(k)}{2} (W_K^{k-1} + W_K^{*k-1}) & \text{for } i = \left[\frac{m-1}{N_p} \right] + 1 \\ 0 & \text{for } i \neq \left[\frac{m-1}{N_p} \right] + 1 \end{cases} \quad \dots (1)$$

【0022】

なお、式(1)において、Wは、 $W = \exp(-j2\pi m^* K_g / K)$ であり、 W^* は、 $W^* = \exp(-j2\pi (m^* + 2) K_g / K)$ であり、 m^* は、 $m^* = \text{mod}(m-1, [K/2K_g])$ である。また、 N_p は、 $M/[K/2K_g]$ によって表されるパイロット信号数であり、 $[x]$ は、xにより近い整数であり、 $p(k)$ は、ピーク電力対平均電力比を低減するためにk番目のサブキャリアに多重された複素PNコードである。

【0023】

送信信号 $S_m[i, k]$ に対する時間ドメイン信号は、次式によって表される。

【数2】

$$S_m^*(t, \tau) = F^H S_m[i, k] \dots (2)$$

【0024】

式(2)において、Fは、次式によって表されるK次元のフーリエ変換行列である。

【数3】

$$F = \frac{1}{\sqrt{K}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{1}{K}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{K-1}{K}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{K-1}{K}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(K-1)^2}{K}} \end{bmatrix} \dots (3)$$

【0025】

受信機において、受信信号 $R_n^*(t, \tau)$ は、フーリエ変換によって周波数ドメイン信号に変換され、その後、PNコードによって逆拡散される。k番目のサブキャリアのi番目のシンボルのn番目の受信アンテナの複素チャネルゲインが $R_n(i, k)$ であると

き、 n 番目の受信アンテナ素子の出力信号 $R_n^*[i, k]$ は、次式によって与えられる。

【数 4】

$$\left. \begin{aligned} R_n^*(i, k) &= \frac{p^*(k)}{|p(k)|^2} (R_n[i, k] + \eta_n[i, k]) \\ &= R_n[i, k] + \eta_n[i, k] \end{aligned} \right\} \dots (4)$$

10

【0026】

ここで、 $p^*(k) / |p(k)|^2$ は、逆拡散であり、 $\eta_n[i, k]$ は、 k 番目のサブキャリアの i 番目のシンボルの n 番目の受信アンテナの付加的な白色ガウスノイズである。

【0027】

パイロット信号の分離後、パイロット信号は、再び、時間ドメイン信号に変換される。パイロット信号は、時間ドメインの多重されたインパルス応答に等価であるので、 k 番目のサブキャリアの m 番目の送信アンテナ素子の n 番目の受信アンテナ素子に対する周波数ドメインのチャンネルインパルス応答は、次式によって与えられる。

【数 5】

20

$$H_{m,n}[k] \triangleq F \cdot R_n(\rho, \tau)$$

$$= F \sum_{l=0}^{K_g-1} R_n(\rho) \left\{ c(\tau - \tau_l - \tau_{mK_g}) + c(\tau - \tau_l - \tau_{(m+2)K_g}) \right\} + \eta_{m,n}[k] \dots (5)$$

【0028】

ここで、 l は、 $l = [(m-1) / N_p] + 1$ であり、 $\eta_{m,n}[k]$ は、付加的な白色ガウスノイズ成分である。

30

【0029】

$[m^* K_g, (m^* + 1) K_g]$ および $[(m^* + 2) K_g, (m^* + 3) K_g]$ の時間窓を用いて、2つのインパルス応答を引き出し、かつ、平均することによって、送信アンテナ素子と受信アンテナ素子との全ての組み合わせに対する各インパルス応答を推定可能である。

