

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5041705号
(P5041705)

(45) 発行日 平成24年10月3日(2012.10.3)

(24) 登録日 平成24年7月20日(2012.7.20)

(51) Int.Cl. F I
H04 J 11/00 (2006.01) H04 J 11/00 Z

請求項の数 24 (全 16 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2006-16737 (P2006-16737) (22) 出願日 平成18年1月25日 (2006.1.25) (65) 公開番号 特開2006-211667 (P2006-211667A) (43) 公開日 平成18年8月10日 (2006.8.10) 審査請求日 平成20年12月24日 (2008.12.24) (31) 優先権主張番号 10-2005-0006583 (32) 優先日 平成17年1月25日 (2005.1.25) (33) 優先権主張国 韓国 (KR)</p>	<p>(73) 特許権者 390019839 三星電子株式会社 Samsung Electronics Co., Ltd. 大韓民国京畿道水原市靈通区三星路129 129, Samsung-ro, Yeon g-tong-gu, Suwon-si, G yeonggi-do, Republic of Korea (74) 代理人 100086368 弁理士 萩原 誠 (72) 発明者 金 東 奎 大韓民国京畿道城南市盆唐区蘆内洞73番 地 プルンマウル新星アパート313棟4 05号 最終頁に続く</p>
--	---

(54) 【発明の名称】 データサブキャリアを利用して共通位相エラーを推定するOFDM信号受信器及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

受信された基底帯域の信号を歪曲補償する等化器と、
 前記受信された基底帯域の信号からチャンネル特性を推定して、良好なサブキャリアインデックスに関する情報をCSIとして生成するチャンネル評価部と、
 前記歪曲補償された信号から前記CSIによって良好なパイロットサブキャリア及び良好なデータサブキャリアを推定し、前記推定された良好なパイロットサブキャリアから第1CPEを計算し、前記推定された良好なデータサブキャリアから第2CPEを計算し、前記第1CPE及び前記第2CPEを合成して最終CPEを生成するCPE推定部と、を備えることを特徴とするOFDM信号受信器。

【請求項2】

前記OFDM信号受信器は、
 RFモジュールからのデジタルOFDM受信信号を復調して、複素信号を生成する復調器と、
 前記復調された信号の周波数オフセットを補償する周波数同期化部と、
 前記周波数補償された信号をFFT処理して、FFT処理された信号を前記入力基底帯域の信号として生成するFFT部と、をさらに備えることを特徴とする請求項1に記載のOFDM信号受信器。

【請求項3】

前記最終CPEだけ前記歪曲補償された信号の位相を補償して、位相補償された信号を

出力するCPE補償部をさらに備えることを特徴とする請求項1に記載のOFDM信号受信器。

【請求項4】

前記CPE補償された信号を一定なシンボルマッピングフォーマットによってデマッピングするデマッパをさらに備えることを特徴とする請求項3に記載のOFDM信号受信器。

【請求項5】

前記一定なシンボルマッピングフォーマットは、

QPSK、BPSK及びQAM変調フォーマットのうちいずれか一つであることを特徴とする請求項4に記載のOFDM信号受信器。

10

【請求項6】

前記チャンネル評価部は、

前記受信された基底帯域の信号からチャンネルを推定して、各サブキャリアと関連したチャンネル係数を生成するチャンネル推定部と、

前記チャンネル係数のパワーの平均を計算し、前記各チャンネル係数のパワーが前記平均の1/2より大きいサブキャリアを前記良好なサブキャリアとしてインデキシングして、そのインデックスに関する情報を前記CSIとして生成するインデックス部と、を備えることを特徴とする請求項1に記載のOFDM信号受信器。

【請求項7】

前記CPE推定部は、

前記良好なパイロット及びデータサブキャリアを推定するサブキャリア推定部と、

前記第1CPE及び第2CPEを計算し、前記計算されたCPEを合成して最終CPEを生成するCPE決定部と、を備えることを特徴とする請求項1に記載のOFDM信号受信器。

20

【請求項8】

前記サブキャリア推定部は、

前記チャンネル係数のパワーの平均の1/2より大きいパイロットサブキャリアを前記良好なパイロットサブキャリアとして出力するパイロット抽出部と、

前記チャンネル係数のパワーの平均の1/2より大きいデータサブキャリアのうち、実数成分及び虚数成分がいずれもコンステレーションによる最大のマッピングレベルの1/2以上であるデータサブキャリアを前記良好なデータサブキャリアとして出力するデータ抽出部と、を備えることを特徴とする請求項7に記載のOFDM信号受信器。

30

【請求項9】

前記データ抽出部は、

システムに使われるFFT長内に存在する前記良好なデータサブキャリア数を生成することを特徴とする請求項8に記載のOFDM信号受信器。

【請求項10】

前記CPE決定部は、

前記良好なパイロットサブキャリアについての位相回転量を前記第1CPEとして生成する第1CPE決定部と、

前記良好なデータサブキャリアについての位相回転量を前記第2CPEとして生成する第2CPE決定部と、

前記第1及び第2CPEの合成を前記最終CPEとして生成する最終CPE決定部と、を備えることを特徴とする請求項9に記載のOFDM信号受信器。

40

【請求項11】

前記最終CPE決定部は、

前記良好なデータサブキャリア数がシステムに使われたパイロットサブキャリア数より大きければ、前記第1CPE及び前記第2CPEの平均を前記最終CPEとして生成し、そうでなければ、前記第1CPEを前記最終CPEとして生成することを特徴とする請求項10に記載のOFDM信号受信器。

