

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4488605号
(P4488605)

(45) 発行日 平成22年6月23日(2010.6.23)

(24) 登録日 平成22年4月9日(2010.4.9)

(51) Int. Cl. F I
 HO 4 J 11/00 (2006.01) HO 4 J 11/00 Z
 HO 4 L 7/00 (2006.01) HO 4 L 7/00 F

請求項の数 1 (全 24 頁)

(21) 出願番号	特願2000-229228 (P2000-229228)	(73) 特許権者	000005821
(22) 出願日	平成12年7月28日(2000.7.28)		パナソニック株式会社
(65) 公開番号	特開2001-339363 (P2001-339363A)		大阪府門真市大字門真1006番地
(43) 公開日	平成13年12月7日(2001.12.7)	(74) 代理人	100098291
審査請求日	平成19年7月12日(2007.7.12)		弁理士 小笠原 史朗
(31) 優先権主張番号	特願平11-217918	(72) 発明者	中原 秀樹
(32) 優先日	平成11年7月30日(1999.7.30)		大阪府門真市大字門真1006番地 松下
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		電器産業株式会社内
(31) 優先権主張番号	特願2000-79896 (P2000-79896)	(72) 発明者	田中 宏一郎
(32) 優先日	平成12年3月22日(2000.3.22)		大阪府門真市大字門真1006番地 松下
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		電器産業株式会社内
		(72) 発明者	白方 享宗
			大阪府門真市大字門真1006番地 松下
			電器産業株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 OFDM信号の伝送方法、送信装置及び受信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

送信側から受信側へ向けてOFDM信号を伝送する方法であって、

前記OFDM信号は、データによって構成されるデータシンボルと、所定の周波数成分と振幅と位相を有するパイロットシンボルとを含み、

前記送信側において、前記パイロットシンボルは、一つまたは複数の前記データシンボルの前または後に挿入されて、前記データシンボルとともに送信され、

前記受信側において、受信されたパイロットシンボルは、受信されたデータシンボルの伝送路歪、時間同期ずれ、周波数ずれ、及び残留位相誤差のいずれか1つ以上によって生じる伝送路の周波数応答の変動補償に用いられ、

前記伝送路の周波数応答の変動補償には、前記パイロットシンボルを構成するパイロットキャリアの位相差の平均値が用いられ、

前記平均値は、各パイロットキャリアの振幅値によって重み付けされて算出されることを特徴とする、OFDM信号の伝送方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、直交周波数分割多重(Orthogonal Frequency Division Multiplexing:以下、OFDMと称す)伝送方式に関し、より特定のには、有線または無線の伝送路を介し、OFDM信号を用いてデータを伝送する方法及

びその送受信装置に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

OFDM伝送方式においては、伝送路中の歪、時間同期ずれ、送信側と受信側との間の周波数ずれや、受信機の局部発振器における位相ノイズなどに起因する振幅誤差および位相誤差が、復調特性の劣化を招くことが知られている。このように復調特性の劣化を招く、受信信号が受けた誤差要因を以下では周波数応答変動と呼ぶ。

【 0 0 0 3 】

ここで、一般的に、OFDM信号の伝送において、送信機は、受信機との同期をとるために、1シンボル長よりも長い時間長を有するプリアンブル部を送信する信号に挿入することが多い。このプリアンブル部を利用することによって、伝送路の周波数応答を正確に推定することができる。もっとも、プリアンブル部が頻繁に挿入されれば、精度よく伝送路の周波数応答を推定できる反面、伝送速度が著しく低下する。

10

【 0 0 0 4 】

そこで、従来においては、例えば、特開平8 - 265293号公報に示されるように、データシンボルにおけるデータキャリアの間に、一つないし複数のパイロットキャリアを挿入する方法がとられる。

【 0 0 0 5 】

ところで、OFDM信号は、いくつかのサブキャリアを含んだ、一定の時間長を有する複数のシンボルによって構成される。上述のデータキャリアもパイロットキャリアも、サブキャリアの一つである。上述の従来例においては、1つのデータシンボルごとに、当該データシンボルに含まれるパイロットキャリアの位相誤差を検出して、その誤差を補償する。

20

【 0 0 0 6 】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、上述のような従来例によれば、伝送路中に大きな雑音が生じている環境下や、マルチパスフェージング環境下において、1シンボルあたりのパイロットキャリアの数が少ない場合には、位相誤差の検出精度が劣化するという問題が生じる。また、パイロットキャリアの数を多くすれば、位相誤差の検出精度を上げることはできるが、反面、占有周波数帯域幅が広がり、また、伝送速度が低下するという問題が生じる。また、伝送路歪によって生じる振幅誤差まで補償することは困難である。

30

【 0 0 0 7 】

そこで、本発明は、伝送路中に大きな雑音が生じている環境下やマルチパスフェージング環境下においても、伝送速度を低下させないで、精度よく、伝送路歪、時間同期ずれ、送受信間の周波数ずれや、残留位相誤差のいずれか1つ以上によって生じる伝送路の周波数応答の変動を、シンボルに含まれる全てのサブキャリアに対して補償し、低い誤り率でOFDM信号を伝送する方法と、そのための送受信装置を提供することを目的とするものである。

【 0 0 0 8 】

【課題を解決するための手段および効果】

40

第1の発明は、送信側から受信側へ向けてOFDM信号を伝送する方法であって、OFDM信号は、データによって構成されるデータシンボルと、所定の周波数成分と振幅と位相を有するパイロットシンボルとを含み、送信側において、パイロットシンボルは、一つまたは複数のデータシンボルの前または後に挿入されて、データシンボルとともに送信され、受信側において、受信されたパイロットシンボルは、受信されたデータシンボルの伝送路歪、時間同期ずれ、周波数ずれ、及び残留位相誤差のいずれか1つ以上によって生じる伝送路の周波数応答の変動補償に用いられることを特徴とする。

【 0 0 0 9 】

このように、第1の発明においては、送信側で所定の周波数成分を有し、サブキャリアの

50

振幅と位相が所定のパターンを有するパイロットシンボルを所定数のデータシンボル毎に挿入する。受信側では、パイロットシンボルを用いて精度良く伝送路の周波数応答を推定する。この推定結果と、所定数のデータシンボルの時間長だけ離れた2つのパイロットシンボル相互間の周波数応答差から、パイロットシンボル間のデータシンボルの周波数応答変動を補償する。そうすれば、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下でも、正確にデータシンボルを復調することができる。

【0010】

第2の発明は、第1の発明に従属する発明であって、パイロットシンボルを構成するサブキャリアは、全てが所定の振幅と位相を有するパイロットキャリアであることを特徴とする。

10

【0011】

このように、第2の発明において、1シンボルあたりのサブキャリアの数は、シンボル長に影響を与えない。したがって、サブキャリア全てを含んでいても、伝送速度は低下せず、さらに精度よく位相誤差を修正できるような、OFDM信号の伝送方法を実現することができる。

【0012】

第3の発明は、第1の発明に従属する発明であって、パイロットシンボルは、一つまたは複数のデータシンボルの前または後に複数個が連続して挿入されることを特徴とする。

20

【0013】

このように、第3の発明において、パイロットシンボルが複数個連続で挿入されれば、受信側での伝送路の周波数応答の推定精度が向上し、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下でも、より正確にデータシンボルを復調することができる。