【0030】

例えば、 2×2 SD-M/OFDM を想定した場合、各サブキャリアの振幅および位相を表すパイロット信号ベクトルは、次式によって与えられる。

【数6】

$$\begin{aligned}
 S_1 &= \left[1, \frac{1+e^{-j2\pi\frac{2T_g}{N_c}}}{2}, \dots, \frac{1+e^{-j2\pi\frac{2T_g(N_c-1)}{N_c}}}{2} \right]^T \\
 &= \left[1, 0, 1, 0, \dots, 1, 0, 1, 0 \right]^T \\
 S_2 &= \left[1, \frac{e^{-j2\pi\frac{T_g}{N_c}} + e^{-j2\pi\frac{3T_g}{N_c}}}{2}, \dots, \frac{e^{-j2\pi\frac{T_g(N_c-1)}{N_c}} + e^{-j2\pi\frac{3T_g(N_c-1)}{N_c}}}{2} \right]^T \\
 &= \left[1, 0, -1, 0, \dots, 1, 0, -1, 0 \right]^T
 \end{aligned}
 \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} S_1 \\ S_2 \end{aligned}} \right\} \dots (6)$$

10

【0031】

ここで、 T は、転置である。パイロット信号ベクトル S_1 、 S_2 に対する時間ドメイン信号は、次式によって表される。

【数7】

$$\begin{aligned}
 S_1 &= F^H S_1 = \left[\frac{\sqrt{K}}{2}, 0, \dots, 0, \frac{\sqrt{K}}{2}, 0, \dots, 0 \right]^T \\
 S_2 &= F^H S_2 = \left[0, \dots, 0, \frac{\sqrt{K}}{2}, 0, \dots, 0, \frac{\sqrt{K}}{2}, 0, \dots, 0 \right]^T
 \end{aligned}
 \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} S_1 \\ S_2 \end{aligned}} \right\} \dots (7)$$

20

【0032】

式(7)において、時間ドメイン信号 S_1 は、 0 、 k_g におけるインパルス応答を含み、時間ドメイン信号 S_2 は、 $2k_g$ 、 $3k_g$ におけるインパルス応答を含む。この場合、送信アンテナ素子からの複数のインパルス応答をお互いにオーバーラップさせることなしに時間ドメイン上で各受信アンテナ素子において多重させることができる。

30

【0033】

受信機では、各インパルス応答は、 T_g の同じ長さを有する時間窓を用いて識別され得る。従って、送信アンテナ素子と受信アンテナ素子との組合せに対するチャネル状態情報を特定することができる。

【0034】

送信機10は、2つのアンテナ素子116、117を有するので、上述した方法によって、2つの送信信号 $S_1^*(t)$ 、 $S_2^*(t)$ を生成し、その生成した2つの送信信号 $S_1^*(t)$ 、 $S_2^*(t)$ にガードインターバルGIを付加して2つの出力信号 $T(S_1)$ 、 $T(S_2)$ を生成する。そして、送信機10は、2つの出力信号 $T(S_1)$ 、 $T(S_2)$ をそれぞれアンテナ素子116、117から送信する。

40

【0035】

図4は、出力信号の構成を示す図である。また、図5は、送信機10における信号のタイミングチャートである。更に、図6は、受信機20における信号のタイミングチャートである。

【0036】

出力信号 $T(S_1)$ 、 $T(S_2)$ の各々は、ガードインターバルGIと、送信信号とからなる。ガードインターバルGIは、 T_g の時間長を有し、送信信号は、例えば、 $4 \times T_g \sim 5 \times T_g$ の周期長を有する。そして、出力信号 $T(S_1)$ は、送信信号 $S_1^*(t)$ を図4に示す送信信号に格納し、送信信号にガードインターバルGIを付加して生成

50

される。同様に、出力信号 $T(S_2)$ は、送信信号 $S^*_2(t, \quad)$ を図 4 に示す送信信号に格納し、送信信号にガードインターバル GI を付加して生成される。

【0037】

送信機 10 において出力信号 $T(S_1)$, $T(S_2)$ を生成する動作について説明する。パイロット信号生成部 101 は、式 (6) に示すパイロット信号 S_1 , S_2 が直列に配列されたパイロット信号 S を生成し、その生成したパイロット信号 S を直列/並列変換部 102 へ出力する。