50

【請求項 12】

前記第2CPE決定部は、

前記良好なデータサブキャリアについて前記第1CPEだけ位相補償した後、コンステレーションによるマッピングレベルを決定し、前記決定されたマッピングレベルを基準として前記良好なデータサブキャリアについての位相回転量を前記第2CPEとして生成することを特徴とする請求項10に記載のOFDM信号受信器。

【請求項 13】

前記第2CPEは、

その最大値がコンステレーションでの隣接点の間の最小位相の1/2に限定されることを特徴とする請求項12に記載のOFDM信号受信器。

10

【請求項 14】

受信された基底帯域の信号を歪曲補償するステップと、

前記受信された基底帯域の信号からチャンネル特性を推定して、良好なサブキャリアインデックスに関する情報をCSIとして生成するステップと、

前記歪曲補償された信号から、前記CSIによって良好なパイロットサブキャリア及び良好なデータサブキャリアを推定するステップと、

前記推定されたパイロットサブキャリアから第1CPEを計算するステップと、

前記推定されたデータサブキャリアから第2CPEを計算するステップと、

前記第1及び第2CPEを合成して最終CPEを生成するステップとを含むことを特徴とするOFDM信号受信方法。

20

【請求項 15】

前記最終CPEだけ前記歪曲補償された信号の位相を補償するステップをさらに含むことを特徴とする請求項14に記載のOFDM信号受信方法。

【請求項 16】

RFモジュールからのデジタルOFDM受信信号を復調して複素信号を生成するステップと、

前記復調された信号の周波数オフセットを補償するステップと、

前記周波数補償された信号をFFT処理して、FFT処理された信号を前記受信された基底帯域の信号として生成するステップと、をさらに含むことを特徴とする請求項15に記載のOFDM信号受信方法。

30

【請求項 17】

前記CPE補償された信号を一定なシンボルマッピングフォーマットによってデマッピングするステップをさらに含むことを特徴とする請求項15に記載のOFDM信号受信方法。

【請求項 18】

前記一定なシンボルマッピングフォーマットは、

QPSK、BPSK及びQAM変調フォーマットのうちいずれか一つであることを特徴とする請求項17に記載のOFDM信号受信方法。

【請求項 19】

前記CSI生成ステップは、

前記受信された基底帯域の信号からチャンネルを推定して、各サブキャリアと関連したチャンネル係数を生成するステップと、

前記チャンネル係数のパワーの平均を計算するステップと、

前記各チャンネル係数のパワーが前記平均の1/2より大きいサブキャリアを前記良好なサブキャリアとしてインデキシングして、そのインデックスに関する情報を前記CSIとして生成するステップと、を含むことを特徴とする請求項14に記載のOFDM信号受信方法。

40

【請求項 20】

前記良好なパイロット及びデータサブキャリア推定ステップは、

前記チャンネル係数のパワーの平均の1/2より大きいパイロットサブキャリアを前記

50

良好なパイロットサブキャリアとして出力するステップと、

前記チャンネル係数のパワーの平均の $1/2$ より大きいデータサブキャリアのうち、実数成分及び虚数成分がいずれもコンステレーションによる最大マッピングレベルの $1/2$ 以上であるデータサブキャリアを前記良好なデータサブキャリアとして出力するステップと、を含むことを特徴とする請求項 19 に記載の OFDM 信号受信方法。

【請求項 21】

システムに使われる FFT 長内に存在する前記良好なデータサブキャリア数を生成するステップをさらに含むことを特徴とする請求項 20 に記載の OFDM 信号受信方法。

【請求項 22】

前記 OFDM 信号受信方法は、

前記良好なパイロットサブキャリアについての位相回転量を前記第 1 CPE として生成するステップと、

前記良好なデータサブキャリアについての位相回転量を前記第 2 CPE として生成するステップと、

前記良好なデータサブキャリア数がシステムに使われたパイロットサブキャリア数より大きければ、前記第 1 CPE 及び前記第 2 CPE の平均を前記最終 CPE として生成し、そうでなければ、前記第 1 CPE を前記最終 CPE として生成するステップと、を含むことを特徴とする請求項 21 に記載の OFDM 信号受信方法。

【請求項 23】

前記第 2 CPE 生成ステップは、

前記良好なデータサブキャリアについて前記第 1 CPE だけ位相補償した後、コンステレーションによるマッピングレベルを決定するステップと、

前記決定されたマッピングレベルを基準として、前記良好なデータサブキャリアについての位相回転量を前記第 2 CPE として生成するステップと、を含むことを特徴とする請求項 22 に記載の OFDM 信号受信方法。

【請求項 24】

前記第 2 CPE は、

その最大値がコンステレーションでの隣接点の間の最小位相の $1/2$ に限定されることを特徴とする請求項 23 に記載の OFDM 信号受信方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexer) 信号受信器に係り、特に受信された OFDM 信号でパイロットサブキャリアだけでなくデータサブキャリアを利用して、共通位相エラー (Common Phase Error: CPE) を推定する装置及び方法に関する。