【0014】

第4の発明は、第1の発明に従属する発明であって、パイロットシンボルは、一つまたは複数のデータシンボルの前または後に周期的に挿入されることを特徴とする。

【0015】

このように、第4の発明において、パイロットシンボルが周期的に挿入される場合には、受信する際にパイロットシンボルの時間的位置を見出すのが容易になる。

30

【0016】

第5の発明は、第1の発明に従属する発明であって、パイロットシンボルは、一つまたは複数のデータシンボルの前または後に非周期的に挿入されることを特徴とする。

【0017】

このように、第5の発明において、パイロットシンボルが非周期的ないし不等間隔に挿入される場合には、伝送路の変化の速さに応じた挿入間隔を選ぶことができる。

【0018】

第6の発明は、第5の発明に従属する発明であって、送信側においてパイロットシンボルをデータシンボルに挿入する際の挿入間隔および挿入個数が、伝送路の状況に応じて適応的に変化するように調整されることを特徴とする。

40

【0019】

このように、第6の発明において、伝送路の状況に応じてパイロットシンボルの挿入個数および挿入間隔を適応的に変えることによって、伝送効率を向上させることができる。

【0020】

第7の発明は、第5の発明に従属する発明であって、送信側においてパイロットシンボルをデータシンボルに挿入する際の挿入間隔および挿入個数が、制御情報としてOFDM信号に含まれることを特徴とする。

【0021】

このように、第7の発明において、送信信号に制御情報として、パイロットシンボルがデ

50

ータシンボルに挿入される間隔及び1箇所あたりに挿入する個数を含ませることによって、受信側では制御情報をもとにパイロットシンボルとデータシンボルを区別して復調することができる。

【0022】

第8の発明は、第1の発明に従属する発明であって、伝送路の周波数応答の変動補償には、最も近いパイロットシンボル相互間の周波数応答の差から、時系列直線近似値として算出された補償ベクトルが用いられることを特徴とする。

【0023】

このように、第8の発明において、直線近似値を用いてパイロットシンボル間のデータシンボルの周波数応答変動を補償する。そうすれば、パイロットシンボル間の周波数ずれによる位相変動は時系列において線形性を有するため、線形的に正確な補償をすることができる。さらに、パイロットシンボルの挿入間隔を適切に選べば、伝送路周波数応答は線形性を持つので、同様に線形的に正確に補償することができる。

【0024】

第9の発明は、第1の発明に従属する発明であって、周波数ずれ及び残留位相誤差の一方または双方の変動補償には、最も近いパイロットシンボル相互間の位相差値から、時系列直線近似値として算出された値が用いられることを特徴とする。

【0025】

このように、第9の発明においては、直線近似値を用いてパイロットシンボル間のデータシンボルの位相誤差を補償する。そうすれば、周波数ずれによる位相変動は時系列において線形性を有するため、線形的に正確な補償をすることができる。

【0026】

第10の発明は、第1の発明に従属する発明であって、伝送路の周波数応答の変動補償には、パイロットシンボルを構成するパイロットキャリアの位相差の平均値が用いられることを特徴とする。

【0027】

このように、第10の発明においては、受信されたパイロットキャリアの位相を平均化することで、さらに精度よく位相誤差を修正できるような、OFDM信号の伝送方法を実現することができる。

【0028】

第11の発明は、第10の発明に従属する発明であって、平均値は、各パイロットキャリアの振幅値によって重み付けされて算出されることを特徴とする。

【0029】

このように、第11の発明において、受信信号は、伝送路及び雑音により歪を受ける。そのため、受信パイロットシンボルの各キャリアの振幅値に応じた重み付けを行って、平均値を求める。このようにすれば、より正確に位相誤差を修正できるような、OFDM信号の伝送方法を実現することができる。

【0030】

第12の発明は、受信側へ向けてOFDM信号を送信する送信装置であって、送信データが入力されて、OFDMデータシンボルを生成するデータシンボル生成部と、OFDMパイロットシンボルを生成するパイロットシンボル生成部と、一つまたは複数のデータシンボルの前または後に、パイロットシンボルが挿入されるように、データシンボル生成部およびパイロットシンボル生成部から入力される信号を切り替えて出力するシンボル選択部とを備える。

【0031】

このように、第12の発明において、送信装置が、所定の周波数成分を有し、振幅と位相が所定のパターンを有するパイロットシンボルを、所定数のデータシンボル毎に挿入する

10

20

30

40

50

。次に、受信側でパイロットシンボルを用いて精度良くデータシンボルの周波数応答の変動を補償する。そうすれば、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下でも正確にデータシンボルを伝送することができる。

【0032】

第13の発明は、第12の発明に従属する発明であって、データシンボル生成部は、送信データが入力されて、周波数軸上のデータシンボルを生成する周波数軸上データシンボル生成部と、周波数軸上データシンボル生成部からの信号を逆フーリエ変換する逆フーリエ変換部とを含み、

10

パイロットシンボル生成部は、周波数軸上のパイロットシンボルを生成する周波数軸上パイロットシンボル生成部と、周波数軸上パイロットシンボル生成部からの信号を逆フーリエ変換する逆フーリエ変換部とを含む。

【0033】

このように、第13の発明において、送信装置が、所定の周波数成分を有し、サブキャリアの振幅と位相が所定のパターンを有するパイロットシンボルと、データシンボルとを、まず周波数軸上の信号として生成し、逆フーリエ変換する。そうすれば、簡易な構成でOFDM信号を生成することができ、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下でも簡易な構成で正確にデータシンボルを伝送することができる。

20

【0034】

第14の発明は、送信側から送信され、データによって構成されるデータシンボルと、所定の周波数成分と振幅と位相を有し、一つまたは複数のデータシンボルの前または後に挿入されるパイロットシンボルとを含んだOFDM信号を受信する受信装置であって、受信されたOFDM信号をフーリエ変換するフーリエ変換部と、フーリエ変換部から出力された信号からパイロットシンボルを検出し、フーリエ変換部から出力された信号に対して伝送路の周波数応答の変動を補償する伝送路周波数応答補償部と、伝送路の周波数応答の変動を補償された信号が入力されて、復調データを出力する復調部とを備える。

30

【0035】

このように、第14の発明において、送信側で所定の周波数成分を有し、サブキャリアの振幅と位相が所定のパターンを有するパイロットシンボルを所定数のデータシンボル毎に挿入し、受信側で、パイロットシンボルを用いて精度良く周波数応答変動量を検出する。そうすれば、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下でも正確にデータシンボルを復調することができる。

【0036】

第15の発明は、第14の発明に従属する発明であって、伝送路周波数応答補償部は、或るパイロットシンボルの周波数応答と、当該パイロットシンボルに最も近いパイロットシンボルの周波数応答と、受信側において用意される参照パイロットシンボルの周波数応答とを用い、受信されたデータシンボルの周波数応答が参照パイロットシンボルの周波数応答に一致するような補償ベクトルを算出して補償することを特徴とする。

40

【0037】

このように、第15の発明において、送信側で所定の周波数成分を有し、サブキャリアの振幅と位相が所定のパターンを有するパイロットシンボルを所定数のデータシンボル毎に挿入し、受信側で、パイロットシンボルを用いて精度良く伝送路周波数応答を推定する。この結果と、所定数のデータシンボルの時間長だけ離れた2つのパイロットシンボル相互間の周波数応答差から、パイロットシンボル間のデータシンボルの周波数応答変動を補償すれば、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下でも正確にデータ

50

シンボルを復調することができる。

【0038】

第16の発明は、第15の発明に従属する発明であって、補償ベクトルは、各パイロットシンボルに含まれる全てのパイロットキャリアを用い、受信されたデータシンボルに含まれる全てのサブキャリアに対してそれぞれ算出されることを特徴とする。

【0039】

このように、第16の発明において、補償ベクトルは、各サブキャリア毎に個別に算出されるので、伝送路歪や時間同期ずれが生じる場合、例えば移動通信において用いられる場合であっても、周波数応答変動を補償して正確にデータシンボルを復調することができる。

10

【0040】

第17の発明は、第15の発明に従属する発明であって、補償ベクトルは、最も近いパイロットシンボル相互間の周波数応答変動量から、時系列直線近似値として算出されることを特徴とする。