【0038】

そして、直列/並列変換部 102 は、パイロット信号 S を受け、その受けたパイロット信号 S の配列を直列配列から並列配列に変換し、パイロット信号 S_1 をオフセット部 103 および加算部 104 へ出力し、パイロット信号 S_2 をオフセット部 105 , 106 へ出力する。

10

【0039】

オフセット部 103 は、パイロット信号 S_1 に一定のオフセットを与え、そのオフセットを与えたパイロット信号 S_1 を加算部 104 へ出力する。加算部 104 は、パイロット信号 S_1 と、オフセットが与えられたパイロット信号 S_1 とを加算し、その加算結果 $SUM1$ を直列/並列変換部 108 へ出力する。

【0040】

一方、オフセット部 105 は、オフセット部 103 と同じオフセットをパイロット信号 S_2 に与え、そのオフセットを与えたパイロット信号 S_2 を加算部 107 へ出力する。また、オフセット部 106 は、オフセット部 103 よりも大きいオフセットをパイロット信号 S_2 に与え、そのオフセットを与えたパイロット信号 S_2 を加算部 107 へ出力する。そして、加算部 107 は、オフセット部 105 からのパイロット信号と、オフセット部 106 からのパイロット信号とを加算し、その加算結果 $SUM2$ を直列/並列変換部 109 へ出力する。

20

【0041】

直列/並列変換部 108 は、加算結果 $SUM1$ を加算部 104 から受け、その受けた加算結果 $SUM1$ の配列を直列配列から並列配列に変換し、その変換結果 $[SUM1]_p$ を拡散部 110 へ出力する。また、直列/並列変換部 109 は、加算結果 $SUM2$ を加算部 107 から受け、その受けた加算結果 $SUM2$ の配列を直列配列から並列配列に変換し、その変換結果 $[SUM2]_p$ を拡散部 111 へ出力する。

30

【0042】

拡散部 110 は、変換結果 $[SUM1]_p$ に PN コードを乗算して変換結果 $[SUM1]_p$ をスクランブル処理し、その処理結果 $[[SUM1]_p]_s$ を逆フーリエ変換部 112 へ出力する。また、拡散部 111 は、変換結果 $[SUM2]_p$ に PN コードを乗算して変換結果 $[SUM2]_p$ をスクランブル処理し、その処理結果 $[[SUM2]_p]_s$ を逆フーリエ変換部 113 へ出力する。

【0043】

そして、逆フーリエ変換部 112 は、処理結果 $[[SUM1]_p]_s$ を逆フーリエ変換して時間ドメインの送信信号 $S^*_1(t, \quad)$ (式 (7) における S_1) を生成し、その生成した送信信号 $S^*_1(t, \quad)$ をガードインターバル付与部 114 へ出力する。

40

【0044】

また、逆フーリエ変換部 113 は、処理結果 $[[SUM2]_p]_s$ を逆フーリエ変換して時間ドメインの送信信号 $S^*_2(t, \quad)$ (式 (7) における S_2) を生成し、その生成した送信信号 $S^*_2(t, \quad)$ をガードインターバル付与部 115 へ出力する。

【0045】

そうすると、ガードインターバル付与部 114 は、送信信号 $S^*_1(t, \quad)$ にガードインターバル GI を付加して出力信号 $T(S_1)$ を生成し、その生成した出力信号 $T(S_1)$ をアンテナ素子 116 を介して送信する。また、ガードインターバル付与部 115 は、送信信号 $S^*_2(t, \quad)$ にガードインターバル GI を付加して出力信号 $T(S_2)$ を