【背景技術】

【0002】

OFDM 信号に基づいた多重キャリアは、DVB-T (Terrestrial Digital Video Broadcasting) システムなどに利用される。OFDM 信号の一つのフレームは、68 シンボルで構成されており、各シンボルには、2K または 8K モードそれぞれによって 1705 アクティブキャリア及び 6817 アクティブキャリアが含まれている。各シンボルのアクティブキャリアは、データサブキャリア及びパイロットサブキャリアを含む。データサブキャリアは、送受信される実質的なオーディオ/ビデオ情報がデジタル化された信号であり、パイロットサブキャリアは、同期化、モード検出、チャンネル推定などに使われるデジタル信号であって、データサブキャリアの間に挿入され、このようなパイロットサブキャリアの位置はあらかじめ決まっている。

【0003】

図 1 は、一般的な OFDM 信号受信器 100 のブロック図である。図 1 に示すように、受信器 100 は、RF (Radio Frequency) モジュール 110、復調器 1

10

20

30

40

50

20、周波数同期化 (Frequency Synchronization: FS) 部 130、FFT (Fast Fourier Transform) 部 140、等化器 (EQ) 150、CPE 推定 / 補償部 160 及びデマッパ 170 を備える。

【0004】

復調器 120 は、RF モジュール 110 から入力されるデジタル OFDM 受信信号を QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying)、BPSK (Binary Phase-Shift Keying)、QAM (Quadrature Amplitude Modulation) などのシグナリングフォーマットにより復調して、複素信号である I (In-phase) 信号及び Q (Quadrature-phase) 信号を生成する。前記デジタル OFDM 受信信号は、復調器 120 で低周波数にダウンコンバージョンされて復調される。復調された信号は、FS 部 130 を通過しつつ FO (Frequency Offset) が補償される。このとき、FS 部 130 は、復調された信号から FO を推定するが、ノイズ及びチャンネルの歪曲により推定エラーが発生する場合に、FS 部 130 で補償された信号には、残留 FO が含まれうる。FS 部 130 で補償された信号は、FFT 部 140 を通過した後、等化器 150 でチャンネルの歪曲が補償され、CPE 補償部 160 であらゆるサブキャリアで同一に発生した CPE が推定されて補償される。CPE は、あらゆるサブキャリアで同一に発生した本来の送信された信号との位相差であり、その原因は、残留 FO 及び RF モジュール 110 内の所定発振器の出力の位相ノイズとして知られている。

【0005】

このような従来技術では、CPE を推定するためにパイロットサブキャリアを使用した。パイロットサブキャリアは、OFDM システムで送受信期間に約束した値を伝送するのに使われるサブキャリアであって、受信器が FO あるいはチャンネル歪曲などを推定するための目的で使われる。

【0006】

一般的に、CPE は、あらゆるサブキャリアに同一に発生した位相エラーであるので、パイロットサブキャリアに発生した位相回転を利用して推定されうる。残留 FO によりキャリアに発生した位相回転量を推定した値

【0007】

【数 1】

$$\Delta\hat{\phi}_r$$

は、数式 (1) のように表現される。数式 (1) において、k はサブキャリアインデックス、 S_k 及び R_k は、パイロットサブキャリアについての送信値及び受信値である。

【0008】

【数 2】

$$\Delta\hat{\phi}_r = \tan^{-1} \left[\sum_{k \in P} R_k \cdot S_k^* \right], \quad P = \{-21, -7, +7, +21\} \quad (1)$$

【0009】

CPE 推定 / 補償部 160 は、数式 (1) の演算のために、等化器 150 から出力される歪曲補償された信号からパイロットサブキャリアを抽出する。次いで、CPE 推定 / 補償部 160 は、数式 (1) のように、抽出されたパイロットサブキャリア R_k と送信された本来のパイロットサブキャリア S_k との共役複素数を乗じて、乗じた結果をいずれも合せた後、その結果から得られる複素値についての \tan^{-1} 値を推定位相回転量

【0010】

【数 3】

$$\Delta\hat{\phi}_r$$

として判断する。数式 (1) において、P は、WLAN (Wireless Local

10

20

30

40

50

Area Network) 標準である IEEE 802.11a についての一つの例示であって、合計 64 個 (FFT 長) のサブキャリア - 32 番 ~ + 31 番のうち 4 個のパイロット - 21, - 7, + 7, + 21 番サブキャリアをパイロットとして使用する場合である。

【0011】

このように、パイロットの送受信値の間の位相変化量を利用して CPE を推定できるが、ノイズやチャンネルの歪曲が存在する場合に、パイロットを利用した CPE の推定に推定エラーが発生しうるという問題点がある。CPE の推定正確度を向上させるためにパイロットの個数を増加させるが、それだけシステムの総伝送率が低くなるので、通信環境によってパイロットの個数を適切に決めなければならない。特に、IEEE 802.11a のように総 4 個のパイロットを使用する場合、CPE 推定正確度が低くてノイズ及びチャンネルの歪曲に敏感になりうるので、それを改善する必要がある。