【0041】

このように、第17の発明において、直線近似値を用いてパイロットシンボル間のデータシンボルの周波数応答変動を補償する。そうすれば、伝送路変動が挿入されるパイロットシンボル間で直線的な変動とみなせる場合、線形的に正確な補償をすることができる。また、周波数ずれによる位相変動は時系列において線形性を有するため、線形的な補償の効果が発揮される。

20

【0042】

第18の発明は、第14の発明に従属する発明であって、伝送路周波数応答補償部は、任意のパイロットシンボルである第1のパイロットシンボルと、当該第1のパイロットシンボルの後に伝送される第2のパイロットシンボルとを検出するパイロットシンボル検出部と、第1のパイロットシンボルの周波数応答を受信側において用意される参照パイロットシンボルの周波数応答で除して、第1のパイロットシンボル伝送路周波数応答を算出する第1のパイロットシンボル伝送路周波数応答算出部と、第2のパイロットシンボルの周波数応答を参照パイロットシンボルの周波数応答で除して、第2のパイロットシンボル伝送路周波数応答を算出する第2のパイロットシンボル伝送路周波数応答算出部と、第1のおよび第2のパイロットシンボル伝送路周波数応答が入力されて、伝送路の周波数応答の変動を補償するための補償ベクトルを求める補償ベクトル算出部と、補償ベクトルが入力されて、データシンボルの周波数応答を補償する周波数応答補償部とを含む。

30

【0043】

このように、第18の発明において、送信側において、所定の周波数成分を有し、振幅と位相が所定のパターンを有するパイロットシンボルを所定数のデータシンボル毎に挿入する。受信側において、受信信号からはじめに検出される第1のパイロットシンボルと第2のパイロットシンボルを、受信側で用意される所定の参照パイロットシンボルで除算し、第1と第2のパイロットシンボルの伝送路の周波数応答を求める。次に、第1パイロットシンボルの伝送路周波数応答と第2パイロットシンボルの伝送路周波数応答との差を求める。このパイロットシンボル間の伝送路周波数応答差から、データシンボルに対する補償ベクトルを求めることができる。したがって、正確にデータシンボルの伝送路歪、時間同期ずれ、周波数ずれ及び残留位相誤差を補償することができる。

40

【0044】

第19の発明は、送信側から送信され、データによって構成されるデータシンボルと、所定の周波数成分と振幅と位相とを有し、一つまたは複数のデータシンボルの前または後に

50

挿入されるパイロットシンボルとを含んだOFDM信号を受信する受信装置であって、受信されたOFDM信号をフーリエ変換するフーリエ変換部と、フーリエ変換部から出力された信号からパイロットシンボルを検出し、フーリエ変換部から出力された信号の周波数ずれ及び残留位相誤差の一方または双方を補償する位相補償部と、周波数ずれ及び残留位相誤差の一方または双方を補償された信号が入力されて、復調データを出力する復調部とを備える。

【0045】

このように、第19の発明においては、送信側で所定の周波数成分を有し、振幅及び位相が所定のパターンを有するパイロットシンボルを所定数のデータシンボル毎に挿入し、受信側で、パイロットシンボルを用いて精度良く位相誤差検出を行う。そうすれば、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下でも正確にデータシンボルを復調することができる。

10

【0046】

第20の発明は、第19の発明に従属する発明であって、位相補償部は、或るパイロットシンボルの位相と所定の位相との位相差値と、最も近いパイロットシンボル相互間の位相差値とを用い、受信されたデータシンボルの位相が所定の位相に一致するような位相補償値を算出して補償することを特徴とする。

【0047】

このように、第20の発明においては、送信側で所定の周波数成分を有し、振幅及び位相が所定のパターンを有するパイロットシンボルを所定数のデータシンボル毎に挿入し、受信側で、パイロットシンボルを用いて精度良く位相誤差検出を行う。この検出結果と、所定数のデータシンボルの時間長だけ離れた2つのパイロットシンボル相互間の位相差から、パイロットシンボル間のデータシンボルの位相誤差を補償すれば、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下でも正確にデータシンボルを復調することができる。

20

【0048】

第21の発明は、第20の発明に従属する発明であって、位相差値は、各パイロットシンボルに含まれる全てのパイロットキャリアの位相の平均値を用いて算出されることを特徴とする。

30

【0049】

このように、第21の発明においては、受信されたパイロットキャリアの位相を平均化することで、さらに精度よく位相誤差を修正できるような、OFDM信号の受信装置を実現することができる。

【0050】

第22の発明は、第21の発明に従属する発明であって、平均値は、各パイロットキャリアの振幅値によって重み付けされて算出されることを特徴とする。

【0051】

このように、第22の発明において、受信信号は、伝送路及び雑音により歪を受ける。そのため、受信パイロットシンボルの各キャリアの振幅値に応じた重み付けを行って、平均値を求める。このようにすれば、より正確に位相誤差を修正できるような、OFDM信号の受信装置を実現することができる。

40

【0052】

第23の発明は、第20の発明に従属する発明であって、補償値は、最も近いパイロットシンボル相互間の位相差値から、時系列直線近似値として算出されることを特徴とする。

【0053】

このように、第23の発明においては、直線近似値を用いてパイロットシンボル間のデータシンボルの位相誤差を補償する。そうすれば、周波数ずれによる位相変動は時系列にお

50

いて線形性を有するため、線形的に正確な補償をすることができる。

【 0 0 5 4 】

第 2 4 の発明は、第 1 9 の発明に従属する発明であって、
位相補償部は、

任意のパイロットシンボルである第 1 のパイロットシンボルと、当該第 1 のパイロットシンボルの後に伝送される第 2 のパイロットシンボルとを検出するパイロットシンボル検出部と、

第 1 のパイロットシンボルの位相と所定の位相との差を算出する第 1 パイロットシンボル位相差算出部と、

第 1 のパイロットシンボルの位相と第 2 のパイロットシンボルの位相との差を算出するパイロットシンボル間位相差算出部と、

第 1 パイロットシンボル位相差算出部が算出した位相差値と、パイロットシンボル間位相差算出部が算出した位相差値とが入力されて、周波数ずれ及び残留位相誤差を修正するための補償値を算出する位相補償値算出部と、

補償値が入力されて、データシンボルの位相を回転させる位相回転部とを含む。

【 0 0 5 5 】

このように、第 2 4 の発明によれば、送信側において、所定の周波数成分を有し、振幅及び位相が所定のパターンを有するパイロットシンボルを所定数のデータシンボル毎に挿入する。受信側において、受信信号からはじめに検出される第 1 のパイロットシンボルと受信側で用意される所定の参照パイロットシンボルとの位相差を求める。次に、第 1 のパイロットシンボルと、後に検出される第 2 のパイロットシンボルとの位相差を求める。これらにより、2 つのパイロットシンボルの位相誤差が求まり、データシンボルに対する位相補償値を求めることができる。したがって、正確にデータシンボルの周波数ずれ及び残留位相誤差を補償することができる。

【 0 0 5 6 】

【発明の実施の形態】

(第 1 の実施形態)

まず、本発明の第 1 の実施形態に係る伝送方法を説明する。図 1 は、本発明の第 1 の実施形態に係る伝送方法において、伝送される OFDM 信号の構成を示す図である。図 1 に示されるように、所定の周波数成分を有し、その振幅と位相が所定のパターンを有するパイロットシンボルの後には、データシンボルが複数個続く。そして、データシンボルの後には、パイロットシンボルが続く。このように、本発明の第 1 の実施形態に係る伝送方法における OFDM 信号は、1 つないし複数のデータシンボルの前後に、パイロットシンボルが挿入された構成である。なお、挿入されるパイロットシンボルは 1 つでもよいし、連続した複数個でもよい。