50

生成し、その生成した出力信号 $T(S_2)$ をアンテナ素子 117 を介して送信する。

【0046】

この場合、出力信号 $T(S_1)$ は、図5に示すパイロット信号 S_1 を送信信号 $S^*_1(t, \quad)$ として含み、出力信号 $T(S_2)$ は、図5に示すパイロット信号 S_2 を送信信号 $S^*_2(t, \quad)$ として含む。パイロット信号 S_1 は、時間軸上で $0, Ts/2$ に現れるインパルス応答からなり、パイロット信号 S_2 は、時間軸上で $Ts/4, 2Ts/3$ に現れるインパルス応答からなる。そして、パイロット信号 S_1 にスクランブル処理を施すと、図5に示すパイロット信号 S_{1_s} になり、パイロット信号 S_2 にスクランブル処理を施すと、図5に示すパイロット信号 S_{2_s} になる。従って、アンテナ素子 116 は、図5に示すパイロット信号 S_{1_s} を送信信号 $S^*_1(t, \quad)$ として含む出力信号 $T(s_1)$ を送信し、アンテナ素子 117 は、図5に示すパイロット信号 S_{2_s} を送信信号 $S^*_2(t, \quad)$ として含む出力信号 $T(s_2)$ を送信する。

10

【0047】

次に、受信機 20 における動作について説明する。受信機 20 のアンテナ素子 201 は、送信機 10 から送信された出力信号 $T(s_1), T(s_2)$ を受信し、その受信した出力信号 $T(s_1), T(s_2)$ を受信信号 $R(s_1), R(s_2)$ としてガードインターバル除去部 202 へ出力する。

【0048】

ガードインターバル除去部 202 は、受信信号 $R(s_1), R(s_2)$ を受け、その受けた受信信号 $R(s_1), R(s_2)$ のガードインターバル GI を除去し、そのガードインターバル GI を除去した受信信号 R_n (=式(4)における $R_n(i, k)$) をフーリエ変換部 203 へ出力する。この場合、受信信号 R_n は、図6に示す受信信号 R_n からなる。

20

【0049】

フーリエ変換部 203 は、受信信号 R_n をフーリエ変換行列 F (式(3)参照) を用いてフーリエ変換し、そのフーリエ変換した信号 R_n_F を逆拡散部 204 へ出力する。そして、逆拡散部 204 は、信号 R_n_F に PN コードを乗算して信号 R_n_F を逆拡散し、周波数ドメインのパイロット信号 $H_{m, n}$ (=式(5)における $H_{m, n}[k]$) を逆フーリエ変換部 205 へ出力する。

【0050】

逆フーリエ変換部 205 は、パイロット信号 $H_{m, n}$ を逆フーリエ変換し、その逆フーリエ変換したパイロット信号 $H_{m, n}$ を時間窓部 206, 207 へ出力する。この場合、パイロット信号 $H_{m, n}$ は、図6に示す $H_{m, n}$ からなり、成分 $SS1 \sim SS4$ を有する。成分 $SS1$ は、成分 $SS3$ と同じ波形からなり、成分 $SS2$ は、成分 $SS4$ と同じ波形からなる。そして、成分 $SS1, SS3$ は、成分 $SS2, SS4$ と異なる波形からなる。また、成分 $SS1$ は、図5に示すパイロット信号 S_1 の成分 S_{t1} に対応し、成分 $SS3$ は、図5に示すパイロット信号 S_1 の成分 S_{t3} に対応する。更に、成分 $SS2$ は、図5に示すパイロット信号 S_2 の成分 S_{t2} に対応し、成分 $SS4$ は、図5に示すパイロット信号 S_2 の成分 S_{t4} に対応する。従って、成分 $SS1, SS3$ は、図5に示すパイロット信号 S_1 の受信信号であり、成分 $SS2, SS4$ は、図5に示すパイロット信号 S_2 の受信信号である。

30

40

【0051】

また、成分 $SS1 \sim SS4$ の各々は、複数のインパルス応答からなり、図5に示すパイロット信号 S_1, S_2 の成分 $S_{t1} \sim S_{t4}$ の各々は、単一のインパルス応答からなるが、これは、単一のインパルス応答からなる成分 $S_{t1} \sim S_{t4}$ にノイズ $m, n[k]$ が付加されるためである。

【0052】

時間窓部 206 は、ガードインターバル GI の時間長 T_g を定数倍した検出窓を用いてパイロット信号 $H_{m, n}$ からパイロット信号 $H_{m, n1}$ (図6参照) を検出し、その検出したパイロット信号 $H_{m, n1}$ を平均部 208 へ出力する。また、時間窓部 207 は、ガ