10

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0012】

本発明が解決しようとする課題は、パイロットサブキャリアを利用するだけでなく、DD (Decision Directed) 推定アルゴリズムでさらに信頼性の高く決定されたデータサブキャリアを利用して CPE を推定することによって、システムの性能を向上させる OFDM 信号受信器を提供するところにある。

本発明が解決しようとする他の課題は、OFDM 信号受信器でパイロットサブキャリア以外にデータサブキャリアを利用して CPE を推定する方法を提供するところにある。

20

【課題を解決するための手段】

【0013】

前記の課題を解決するための本発明による OFDM 信号受信器は、等化器、チャンネル評価部及び CPE 推定部を備える。等化器は、受信された基底帯域の信号を歪曲補償する。チャンネル評価部は、受信された基底帯域の信号からチャンネル特性を推定して、良好なサブキャリアインデックスに関する情報をチャンネル状態情報 (Channel State Information: CSI) として生成する。CPE 推定部は、歪曲補償された信号から、CSI によって良好なパイロットサブキャリア及び良好なデータサブキャリアを推定し、推定されたデータサブキャリアから第 2 CPE を計算する。

30

【0014】

前記他の課題を解決するための本発明による OFDM 信号受信方法は、受信された基底帯域の信号を歪曲補償するステップ、受信された基底帯域の信号からチャンネル特性を推定して、良好なサブキャリアインデックスに関する情報を CSI として生成するステップ、歪曲補償された信号から、CSI によって良好なパイロットサブキャリア及び良好なデータサブキャリアを推定するステップ、推定されたパイロットサブキャリアから第 1 CPE を計算するステップ、及び推定されたデータサブキャリアから第 2 CPE を計算するステップを含む。

【発明の効果】

【0015】

本発明による OFDM 信号受信器では、パイロットサブキャリアと共に、さらに信頼性の高く決定されたデータサブキャリアを利用して CPE を推定するので、CPE 推定の正確度が向上し、システム性能を向上させる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0016】

本発明と、本発明の動作上の利点及び本発明の実施によって達成される目的を十分に理解するためには、本発明の望ましい実施形態を例示する添付図面及び図面に記載された内容を参照しなければならない。

以下、添付した図面を参照して本発明の望ましい実施形態を説明することにより、本発明を詳細に説明する。各図面に付された同一参照符号は同一部材を示す。

40

50

【 0 0 1 7 】

図 2 は、本発明の一実施形態による OFDM 信号受信器 200 のブロック図である。図 2 に示すように、受信器 200 は、RF モジュール 210、復調器 220、FS 部 230、FFT 部 240、等化器 250、チャンネル評価部 270、CPE 推定部 280、CPE 補償部 260 及びデマッパ 290 を備える。

【 0 0 1 8 】

復調器 220 は、RF モジュール 210 から入力されるデジタル OFDM 受信信号を QAM フォーマット、BPSK フォーマットまたは QPSK フォーマットなどその多様なフォーマットによって復調して、複素信号である I 信号及び Q 信号を生成する。RF モジュール 210 から入力されるデジタル OFDM 受信信号は、復調器 220 で低周波数にダウンコンバージョンされて復調される。復調器 220 には、あらゆる回路で利用されるチップレートクロック信号及びシンボルレートクロック信号を含むあらゆる必要な同期信号を再構成する同期回路が備えられる。復調器 220 から出力される復調された信号は、基底帯域でサンプリングされた複素信号である。

10

【 0 0 1 9 】

FS 部 230 は、復調された信号の周波数オフセットを補償する。FFT 部 240 は、周波数補償された信号を FFT 処理する。FFT 処理については、当業者に周知である。FFT 処理された基底帯域の信号は、周波数領域の複素信号である。等化器 250 は、FFT 処理された基底帯域の信号を歪曲補償する。等化器 250 は、チャンネル評価部 270 に備えられたチャンネル推定部 271 で推定される各サブキャリアと関連したチャンネル係数 H_k を利用して歪曲補償できる。

20

【 0 0 2 0 】

受信器 200 は、パイロットサブキャリア以外にデータサブキャリアを利用して CPE を推定するために提案された。

このために、チャンネル評価部 270 は、FFT 処理された基底帯域の信号からチャンネルを推定して、良好なサブキャリアインデックスに関する情報を CSI として生成する。CPE 推定部 280 は、歪曲補償された信号から、CSI によって良好なパイロットサブキャリア R_k 及び良好なデータサブキャリア Y_k を推定して、推定されたサブキャリアから

30

【 0 0 2 1 】

【 数 4 】

第 1 CPE $\hat{\phi}_c$ 及び第 2 CPE $\hat{\phi}_{c,data}$

を計算し、計算された CPE を合成して

【 0 0 2 2 】

【 数 5 】

最終 CPE $\phi_{c,final}$

を生成する。CPE 補償部 260 は、

【 0 0 2 3 】

【 数 6 】

最終 CPE $\phi_{c,final}$

だけ歪曲補償された信号の位相を補償して出力する。デマッパ 290 は、CPE 補償された信号を QAM、QPSK、BPSK など一定なシンボルマッピングフォーマットによってデマッピングする。デマッピングされた信号は、ビタビデコーダ及び RS (Reed Solomon) デコーダなどに出力され、デコーダでは、FEC (Forward Error Correction) 及びデコーディングが行われる。デコーディングされた信号は、所定信号処理部で処理され、これにより、放送視聴のためのディスプレイ及びオーディオ信号が生成される。