【 0 0 5 7 】

ここで、OFDM 信号はいくつかのサブキャリアを含むが、1 シンボルあたりのサブキャリアの数は、シンボル長に影響を与えない。したがって、全てのサブキャリアに所定の振幅と位相を持たせてもよいし、そのいくつかのサブキャリアに所定の振幅と位相を持たせてもよい。もっとも、精度よく周波数応答変動を補償するためには、サブキャリア全てに所定の振幅と位相を持たせることが好ましい。

【 0 0 5 8 】

また、前述のように、OFDM 信号の伝送において、送信機は、受信機との同期をとるために、1 シンボル長よりも長い時間長を有するプリアンプル部を、送信する信号に挿入することが多い。図 1 において、プリアンプル部は、伝送開始時に挿入されてもよいし、適宜の間隔で挿入されてもよい。もっとも、プリアンプル部を頻繁に挿入すれば、精度よく周波数応答変動を修正できる反面、伝送速度が著しく低下する。したがって、本発明の第 1 の実施形態に係る伝送方法によれば、プリアンプル部は、伝送開始時に挿入されるか、少ない頻度で挿入されるのが好ましい。

【 0 0 5 9 】

また、プリアンブル部は、パイロットシンボルのデータシンボルへの挿入間隔や個数を制御情報として含んでいてもよい。そうすれば、受信側において制御情報を解析し、パイロットシンボルとデータシンボルとを区別することができる。

【0060】

さらに、制御情報は、第1のパイロットシンボルの後に、データシンボルまたは制御情報シンボルとして挿入されてもよい。そうすれば、通常のOFDM信号として、当該制御情報を誤りなく復調することができる。

【0061】

こうして、送信側において、パイロットシンボルは、一つまたは複数のデータシンボルの前後に挿入されて、データシンボルとともに送信され、上述のようなOFDM信号が伝送される。その後、受信側において、パイロットシンボルを用いて、精度良く伝送路の周波数応答を推定する。

【0062】

この推定結果と、所定数のデータシンボルの時間長だけ離れた2つのパイロットシンボル相互間の伝送路周波数応答の差から、パイロットシンボル間のデータシンボルの周波数応答変動を補償する。そうすれば、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下においても、正確にデータシンボルを復調することができる伝送方法を実現できる。

【0063】

ここで、図1(a)において、データシンボルの前のパイロットシンボルを第1のパイロットシンボルとし、データシンボルの後に続くパイロットシンボルを第2のパイロットシンボルとする。また、第1のパイロットシンボルと第2のパイロットシンボルとの時間的な間隔は、伝送路の変動が小さい場合は、パイロットシンボルを挿入する間隔を長くし、伝送路の変動が大きい場合は、パイロットシンボル間での伝送路の変動が直線的な変動になる程度に、挿入する間隔を短くする。このように、パイロットシンボルを挿入する間隔を伝送路の状況に応じて適応的に変えることによって伝送効率を高めることができる。

【0064】

なお、伝送路の状況は、送信側において測定および判断されてもよいし、まず受信側によって測定された伝送路の状況が送信側へフィードバックされ、送信側において判断されてもよい。

【0065】

また、パイロットシンボルは周期的に挿入されてもよいし、非周期的に挿入されてもよい。パイロットシンボルが周期的に挿入される場合には、受信する際にパイロットシンボルの時間的位置を検出するのが容易になる。非周期的ないし不等間隔に挿入される場合には、伝送路の変化の速さに応じた挿入間隔を選ぶことができる。なお、パイロットシンボルが非周期的ないし不等間隔に挿入される場合とは、信号伝送の全期間に渡ってパイロットシンボルが周期的に挿入されている場合ではないことを表すのであって、信号伝送における一部の期間においてパイロットシンボルが周期的に挿入される場合を排除するものではない。

【0066】

ここで、非周期的に挿入される場合には、図1(b)に示すように第1パイロットシンボルの直後に、パイロットシンボルを挿入する間隔及び個数を示す制御情報を含んだ制御情報シンボルを挿入する。このように制御情報を配置することによって、制御情報は、第1パイロットシンボルで推定した伝送路周波数応答をもとに復調することができる。したがって、プリアンブル部に含まれる場合よりも、正確に復調することができる。

【0067】

なお、第1パイロットシンボルは、パイロットシンボル部分における伝送路周波数応答の推定精度を向上させるために、図1(c)に示すように、2つのパイロットシンボルによって構成されてもよい。また、図1(d)に示すように、挿入されるパイロットシンボルは、それぞれ2つでもよいし、さらに3つ以上が連続的に挿入されてもよい。このような

10

20

30

40

50

場合には、各パイロットシンボルの伝送路周波数応答を平均化することにより、正確にパイロットシンボルの伝送路周波数応答を推定することができる。

【0068】

以上のような構成のOFDM信号は、例えば、次のような送信装置によって生成することができる。図2は、本発明の第1の実施形態に係る送信装置の構成を示した模式図である。なお、以下において、データシンボルの数をM個とし、1シンボルあたりのサブキャリアの数をN個とする。

【0069】

図2において、本送信装置は、入力された送信データからデータシンボルを生成するOFDMデータシンボル生成部1と、前述のような所定の周波数成分を有し、その振幅と位相とが所定のパターンを有するパイロットシンボルを生成するOFDMパイロットシンボル生成部2と、OFDMデータシンボル生成部1およびOFDMパイロットシンボル生成部2からの2つの信号が入力され、それらのいずれかの信号を選択して出力するシンボル選択部3と、シンボル選択部3から出力されたデジタルデータをアナログデータに変換して、送信信号を出力するD/A変換部4とを備える。

10

【0070】

また、図3は、本発明の第1の実施形態に係る送信装置における、OFDMデータシンボル生成部1およびOFDMパイロットシンボル生成部2の詳細な構成を示したブロック図である。図3(a)において、OFDMデータシンボル生成部1は、周波数軸上データシンボル生成部11と、逆フーリエ変換部12とを備える。また、図3(b)において、OFDMパイロットシンボル生成部2は、周波数軸上パイロットシンボル生成部21と、逆フーリエ変換部22とを備える。

20

【0071】

ここで、図2において、送信したいデータは、OFDMデータシンボル生成部1に入力される。入力されたデータは、データシンボルへ変換されて、シンボル選択部3に入力される。

【0072】

より詳細には、図3(a)において、送信したいデータは、まず、周波数軸上データシンボル生成部11に入力される。周波数軸上データシンボル生成部11は、周波数軸上において所定の間隔で配列された多くのデータキャリアにより構成される、周波数軸上データシンボルを出力する。この周波数軸上データシンボルは、逆フーリエ変換部12によって、逆フーリエ変換され、時間軸上に配列されたOFDMデータシンボルへ変換される。変換されたOFDMデータシンボルは、シンボル選択部3に入力される。

30

【0073】

一方、前述のような所定の周波数成分を有し、その振幅と位相とが所定のパターンを有するパイロットシンボルは、OFDMパイロットシンボル生成部2によって生成され、シンボル選択部3に入力される。

【0074】

より詳細には、図3(b)において、周波数軸上パイロットシンボル生成部21によって、周波数軸上において所定の間隔で配列された多くのパイロットキャリアにより構成される、周波数軸上パイロットシンボルが出力される。この周波数軸上パイロットシンボルは、逆フーリエ変換部22によって、逆フーリエ変換され、時間軸上に配列されたOFDMパイロットシンボルへ変換される。変換されたOFDMパイロットシンボルは、シンボル選択部3に入力される。

40

【0075】

シンボル選択部3は、上記のように入力された2つの信号のうち、一方の信号を選択して出力する。例えば、シンボル選択部3は、3つのデータシンボル毎に1つのパイロットシンボルが挿入された図1(a)に示されるような信号を出力するものとする。