50

ードインターバルGIの時間長 T_g を定数倍した検出窓を用いてパイロット信号 $H_{m,n}$ からパイロット信号 $H_{m,n2}$ (図6参照)を検出し、その検出したパイロット信号 $H_{m,n2}$ を平均部209へ出力する。この場合、パイロット信号 $H_{m,n1}$ は、成分SS1, SS3からなり、パイロット信号 $H_{m,n2}$ は、成分SS2, SS4からなる。そして、成分SS1, SS3は、成分SS2, SS4と異なる位相を有するので、時間窓部206, 207は、位相が相互に異なる時間窓を用いてパイロット信号 $H_{m,n1}$, $H_{m,n2}$ を検出する。

【0053】

そして、平均部208は、パイロット信号 $H_{m,n1}$ の2つの成分SS1, SS3の平均を演算し、その平均値 $H_{m,n1_ave}$ をフーリエ変換部210へ出力する。また、平均部209は、パイロット信号 $H_{m,n2}$ の2つの成分SS2, SS4の平均を演算し、その平均値 $H_{m,n2_ave}$ をフーリエ変換部211へ出力する。

10

【0054】

そうすると、フーリエ変換部210は、平均値 $H_{m,n1_ave}$ をフーリエ変換し、その変換結果をチャンネル状態情報CSI1として出力する。また、フーリエ変換部211は、平均値 $H_{m,n2_ave}$ をフーリエ変換し、その変換結果をチャンネル状態情報CSI2として出力する。

【0055】

上述したように、この発明においては、送信機10は、式(6)に示すパイロット信号 $S_1 = [1, 0, 1, 0, \dots, 1, 0, 1, 0]^T$ を生成し、その生成したパイロット信号 $S_1 = [1, 0, 1, 0, \dots, 1, 0, 1, 0]^T$ を含む出力信号 $T(S_1)$ をアンテナ素子116によって送信し、式(6)に示すパイロット信号 $S_2 = [1, 0, -1, 0, \dots, 1, 0, -1, 0]^T$ を生成し、その生成したパイロット信号 $S_2 = [1, 0, -1, 0, \dots, 1, 0, -1, 0]^T$ を含む出力信号 $T(S_2)$ をアンテナ素子117によって送信する。つまり、送信機10は、2つのアンテナ素子116, 117によって出力信号 $T(s_1)$, $T(s_2)$ を送信する場合、アンテナ素子数(=2個)の半分である1個のパイロット信号 S_1 を含む出力信号 $T(s_1)$ と、アンテナ素子数(=2個)の半分である1個のパイロット信号 S_2 を含む出力信号 $T(s_2)$ とを生成してそれぞれアンテナ素子116, 117から送信する。

20

【0056】

そして、受信機20は、送信機10から送信された出力信号 $T(s_1)$, $T(s_2)$ を受信し、その受信した出力信号 $T(s_1)$, $T(s_2)$ に基づいて、チャンネル状態情報CSI1, CSI2を検出する。

30

【0057】

従って、この発明によれば、送信信号に含めるパイロット信号をアンテナ素子数の半分に設定することができる。その結果、送信レートの低下を抑制できる。

【0058】

また、送信機10において生成されるパイロット信号 S_1 は、時間ドメインで2つのインパルス応答(成分St1, St3)からなり、パイロット信号 S_2 は、時間ドメインで2つのインパルス応答(成分St2, St4)からなる。そして、受信機20は、送信機10からの出力信号 $T(s_1)$, $T(s_2)$ を受信し、その受信した出力信号 $T(s_1)$, $T(s_2)$ からパイロット信号 S_1 (図5参照)の受信信号であるパイロット信号 $H_{m,n1}$ と、パイロット信号 S_2 (図5参照)の受信信号であるパイロット信号 $H_{m,n2}$ とを検出する。そして、受信機20は、パイロット信号 $H_{m,n1}$ の2つの成分SS1, SS3(=2つのインパルス応答)の平均を演算してチャンネル状態情報CSI1を出力し、パイロット信号 $H_{m,n2}$ の2つの成分SS2, SS4(=2つのインパルス応答)の平均を演算してチャンネル状態情報CSI2を出力する。この場合、パイロット信号 $H_{m,n1}$ の成分SS1, SS3は、パイロット信号 $H_{m,n2}$ の成分SS2, SS4と異なる位相を有する(図6参照)。