50

【 0 0 2 4 】

以下、図4のフローチャートを参照して、チャンネル評価部270及びCPE推定部280の動作をさらに詳細に説明する。

まず、チャンネル評価部270及び等化器250は、FFT処理された基底帯域の信号を受信する(S41)。等化器250がFFT処理された基底帯域の信号を歪曲補償する間に、チャンネル評価部270は、チャンネルを推定してCSIを生成する。これにより、CPE推定部280は、CSIによって歪曲補償された信号から

【 0 0 2 5 】

【数7】

$$\text{最終CPE } \phi_{c,final}$$

10

を生成する。

【 0 0 2 6 】

図2において、チャンネル評価部270は、チャンネル推定部271及び良好なサブキャリアインデックス部272を備える。チャンネル推定部271は、FFT処理された信号からチャンネルを推定して、各サブキャリアと関連したチャンネル係数 H_k を生成する。チャンネル係数 H_k は、各サブキャリアのパワーと関連したチャンネル周波数応答の大きさ信号である。これにより、良好なサブキャリアインデックス部272は、数式(2)のように、チャンネル係数 H_k のパワーの

【 0 0 2 7 】

20

【数8】

$$\text{平均 } |\overline{H}|^2$$

をチャンネル基準値として計算する(S42)。数式(2)において、チャンネル係数 H_k の絶対値は、各サブキャリアのパワーに比例する値である。kは、サブキャリアインデックスである。

【 0 0 2 8 】

【数9】

$$|\overline{H}|^2 = \frac{1}{52} \sum_{k=-26, k \neq 0}^{26} |H_k|^2 \quad (2)$$

30

【 0 0 2 9 】

数式(2)において、有効なサブキャリア数は52個であると仮定された。すなわち、本システムに使われるFFT長は64であり、そのうち52個に有効なサブキャリアが載せられ、52個のうち4個にパイロットサブキャリア及び52個のうち48個にデータサブキャリアが載せられると仮定した。

【 0 0 3 0 】

良好なサブキャリアインデックス部272は、数式(3)のように、チャンネル推定部271で生成される各チャンネル係数 H_k のパワーが前記

40

【 0 0 3 1 】

【数10】

$$\text{平均 } |\overline{H}|^2$$

の1/2より大きいサブキャリアを良好なサブキャリアとしてインデキシングして、そのインデックスkに関する情報をCSIとして生成する(S43)。

【 0 0 3 2 】

【数 1 1】

$$|H_k|^2 > \frac{|\overline{H}|^2}{2} ? \quad (3)$$

【0033】

良好なサブキャリアに対してインデキシングされれば、CPE推定部280は、チャンネル評価部270で生成されたCSIによって、歪曲補償された信号から

【0034】

【数 1 2】

最終CPE $\phi_{c,final}$

10

を決定する。

【0035】

図2において、CPE推定部280は、サブキャリア推定部281及びCPE決定部285を備える。サブキャリア推定部281は、良好なパイロットサブキャリア R_k 及び良好なデータサブキャリア Y_k を推定する。CPE決定部285は、

【0036】

【数 1 3】

第1 CPE $\hat{\phi}_c$ 及び第2 CPE $\hat{\phi}_{c,data}$

20

を計算し、計算されたCPEを合成して

【0037】

【数 1 4】

最終CPE $\phi_{c,final}$

を生成する。

【0038】

図3は、サブキャリア推定部281及びCPE決定部285の具体的なブロック図である。図3に示すように、サブキャリア推定部281は、パイロット抽出部282及びデータ抽出部283を備え、CPE決定部285は、第1 CPE決定部286、第2 CPE決定部287及び最終CPE決定部288を備える。

30

【0039】

パイロット抽出部282は、CSIによって、数式(3)のように、チャンネル評価部270で生成されたチャンネル係数 H_k のパワーの平均の1/2より大きい(良好なサブキャリアと判断された)パイロットサブキャリアを良好なパイロットサブキャリア R_k として出力する(S44)。ここで、CPE推定の正確度を向上させるために、チャンネル特性が不良なパイロットを除外させる。

【0040】

データ抽出部283は、CSIによって、数式(4)のように、数式(3)によってチャンネル係数のパワーの平均の1/2より大きい(良好なサブキャリアと判断された)データサブキャリアのうち、実数成分 $Re(Y_k)$ 及び虚数成分 $Im(Y_k)$ がいずれもコンステレーションによる最大マッピングレベルの1/2以上であるデータサブキャリアを良好なデータサブキャリア Y_k として出力する(S46)。ここでも、CPE推定の正確度を向上させるために、チャンネル特性が不良なデータを除外させる。64-QAM及び256-QAM変調フォーマットにおいて、I-Qコンステレーショングラフは図5及び図6のようであり、ここで、最大マッピングレベルの1/2は、64-QAMでは中心点から上/下/左/右に二間であり、256-QAMでは中心点から上/下/左/右に四間である。