【0076】

このような場合、シンボル選択部3は、まず、OFDMパイロットシンボル生成部2から

50

の信号を選択する。シンボル選択部 3 は、パイロットシンボルが 1 つ分出力され終わるタイミングで、OFDM データシンボル生成部 1 からの信号を選択する。その後、シンボル選択部 3 は、データシンボルが 3 つ分出力され終わるタイミングで、OFDM パイロットシンボル生成部 2 からの信号を選択する。さらに、シンボル選択部 3 は、パイロットシンボルが 1 つ分出力され終わるタイミングで、再び、OFDM データシンボル生成部 1 からの信号を選択する。そして、シンボル選択部 3 は、次々と、上記と同様に選択する信号を切り替えていけば、図 1 (a) に示されるような OFDM 信号を連続的に出力することができる。

【 0 0 7 7 】

以上のようにして、シンボル選択部 3 から出力された信号は、D / A 変換部 4 に入力される。D / A 変換部 4 は、入力された信号を、デジタルデータからアナログデータへ変換し、送信信号として出力する。

【 0 0 7 8 】

このように、本発明の第 1 の実施形態に係る送信装置は、所定の周波数成分を有し、振幅と位相が所定のパターンを有するパイロットシンボルを、所定数のデータシンボル毎に挿入する。このような送信装置を用いることによって、受信側で、パイロットシンボルを用いて精度良くデータシンボルの周波数応答の変動を補償すれば、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下でも正確にデータシンボルを伝送することができる。

【 0 0 7 9 】

次に、図 4 は、本発明の第 1 の実施形態に係る受信装置の構成を示した模式図である。図 4 において、本受信装置は、入力された受信信号をフーリエ変換するフーリエ変換部 5 と、フーリエ変換部 5 から出力された信号の周波数応答の変動を補償する伝送路周波数応答補償部 6 と、伝送路周波数応答補償部 6 から出力された信号を復調する復調部 7 とを備える。

【 0 0 8 0 】

図 4 において、フーリエ変換部 5 は、各シンボルをフーリエ変換し、周波数領域のデータを出力する。出力されたデータは、伝送路周波数応答補償部 6 によって、伝送路の周波数応答の変動が除去される。さらに、周波数応答変動が除去されたデータは、復調部 7 によって、データシンボルとして復調される。

【 0 0 8 1 】

次に、図 5 は、本発明の第 1 の実施形態に係る受信装置における伝送路周波数応答補償部の構成を詳細に示した模式図である。図 5 において、本受信装置における伝送路周波数応答補償部 6 は、フーリエ変換部 5 から出力された信号からパイロットシンボルを検出するパイロットシンボル検出部 6 1 と、パイロットシンボル検出部 6 1 から出力された第 1 パイロットシンボルを参照パイロットシンボルで除した値を算出する第 1 パイロットシンボル伝送路周波数応答算出部 6 2 と、パイロットシンボル検出部 6 1 から出力された第 2 パイロットシンボルを参照パイロットシンボルで除した値を算出する第 2 パイロットシンボル伝送路周波数応答算出部 6 3 と、第 1 パイロットシンボル伝送路周波数応答算出部 6 2 および第 2 パイロットシンボル伝送路周波数応答算出部 6 3 からの出力が入力されて補償ベクトルを算出する補償ベクトル算出部 6 4 と、補償ベクトル算出部 6 4 からの出力に基づいてパイロットシンボル検出部 6 1 から出力された信号の周波数応答を補償させる周波数応答補償部 6 5 とを備える。

【 0 0 8 2 】

図 5 において、パイロットシンボル検出部 6 1 は、フーリエ変換された周波数領域のデータから、パイロットシンボルを検出する。第 1 パイロットシンボル伝送路周波数応答算出部 6 2 は、第 1 パイロットシンボルに含まれるサブキャリアを、受信装置内に設けられたメモリ等 (図示されていない) に格納されている参照パイロットシンボルに含まれるサブキャリアで除算し、伝送路の周波数応答を推定する。

【 0 0 8 3 】

このメモリに格納されている参照パイロットシンボルは、受信時において全く周波数応答変動誤差がない状態と同様の、理想的なパイロットシンボルである。したがって、第1パイロットシンボルに含まれるサブキャリアの周波数応答を、参照パイロットシンボルに含まれるサブキャリアで除算すれば、伝送路の周波数応答を求めることができる。

【0084】

図6は、P1の複素振幅を有する第1パイロットシンボルに含まれるサブキャリアと、Prの複素振幅を有する参照パイロットシンボルに含まれるサブキャリアとを表した模式図である。第1パイロットシンボル伝送路周波数応答算出部62は、図6(a)に示されるような、第1パイロットシンボルに含まれるサブキャリアの複素振幅P1を、図6(b)に示されるような、受信側のメモリに格納されている参照パイロットシンボルに含まれるサブキャリアの複素振幅Prで除算し、伝送路の周波数応答Paを算出する。その算出式は、次式(1)のようになる。

【0085】

$$P_a(i) = P_1(i) \div P_r(i) \quad \dots (1)$$

ただし、iは、1からNまでの任意の整数である。

【0086】

なお、前述したように、挿入されるパイロットシンボルが連続した複数個である場合には、各パイロットシンボルの伝送路周波数応答を平均化して用いる。そうすれば、より正確にパイロットシンボルの伝送路周波数応答を推定することができる。

【0087】

図5において、第2パイロットシンボル伝送路周波数応答算出部63は、第2パイロットシンボルに含まれるサブキャリアを、受信装置内に設けられたメモリ等に格納されている参照パイロットシンボルに含まれるサブキャリアで除算し、第2パイロットシンボルにおける伝送路の周波数応答を推定する。

【0088】

図7は、P2の複素振幅を有する第2パイロットシンボルに含まれるサブキャリアと、Prの複素振幅を有する参照パイロットシンボルに含まれるサブキャリアとを表した模式図である。第2パイロットシンボル伝送路周波数応答算出部63は、図7(a)に示されるような、第2パイロットシンボルに含まれるサブキャリアの複素振幅P2を、図7(b)に示されるような、受信側のメモリに格納されている参照パイロットシンボルに含まれるサブキャリアの複素振幅Prで除算し、伝送路の周波数応答Pbを算出する。その算出式は、次式(2)のようになる。

【0089】

$$P_b(i) = P_2(i) \div P_r(i) \quad \dots (2)$$

ただし、iは、1からNまでの任意の整数である。

【0090】

なお、挿入される第2のパイロットシンボルが連続した複数個である場合には、各パイロットシンボルの伝送路周波数応答を平均化することにより、より正確に第2のパイロットシンボルの伝送路周波数応答を推定することができることは前述したとおりである。

【0091】

補償ベクトル算出部64は、第1パイロットシンボルから第2パイロットシンボルの間に存在する各データシンボルに対する補償ベクトルVkを、第1パイロットシンボル伝送路周波数応答Paおよび第2パイロットシンボル伝送路周波数応答Pbから得られる直線近似によって求める。ここで、直線近似によって求めるのは、伝送路の変動が直線的になるように、短い間隔でパイロットシンボルを挿入されており、また、周波数ずれによる位相変動が時系列において線形性を有するからである。したがって、直線近似によれば、線形的に正確な補償をすることができる。

【0092】

図8は、第1パイロットシンボルから第2パイロットシンボルの間に存在する各データシンボルに対する補償ベクトルVkを縦軸に、各シンボルの番号すなわち時間を横軸にとつ

10

20

30

40

50

て、その関係を表したグラフである。図 8 に示されるように、各データシンボルに対する補償ベクトル V_k は、パイロットシンボル間の伝送路周波数応答の差から、直線近似により求めうる事がわかる。