40

【0059】

50

従って、この発明によれば、アンテナ素子 116 から送信されたパイロット信号 S_1 の受信信号 (=、パイロット信号 $H_{m,n,1}$) と、アンテナ素子 117 から送信されたパイロット信号 S_2 の受信信号 (=、パイロット信号 $H_{m,n,2}$) とを明確に識別して検出できる。その結果、アンテナ素子 116 - アンテナ素子 201 間のチャネル状態を示すチャネル状態情報 CSI1 と、アンテナ素子 117 - アンテナ素子 201 間のチャネル状態を示すチャネル状態情報 CSI2 とを正確に検出できる。

【0060】

図7は、この発明によるチャネル推定方法の特性を 2×2 MIMO システムを用いてシミュレーションした結果を示す図である。シミュレーションにおけるパラメータは、次のとおりである。データの変調方式は、QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) であり、データ検出は、MLD であり、1 個の OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) シンボルは、 $10 \mu s$ であり、フレームサイズは、21 シンボルであり、フーリエ変換のサイズは、64 であり、キャリア数は、64 個であり、ガードインターバルは、16 サンプル倍であり、フェージングは、15 パスのレイレイフェージングであり、ドップラー周波数は、10 Hz, 300 Hz であり、FEC (Forward Error Correction code) は、畳み込み符号であり、アンテナ数は、送信アンテナおよび受信アンテナ共に 2 個である。

【0061】

図7において、縦軸は、ビットエラー率を表し、横軸は、受信アンテナ当たりの信号レベルを表す。また、曲線 k1 は、ドップラー周波数が 10 Hz であるときのこの発明によるチャネル推定方法を用いた場合のビットエラー率と信号レベルとの関係を示し、曲線 k2 は、ドップラー周波数が 10 Hz であるときの従来のチャネル推定方法を用いた場合のビットエラー率と信号レベルとの関係を示し、曲線 k3 は、ドップラー周波数が 300 Hz であるときのこの発明によるチャネル推定方法を用いた場合のビットエラー率と信号レベルとの関係を示し、曲線 k4 は、ドップラー周波数が 300 Hz であるときの従来のチャネル推定方法を用いた場合のビットエラー率と信号レベルとの関係を示す。

【0062】

図7から明らかなように、ドップラー周波数が 10 Hz である場合、ビットエラー率の特性が 3 dB 改善され (曲線 k1, k2 参照)、ドップラー周波数が 300 Hz である場合、ビットエラー率が 2.5 dB 改善される (曲線 k3, k4 参照)。この 3 dB の改善は、送信電力を半分に節約できることに相当する。

【0063】

従って、この発明によれば、パイロット信号の受信特性を大きく改善でき、チャネル状態情報 CSI を正確に検出できる。

【0064】

なお、上記においては、送信機 10 のアンテナ素子数が 2 個の場合について説明したが、この発明においては、これに限らず、送信機 10 のアンテナ素子数は、3 個以上であってもよい。そして、送信機 10 のアンテナ素子数が 3 個および 4 個である場合、各アンテナ素子から送信される送信信号に含まれるパイロット信号の種類は、2 種類であり、送信機 10 のアンテナ素子数が 5 個および 6 個である場合、各アンテナ素子から送信される送信信号に含まれるパイロット信号の種類は、3 種類であり、一般的には、送信機 10 のアンテナ素子数が m 個である場合、各アンテナ素子から送信される送信信号に含まれるパイロット信号の種類は、 n ($m = 2$ 又は $2j + 1$ ($j =$ 正の整数) 又は $2j + 2$ であり、 n は $n = m / 2$ を満たす整数) 種類である。