40

【0041】

【数 1 5】

IF({k is "good subcarrier"} & {Re(Y_k) > (最大サイズ)/2} & {Im(Y_k) > (最大サイズ)/2}), k is "selected" (4)

【0 0 4 2】

また、データ抽出部 2 8 3 は、本システムに使われる F F T 長 (例えば、6 4) 内に存在する良好なデータサブキャリア数 (m) を生成する。

一方、第 1 C P E 決定部 2 8 6 は、パイロット抽出部 2 8 2 で抽出された良好なパイロットサブキャリア R_k を利用して、数式 (1) のように

【0 0 4 3】

【数 1 6】

推定位相回転量 $\Delta\hat{\phi}_r$

を計算する。ここで、良好なパイロットサブキャリア R_k に対して計算された

【0 0 4 4】

【数 1 7】

推定位相回転量 $\Delta\hat{\phi}_r$ は、第 1 C P E $\hat{\phi}_c$

として生成される (S 4 5)。

【0 0 4 5】

第 2 C P E 決定部 2 8 7 は、

【0 0 4 6】

【数 1 8】

第 2 C P E $\hat{\phi}_{c,data}$

の生成のために、まず、データ抽出部 2 8 3 で抽出された良好なデータサブキャリア Y_k に対して

【0 0 4 7】

【数 1 9】

第 1 C P E $\hat{\phi}_c$

だけ位相補償する (S 4 7)。次いで、第 2 C P E 決定部 2 8 7 は、数式 (5) のように、

【0 0 4 8】

【数 2 0】

第 1 C P E $\hat{\phi}_c$

だけ位相補償されたデータサブキャリアに対してコンステレーションによるマッピングレベル G_k を決定する (S 4 8)。数式 (5) において、 G_k は、該当 2 5 6 - Q A M フォーマットなどのコンステレーションによるシンボル決定生成過程を表わす。

【0 0 4 9】

【数 2 1】

$$G_k = \prod_{256-QAM} (Y_k e^{-j\hat{\phi}_c}), k \text{ is "selected"} \quad (5)$$

【0 0 5 0】

このように、マッピングレベル G_k が決定されれば、第 2 C P E 決定部 2 8 7 は、数式 (6) のように、決定されたマッピングレベル G_k を基準として、良好なデータサブキャリア Y_k に対する位相回転量を

【0 0 5 1】

10

20

30

40

50

【数 2 2】

第 2 C P E $\hat{\phi}_{c,data}$

として生成する (S 4 9)。数式 (6) は、数式 (1) と類似しているが、ただし、サブキャリアに対する送信値 S_k の位相の代わりに決定されたマッピングレベル G_k の位相を基準位相として位相回転量が計算される。

【0 0 5 2】

【数 2 3】

$$\hat{\phi}_{c,data} = \tan^{-1} \left(\sum_{k \text{ is "selected"}} Y_k G_k^* \right) \quad (6)$$

10

【0 0 5 3】

ここで、第 2 C P E 決定部 2 8 7 は、計算された

【0 0 5 4】

【数 2 4】

第 2 C P E $\hat{\phi}_{c,data}$

の範囲を制限する。すなわち、第 2 C P E 決定部 2 8 7 は、計算された

20

【0 0 5 5】

【数 2 5】

第 2 C P E $\hat{\phi}_{c,data}$

が図 5 または図 6 のようなコンステレーションでの隣接点の間の最小位相 (例えば、6 4 - Q A M で 15.4° 、2 5 6 - Q A M で 7.64°) の $1/2$ より大きいかなんかを判断して (S 5 0)、そうであれば、その隣接点の間の最小位相の $1/2$ と

【0 0 5 6】

【数 2 6】

第 2 C P E $\hat{\phi}_{c,data}$

を限定し (S 5 1)、そうでなければ、数式 (6) によって計算された位相回転量そのまま

30

【0 0 5 7】

【数 2 7】

第 2 C P E $\hat{\phi}_{c,data}$

として出力する。

【0 0 5 8】

これにより、最終 C P E 決定部 2 8 8 は、

40

【0 0 5 9】

【数 2 8】

第 1 C P E $\hat{\phi}_c$ 及び第 2 C P E $\hat{\phi}_{c,data}$ から最終 C P E $\hat{\phi}_{c,final}$

を生成する。例えば、最終 C P E 決定部 2 8 8 は、数式 (7) のように、良好なデータサブキャリア数 (m) がシステムに使われたパイロットサブキャリア数 (例えば、4) より大きければ (S 5 2)、

【0 0 6 0】

【数 2 9】

第 1 C P E $\hat{\phi}_c$ 及び第 2 C P E $\hat{\phi}_{c,data}$ の平均を最終 C P E $\hat{\phi}_{c,final}$ として生成する (S 5 3)。

【 0 0 6 1】

【数 3 0】

$$\hat{\phi}_{c,final} = \frac{4 * \hat{\phi}_c + m * \hat{\phi}_{c,data}}{4 + m} \quad (7)$$