【 0 0 9 3 】

ここで、第 1 パイロットシンボルから第 2 パイロットシンボルの間に存在するデータシンボル数は、 M 個とし、第 1 パイロットシンボルから第 2 パイロットシンボルの間に存在する或るデータシンボルを k とする。但し、 k は、1 から M までの任意の整数とする。以上を前提として、上述の直線近似により、各データシンボルに対する補償ベクトル V_k を算出する数式は、次式 (3) のように表すことができる。

【 数 1 】

$$V_k(i) = Pa(i) + \frac{Pb(i) - Pa(i)}{M + 1} \times k \quad \dots (3)$$

ただし、 k は 1 から M までの任意の整数である。

【 0 0 9 4 】

次に、周波数応答補償部 6 5 は、以上のようにして求めた補償ベクトルによって、第 1 パイロットシンボルから第 2 パイロットシンボルの間に存在する各データシンボルに含まれるサブキャリアの周波数応答変動を補償する。

【 0 0 9 5 】

図 9 は、第 k データシンボルにおける周波数応答変動の補償の様子を表した模式図である。各データシンボルに含まれるサブキャリアの周波数応答変動は、求めた補償ベクトルから、次式 (4) のように補償される。

$$C'_{k(i)} = C_{k(i)} / V_k(i) \quad \dots (4)$$

【 0 0 9 6 】

以上のデータシンボルの周波数応答変動の補償は、第 1 パイロットシンボルから第 2 パイロットシンボルの間に存在する k 個のデータシンボルに対して行われる。従って、実際には、これらのデータシンボルは一旦、例えば、受信装置に設けられた、図示されていないデータシンボル記憶部に保存される。補償ベクトルが算出された後、当該データシンボル記憶部に保存されていたデータシンボルが読み出され、これに対して、周波数応答変動の補償が行われることになる。

【 0 0 9 7 】

典型的には、図示されていないデータシンボル記憶部は、周波数応答補償部 6 5 の前段ないし内部に設けられる。そして、データシンボル記憶部によって保存された各データシンボルは、補償ベクトル算出部 6 4 によって各データシンボルに対する補償ベクトル V_k が算出された後、周波数応答補償部 6 5 によって周波数応答変動を補償される。

【 0 0 9 8 】

したがって、第 1 の実施形態に係る本受信装置に用いられる方式では、第 1 のパイロットシンボルを受信してから、第 2 のパイロットシンボルを受信するまで復調できないので、一定の処理時間がかかる。よって、本方式は、すぐに再送を要求されないような映像伝送や、放送型の伝送において用いられる受信方式により適している。

【 0 0 9 9 】

以上のように、パイロットシンボルに含まれるサブキャリア各々の伝送路変動によってうけた周波数応答の変動を補償する補償ベクトルを算出することができる。この点で、各データシンボルにパイロットキャリアを挿入する従来例の方式よりも正確に、全サブキャリアに対して補償ベクトルを算出することができる。なぜなら、従来方式によって挿入されるパイロットキャリアの数は、全サブキャリアの数と比較して極めて少ないことから、従来方式によれば、全周波数帯にわたって正確に伝送路の周波数応答変動を算出することが困難だからである。

【 0 1 0 0 】

10

20

30

40

50

このようにして、周波数応答補償部 65 は、入力されたデータの伝送路における周波数応答の変動を除去することができる。特に、伝送路の変動がパイロットシンボル間において直線的な変動であるとみなせる場合には、直線近似値を用いてパイロットシンボル間のデータシンボルの周波数応答を補償することによって、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下でも正確にデータシンボルを復調することができる。また、周波数ずれによる位相変動は時系列において線形性を有するため、線形的に正確な補償をすることができる。

【0101】

なお、伝送路の変動が少ない場合には、2つのパイロットシンボル間のデータシンボルにおける伝送路周波数応答変動の補償は、2つのパイロットシンボルのうち、時間的に前にあるパイロットシンボルのみで行ってもよい。そうすれば、後にあるパイロットシンボルを受信しなくてもデータシンボルの伝送路周波数応答変動を補償することができる。

【0102】

(第2の実施形態)

本発明の第2の実施形態に係る伝送方法は、前述の第1の実施形態とほぼ同様である。そして、本発明の第2の実施形態に係る送信装置の構成は、前述の第1の実施形態に係る送信装置の構成と同じであるので、その説明は省略する。しかし、本発明の第2の実施形態に係る受信装置の構成は、前述の第1の実施形態に係る受信装置の構成とは部分的に異なるので、以下、相違点を中心にして説明する。

【0103】

図10は、本発明の第2の実施形態に係る受信装置の構成を示した模式図である。図10において、本受信装置は、フーリエ変換部5と、フーリエ変換部5から出力された信号の位相を補償する位相補償部26と、位相補償部26から出力された信号を復調する復調部7とを備える。したがって、本受信装置は、図4の受信装置に対して、伝送路周波数応答補償部6に替えて、位相補償部26を備える。

【0104】

図10において、フーリエ変換部5から出力されたデータは、位相補償部26によって、周波数のずれ及び残留位相誤差が除去される。位相補償部26の詳細な構成については、後述する。さらに、誤差が除去されたデータは、復調部7によって復調される。

【0105】

次に、図11は、本発明の第2の実施形態に係る受信装置における位相補償部26の構成を詳細に示した模式図である。図11において、本受信装置における位相補償部26は、フーリエ変換部5から出力された信号からパイロットシンボルを検出するパイロットシンボル検出部261と、パイロットシンボル検出部261から出力された第1のパイロットシンボルと所定の参照パイロットシンボルとの位相差を算出する第1のパイロットシンボル位相差算出部262と、パイロットシンボル検出部261から出力されたパイロットシンボル間の位相差を算出するパイロットシンボル間位相差算出部263と、第1のパイロットシンボル位相差算出部262とパイロットシンボル間位相差算出部263からの出力とが入力されて位相補償値を算出する位相補償値算出部264と、位相補償値算出部264からの出力に基づいてパイロットシンボル検出部261から出力された信号の位相を回転させる位相回転部265とを備える。

【0106】

図11において、パイロットシンボル検出部261は、図5のパイロットシンボル検出部61と同様に、フーリエ変換された周波数領域のデータから、パイロットシンボルを検出する。第1パイロットシンボル位相差算出部262は、第1のパイロットシンボルに含まれるサブキャリアの位相と、受信装置内に設けられたメモリ等(図示されていない)に格納されている参照パイロットシンボルに含まれるサブキャリアの位相との差を求める。

【0107】

このメモリに格納されている参照パイロットシンボルは、第1の実施形態に係る受信装置と同様の理想的なパイロットシンボルである。したがって、第1のパイロットシンボルに

10

20

30

40

50

含まれるサブキャリアの位相と参照パイロットシンボルに含まれるサブキャリアの位相との差を求めれば、伝送によって生じた位相誤差を求めることができる。

【0108】

図12は、1の位相を有する第1のパイロットシンボルに含まれるサブキャリアと、rの位相を有する参照パイロットシンボルに含まれるサブキャリアとを表した模式図である。第1のパイロットシンボル位相差算出部262は、図12(a)に示されるような、第1のパイロットシンボルに含まれるサブキャリアの位相1と、図12(b)に示されるような、受信側のメモリに格納されている参照パイロットシンボルに含まれるサブキャリアの位相rとの差psを算出する。その算出式は、次式(5)のようになる。

$$\phi_{ps}(i) = \phi_1(i) - \phi_r(i) \dots (5)$$

ただし、iは、1からNまでの任意の整数である。

【0109】

第1のパイロットシンボル位相差算出部262は、位相差をサブキャリアの数の分だけ、平均化する。平均化された値をpとすると、その算出式は、次式(6)のようになる。

。

【数2】

$$\phi_p = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \phi_{ps}(i) \dots (6)$$