【0065】

また、この発明においては、パイロット信号 S_1, S_2 (図5に示す S_1, S_2) は、「 n 個のパイロット信号」を構成し、 $[1, 0, 1, 0, \dots, 1, 0, 1, 0]$ および $[1, 0, -1, 0, \dots, 1, 0, -1, 0]$ の配列は、「1 つのパイロット信号系列」を構成する。

10

20

30

40

50

【 0 0 6 6 】

更に、この発明においては、出力信号 $T(S_1)$, $T(S_2)$ は、「 m 個の送信信号」を構成する。

【 0 0 6 7 】

更に、図 6 に示す成分 SS_1 , SS_3 からなる複数のインパルス応答状の成分は、「複数のインパルス応答が配列されたインパルス応答群」を構成し、図 6 に示す成分 SS_2 , SS_4 からなる複数のインパルス応答状の成分も、「複数のインパルス応答が配列されたインパルス応答群」を構成する。

【 0 0 6 8 】

更に、この発明においては、受信機 20 がチャンネル状態情報 CSI_1 , CSI_2 を検出することは、受信機 20 が送信機 10 の 2 個のアンテナ素子 116 , 117 を特定することに相当する。

10

【 0 0 6 9 】

更に、この発明においては、受信機 20 が成分 SS_1 , SS_3 を平均してチャンネル状態情報 CSI_1 を検出し、かつ、成分 SS_2 , SS_4 を平均してチャンネル状態情報 CSI_2 を検出することは、受信機 20 が 1 つのインパルス応答群に含まれる複数のインパルス応答を平均して 1 つのアンテナ素子を特定する処理を 2 つのインパルス応答群に対して行なうことにより 2 つのアンテナ素子 116 , 117 を特定することに相当する。

【 0 0 7 0 】

今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限的なものではないと考えられるべきである。本発明の範囲は、上記した実施の形態の説明ではなくて特許請求の範囲によって示され、特許請求の範囲と均等の意味および範囲内でのすべての変更が含まれることが意図される。

20

【産業上の利用可能性】

【 0 0 7 1 】

この発明は、送信レートの低下を抑制して送信機側のアンテナを識別可能な通信システムに適用される。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 7 2 】

【図 1】この発明の実施の形態による通信システムの概略図である。

30

【図 2】図 1 に示す送信機の構成を示す概略ブロック図である。

【図 3】図 1 に示す受信機の構成を示す概略ブロック図である。

【図 4】出力信号の構成を示す図である。

【図 5】送信機における信号のタイミングチャートである。

【図 6】受信機における信号のタイミングチャートである。

【図 7】この発明によるチャンネル推定方法の特性を 2×2 MIMO システムを用いてシミュレーションした結果を示す図である。

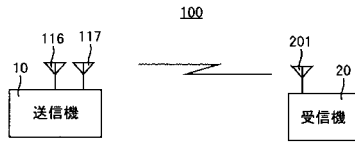
【符号の説明】

【 0 0 7 3 】

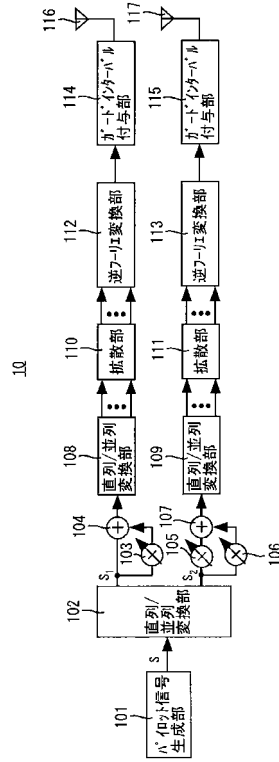
10 送信機、20 受信機、100 通信システム、101 パイロット信号生成部、102 , 108 , 109 直列/並列変換部、103 , 105 , 106 オフセット部、104 , 107 加算部、110 , 111 拡散部、112 , 113 , 205 逆フーリエ変換部、114 , 115 ガードインターバル付与部、116 , 117 , 201 アンテナ素子、202 ガードインターバル除去部、203 , 210 , 211 フーリエ変換部、204 逆拡散部、206 , 207 時間窓部、208 , 209 平均部。