【 0 0 6 2】

最終 C P E 決定部 2 8 8 は、良好なデータサブキャリア数 (m) がシステムに使われたパイロットサブキャリア数 (例えば、 4) より小さければ、

【 0 0 6 3】

【数 3 1】

第 1 C P E $\hat{\phi}_c$ を最終 C P E $\hat{\phi}_{c,final}$ として生成する (S 5 4)。これにより、C P E 補償部 2 6 0 は、

【 0 0 6 4】

【数 3 2】

最終 C P E $\hat{\phi}_{c,final}$

だけ歪曲補償された信号の位相を補償して出力する。

【 0 0 6 5】

図 7 は、本発明の一実施形態による OFDM 信号受信器 2 0 0 の性能を説明するための SNR (Signal - to - Noise power Ratio) についての BER (Bit Error Ratio) を示すグラフである。本シミュレーションでは、256 - QAM 変調フォーマットを使用し、室内無線環境で RMS (Root Mean Square) ディレイスプレッドが 50 ns である多重経路フェーディングチャンネルの性能を表わす。図 7 において、“ P e f F S , P e f E Q , C P E o f f ”、すなわち理想的な場合 (完全な周波数オフセットの補償と等化、及び C P E 推定しない) と比較された従来技術の性能 (“ P e f F S , P e f E Q , C P E o n ” / “ E s t F S , E s t E Q , C P E o n ”) 及び本発明の性能 (“ P e f F S , P e f E Q , C P E (M) o n ” / “ E s t F S , E s t E Q , C P E (M) o n ”) が表われている。完全な周波数オフセットの補償及び等化がなされる場合 (“ P e f F S , P e f E Q ”) には、C P E 推定部 2 8 0 によって動作する本願発明 (“ C P E (M) o n ”) は、従来技術 (“ C P E o n ”) に比べて 0 . 3 d B の SNR 改善を獲得できる。また、周波数オフセットの補償及び等化が実際に推定される場合 (“ E s t F S , E s t E Q ”) にも、本願発明 (“ C P E (M) o n ”) は、従来技術 (“ C P E o n ”) に比べて 0 . 3 d B の SNR 改善を獲得できる。

【 0 0 6 6】

前述したように、本発明の一実施形態による OFDM 信号受信器 2 0 0 では、チャンネル評価部 2 7 0 が FFT 処理された信号からチャンネルを推定して、良好なサブキャリアインデックスに関する情報を CSI として生成し、C P E 推定部 2 8 0 が等化器 2 5 0 から出力される歪曲補償された信号から、CSI によって良好なパイロット R_k 及びデータサブキャリア Y_k を推定して、推定されたサブキャリアから

【 0 0 6 7】

【数 3 3】

第 1 C P E $\hat{\phi}_c$ 及び第 2 C P E $\hat{\phi}_{c,data}$ を計算し、計算された C P E を合成して

10

20

30

40

50

【 0 0 6 8 】

【 数 3 4 】

最終 C P E $\hat{\phi}_{c,final}$

を生成する。これにより、C P E 補償部 2 6 0 は、

【 0 0 6 9 】

【 数 3 5 】

最終 C P E $\hat{\phi}_{c,final}$

だけ歪曲補償された信号の位相を補償して出力する。

10

【 0 0 7 0 】

以上のように、図面と明細書で最適の実施形態が開示された。ここで、特定の用語が使われたが、これは単に、本発明を説明するための目的で使われたものであり、意味限定や特許請求の範囲に記載された本発明の範囲を制限するために使われたものではない。したがって、当業者であれば、これから多様な変形及び均等な他の実施形態が可能であるという点を理解できるであろう。したがって、本発明の真の技術的な保護範囲は、特許請求の範囲の技術的思想により決まらなければならない。