【0110】

もっとも、受信信号は、伝送路及び雑音により歪を受ける。そのため、pを求める際には、受信パイロットシンボルの各キャリアの振幅値に応じた重み付けを行って、平均値を求めた方がより正確になる。そこで、以下、その算出方法について述べる。

【0111】

まず、受信された第1のパイロットシンボルに含まれる第iサブキャリアの複素信号をA1(i)とし、受信された第2のパイロットシンボルに含まれる第iサブキャリアの複素信号をA2(i)とし、参照パイロットシンボルの第iサブキャリアの振幅をR(i)とする。以上を前提にして、pは、次式(7)によって算出される。

【数3】

$$\begin{aligned} \phi_p &= -\text{angle} \left[\sum_{i=1}^N \left(\frac{R(i)}{A1(i)} |A1(i)|^2 \right) \right] \\ &= -\text{angle} \left[\sum_{i=1}^N (R(i) \times A1(i)^*) \right] \dots (7) \end{aligned}$$

ただし、上式(7)中の*は複素共役をあらわし、angleは複素数の位相角をあらわすものとする。

【0112】

以上のように平均値を算出すれば、各成分は、A1(i)の電力値で重み付けされていることになる。したがって、振幅値の大きいキャリアの位相は平均値への寄与が大きく、振幅値の小さいキャリアの位相は平均値への寄与が小さくなる。以上のことから、受信信号が伝送路及び雑音によって歪を受けたとしても、より正確な平均値を算出することができる。

【0113】

次に、パイロットシンボル間位相差算出部263は、第1のパイロットシンボルに含まれるサブキャリアの位相と第2のパイロットシンボルに含まれるサブキャリアの位相との位相差を求める。

【0114】

図13は、1の位相を有する第1のパイロットシンボルに含まれるサブキャリアと、2の位相を有する第2のパイロットシンボルに含まれるサブキャリアとを表した模式図である。パイロットシンボル間位相差算出部263は、図13(a)に示されるような、第1のパイロットシンボルに含まれるサブキャリアの位相 ϕ_1 と、図13(b)に示されるような、第2のパイロットシンボルに含まれるサブキャリアの位相 ϕ_2 との位相差 ϕ_a を算出する。その算出式は、次式(8)のようになる。

$$\phi_a = \phi_1(i) - \phi_2(i) \dots (8)$$

ただし、 i は、1からNまでの任意の整数であるものとする。

【0115】

パイロットシンボル間位相差算出部263は、位相差をサブキャリアの数の分だけ平均化する。平均化された値を a とするとき、その算出式は、次式(9)のようになる。

【数4】

$$\phi_a = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \phi(i) \dots (9)$$

【0116】

以上のように、パイロットシンボルに含まれる全サブキャリアの数の分だけ平均化することによって、全サブキャリアの周波数にわたって正確に位相差を算出することができる。この点で、各データシンボルにパイロットキャリアを挿入する従来例の方式よりも、より正確に位相差を算出することができる。なぜなら、従来の方式によって挿入されるパイロットキャリアの数は、全サブキャリアの数と比較して、極めて少ないので、従来の方式では、全周波数帯にわたって正確に位相差を算出することができないからである。

【0117】

もっとも、以上の平均値算出方法については、前述と同様、受信パイロットシンボルの各キャリアの振幅値に応じて重み付けを行い、その後平均値を求める方が、より正確である。そこで、前述と同様に、平均化された値を a とするとき、その算出式は、次式(10)のようになる。

【数5】

$$\begin{aligned} \phi_a &= \text{angle} \left[\sum_{i=1}^N \left(\frac{A2(i)}{A1(i)} |A1(i)|^2 \right) \right] \\ &= \text{angle} \left[\sum_{i=1}^N (A2(i) \times A1(i)^*) \right] \dots (10) \end{aligned}$$

【0118】

以上のように平均値を算出すれば、各成分は $A1(i)$ の電力値で重み付けされていることから、振幅値の大きいキャリアの位相は平均値への寄与が大きく、振幅値の小さいキャリアの位相は平均値への寄与が小さくなる。したがって、受信信号が、伝送路及び雑音によって歪を受けたとしても、より正確な平均値を算出することができる。

【0119】

もっとも、このように平均値を算出すると、第1の実施形態に係る受信装置のように、各サブキャリア毎に個別に補償値を算出することができなくなる。しかし、反面では、パイロットシンボルの受信時において、当該パイロットシンボルに含まれるいくつかのサブキャリアが抑圧され、あるいは消失しているような場合に、第1の実施形態に係る受信装置のように個別に補償値を算出すれば、逆に補償精度が下がることになる。したがって、本受信装置は、全キャリアがほぼ一様の歪みを受けるような、周波数ずれや位相ノイズに対して特に有効である。具体的には、本受信装置は、伝送路歪が小さい静止状態の通信に好適である。これに対して、第1の実施形態に係る受信装置は、伝送路歪が時系列上で変動

10

20

30

40

50

したり時間同期ずれが生じる移動通信に好適である。

【 0 1 2 0 】

次に、位相補償値算出部 2 6 4 は、第 1 のパイロットシンボルから第 2 のパイロットシンボルの間に存在する各データシンボルに対する位相補償値 d を、パイロットシンボル間位相差 a から得られる直線近似によって求める。ここで、直線近似によって求めるのは、周波数ずれによる位相変動が時系列において線形性を有するからである。したがって、直線近似によれば、線形的に正確な補償をすることができる。

【 0 1 2 1 】

図 1 4 は、第 1 のパイロットシンボルから第 2 のパイロットシンボルの間に存在する各データシンボルに対する位相補償値 d を縦軸に、各シンボルの番号すなわち時間を横軸にとって、その関係を表したグラフである。図 1 4 に示されるように、各データシンボルに対する位相補償値 d は、パイロットシンボル間位相差 a から、直線近似により求めうる事がわかる。

10

【 0 1 2 2 】

ここで、第 1 パイロットシンボルから第 2 パイロットシンボルの間に存在するデータシンボル数は、 M 個とし、第 1 パイロットシンボルから第 2 パイロットシンボルの間に存在する或るデータシンボルを k とする。但し、 k は、1 から M までの任意の整数とする。以上を前提として、上述の直線近似により、各データシンボルに対する位相補償値 d を算出する数式は、次式 (1 1) のように表すことができる。

【 数 6 】

20

$$\phi d(k) = \phi p + \frac{\phi a}{M+1} \times k \quad \dots (11)$$

【 0 1 2 3 】

次に、位相回転部 2 6 5 は、以上のようにして求めた位相補償値によって、第 1 のパイロットシンボルから第 2 のパイロットシンボルの間に存在する各データシンボルに含まれるサブキャリアの位相を補償する。図 1 5 は、第 k データシンボルにおける位相補償の様子を表した模式図である。各データシンボルに含まれるサブキャリアの位相は、求めた位相補償値から、次式 (1 2) のように補償される。

30

【 0 1 2 4 】

$$C' k (i) = C k (i) \times \exp (j \cdot d (k)) \quad \dots (1 2)$$

ただし、 i および k は、1 から N までの任意の整数である。

【 0 1 2 5 】

以上の位相補償は、第 1 のパイロットシンボルから第 2 のパイロットシンボルの間に存在する M 個のデータシンボルに対して行われる。従って、第 1 の実施形態に係る受信装置と同様に、実際には、これらのデータシンボルは一旦図示されていないデータシンボル記憶部に保存される。位相補償値が算出された後、当該データシンボル記憶部に保存されていたデータシンボルが読み出され、これに対して、位相補償が行われることになる。したがって、本受信装置は、第 1 の実施形態に係る受信装置と同様にすぐに再送を要求されないような映像伝送や、放送型の伝送において用いられる受信方式により適している。