40

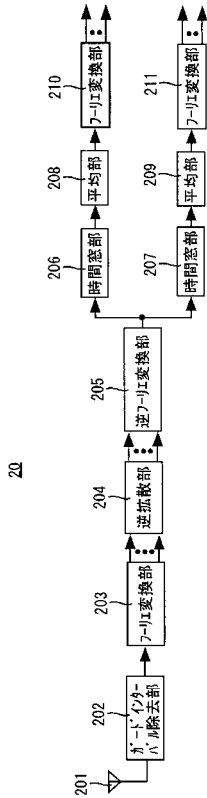
【図1】



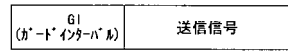
【図2】



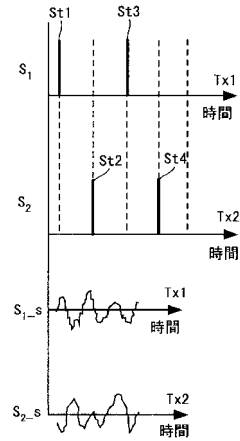
【図3】



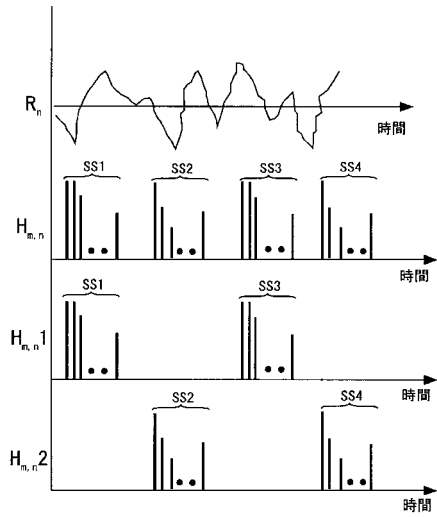
【図4】



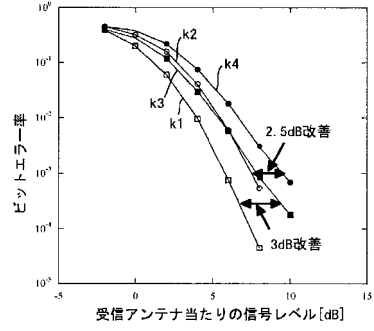
【図5】



【図6】



【図7】



フロントページの続き

(56)参考文献 国際公開第2006/098147(WO, A1)

横枕 一成 他, Carrier Interferometryを用いた伝搬路推定方式における高速移動環境下での推定精度の向上に関する検討, 電子情報通信学会技術研究報告, 2006年 2月22日, Vol.105, No.623, pp.127-132, RCS2005-199

横枕 一成 他, MIMO-OFDMシステムにおけるCarrier Interferometryを用いた伝搬路推定方式に関する検討, 電子情報通信学会技術研究報告, 2005年 8月18日, Vol.105, No.240, pp.91-96, RCS2005-79

横枕 一成 他, DPC-OF/TDMAシステムにおける伝搬路推定方式に関する検討, 電子情報通信学会技術研究報告, 2005年 1月20日, vol.104, no.598, pp.25-30, RCS2004-263

横枕 一成 他, DPC-OF/TDMAシステムにおける隣接セル間干渉存在下での伝搬路推定精度の向上に関する検討, 電子情報通信学会技術研究報告, 2005年 4月14日, vol.105, no.14, pp.7-12, RCS2005-2

Auer, G., Channel estimation for OFDM with cyclic delay diversity, Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2004. PIMRC 2004. 15th IEEE International Symposium, 2004年 9月 5日, vol.3, pp.1792-1796

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 99/00

H04J 11/00