【 産業上の利用可能性 】

【 0 0 7 1 】

本発明は、O F D M 信号受信器関連の技術分野に適用可能である。

20

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 7 2 】

【 図 1 】 一般的な O F D M 信号受信器のブロック図である。

【 図 2 】 本発明の一実施形態による O F D M 信号受信器のブロック図である。

【 図 3 】 図 2 のサブキャリア推定部及び C P E 決定部の具体的なブロック図である。

【 図 4 】 図 2 の O F D M 信号受信器の動作説明のためのフローチャートである。

【 図 5 】 6 4 - Q A M フォーマットでの I - Q コンステレーショングラフである。

【 図 6 】 2 5 6 - Q A M フォーマットでの I - Q コンステレーショングラフである。

【 図 7 】 本発明の一実施形態による O F D M 信号受信器の性能を説明するための S N R に対する B E R を示すグラフである。

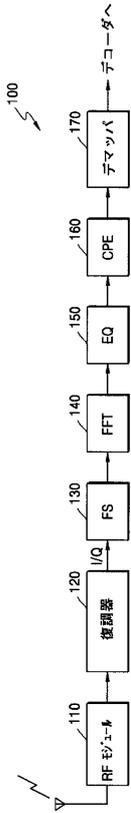
30

【 符号の説明 】

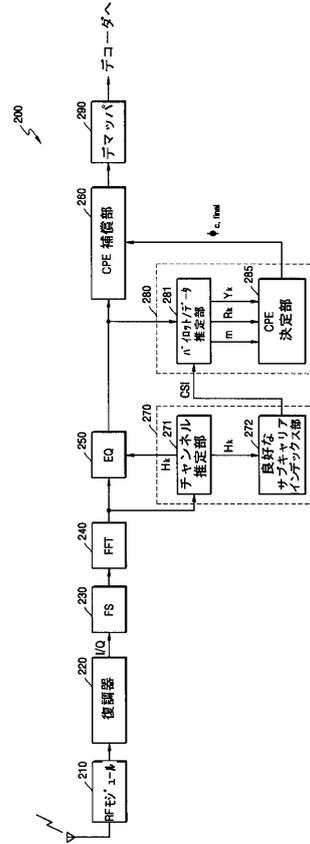
【 0 0 7 3 】

2 0 0	O F D M 信号受信器	
2 1 0	R F モジュール	
2 2 0	復調器	
2 3 0	F S 部	
2 4 0	F F T 部	
2 5 0	等化器	
2 6 0	C P E 補償部	
2 7 0	チャンネル評価部	40
2 7 1	チャンネル推定部	
2 7 2	良好なサブキャリアインデックス部	
2 8 0	C P E 推定部	
2 8 1	サブキャリア推定部	
2 8 2	パイロット抽出部	
2 9 0	デマッパ	

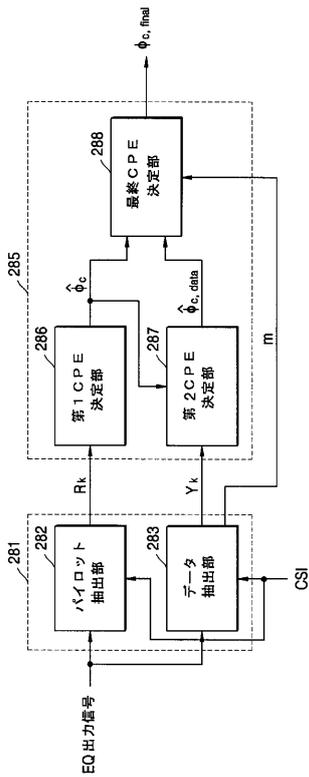
【図 1】



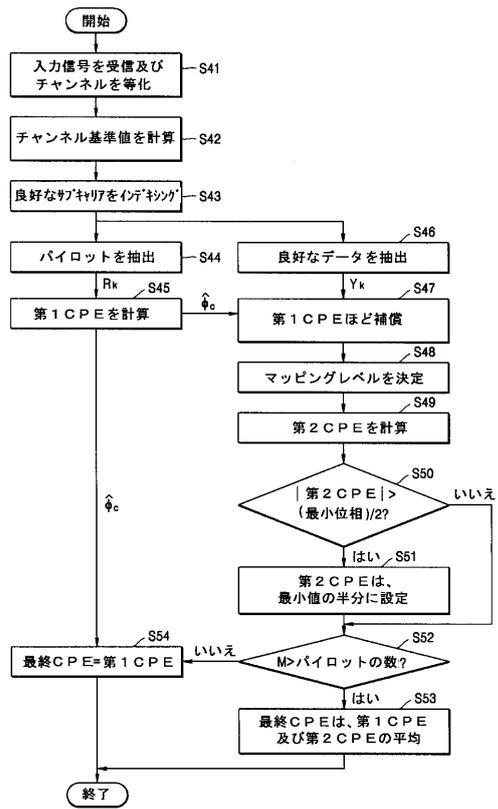
【図 2】



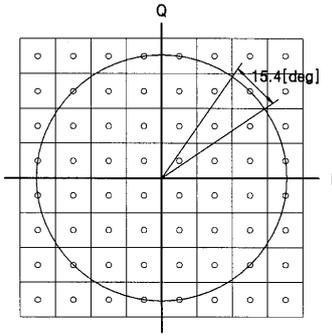
【図 3】



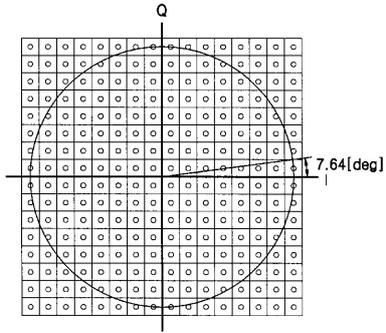
【図 4】



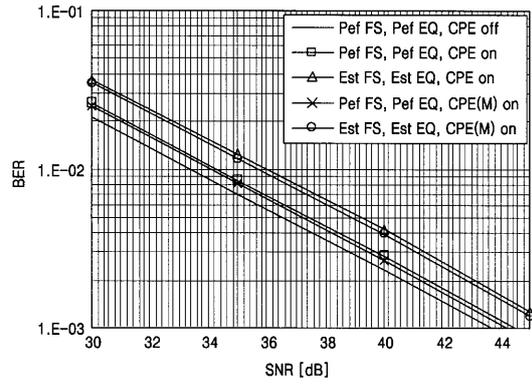
【 5 】



【 6 】



【 7 】



フロントページの続き

審査官 太田 龍一

- (56)参考文献 特開2003-283454(JP,A)
特表2006-527562(JP,A)
特開2004-356923(JP,A)
特開2001-044962(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04J 11/00