40

【 0 1 2 6 】

このようにして、位相補償部 2 6 は、入力されたデータの周波数ずれ及び残留位相誤差を除去する。そして、直線近似値を用いてパイロットシンボル間のデータシンボルの位相誤差を補償すれば、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下でも正確にデータシンボルを復調することができる。また、周波数ずれによる位相変動は時系列において線形性を有するため、線形的に正確な補償をすることができる。したがって、本受信装置ないし受信方式によれば、周波数ずれなどの直線的な位相誤差に対して特に効果が高くなる。

【 0 1 2 7 】

50

また、上式(12)にも示されるように、本受信装置において、1つのデータシンボルに含まれる全てのサブキャリアは、1つの位相補償値によって位相補償される。したがって、各サブキャリア毎に個別に補償値を算出して周波数応答変動の補償を行う第1の実施形態に係る受信装置の伝送路周波数応答補償部6と比較して、本受信装置の位相補償部26は、より簡易な装置構成にすることができる。

【0128】

具体的には、伝送路周波数応答補償部6に含まれる周波数応答補償部65は、全てのサブキャリアに対応する補償値を記憶する内蔵メモリーを有して、それぞれの補償値を用いて個別に制御ないし演算する構成である。これに対して、位相補償部26に含まれる位相回転部265は、1つの補償値を記憶するだけの内蔵メモリーを有して、1つの補償値を用いて制御ないし演算する構成であるので、より簡易な装置構成にすることができる。

10

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施形態に係る伝送方法における、OFDMシンボルの構成図である。

【図2】本発明の第1の実施形態に係る送信装置の構成を示すブロック図である。

【図3】本発明の第1の実施形態に係る送信装置におけるOFDMデータシンボル生成部およびOFDMパイロットシンボル生成部の構成を示すブロック図である。

【図4】本発明の第1の実施形態に係る受信装置の構成を示すブロック図である。

【図5】本発明の第1の実施形態に係る受信装置における伝送路周波数応答補償部6の構成を示すブロック図である。

20

【図6】第1のパイロットシンボルおよび参照シンボルにおけるサブキャリアについて説明する模式図である。

【図7】第2パイロットシンボルおよび参照シンボルにおけるサブキャリアについて説明する模式図である。

【図8】第1と第2のパイロットシンボル間伝送路周波数応答の差から、直線近似によって補償ベクトルを算出することができることを示す図である。

【図9】データシンボルに含まれるサブキャリアに対する周波数応答変動補償について説明する模式図である。

【図10】本発明の第2の実施形態に係る受信装置の構成を示すブロック図である。

【図11】本発明の第2の実施形態に係る受信装置における位相補償部26の構成を示すブロック図である。

30

【図12】第1のパイロットシンボルおよび参照シンボルにおけるサブキャリアについて説明する模式図である。

【図13】第1および第2のパイロットシンボルにおけるサブキャリアについて説明する模式図である。

【図14】パイロットシンボル間位相差から、直線近似によって位相補償値を算出することができることを示す図である。

【図15】データシンボルに含まれるサブキャリアに対する位相補償について説明する模式図である。

【符号の説明】

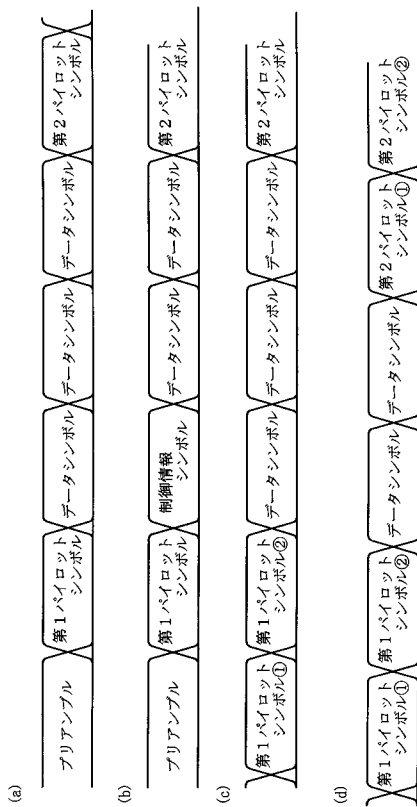
40

- 1 OFDMデータシンボル生成部
- 2 OFDMパイロットシンボル生成部
- 3 シンボル選択部
- 4 D/A変換部
- 5 フーリエ変換部
- 6 伝送路周波数応答補償部
- 7 復調部
- 11 周波数軸上データシンボル生成部
- 12 逆フーリエ変換部
- 21 周波数軸上パイロットシンボル生成部

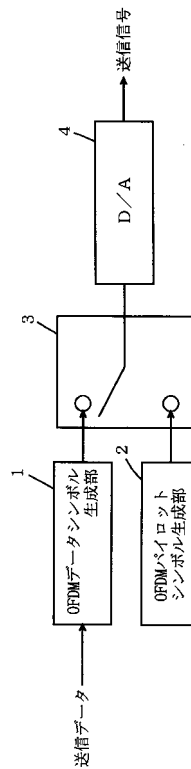
50

- 2 2 逆フーリエ変換部
- 2 6 位相補償部
- 6 1 パイロットシンボル検出部
- 6 2 第1パイロットシンボル伝送路周波数応答算出部
- 6 3 第2パイロットシンボル伝送路周波数応答算出部
- 6 4 補償ベクトル算出部
- 6 5 周波数応答補償部
- 2 6 1 パイロットシンボル検出部
- 2 6 2 第1のパイロットシンボル位相差算出部
- 2 6 3 パイロットシンボル間位相差算出部
- 2 6 4 位相補償値算出部
- 2 6 5 位相回転部

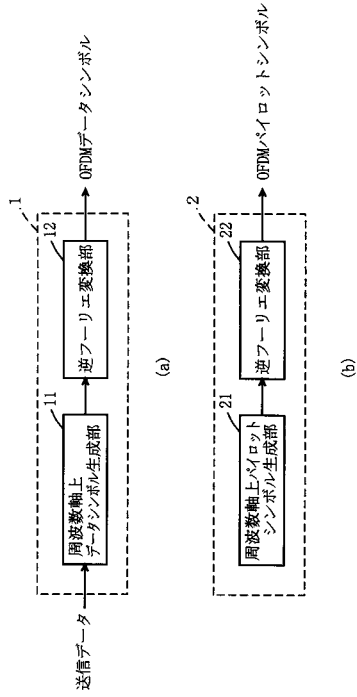
【図1】



【図2】



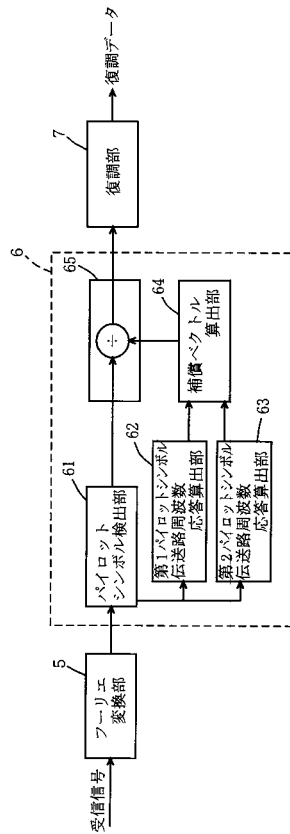
【図3】



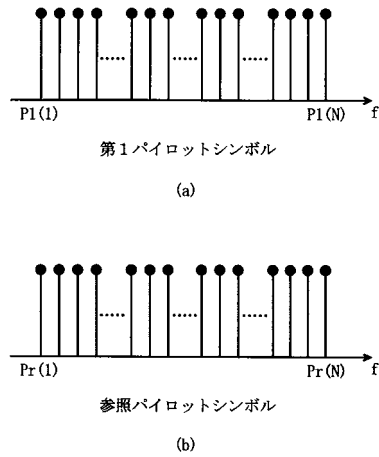
【図4】



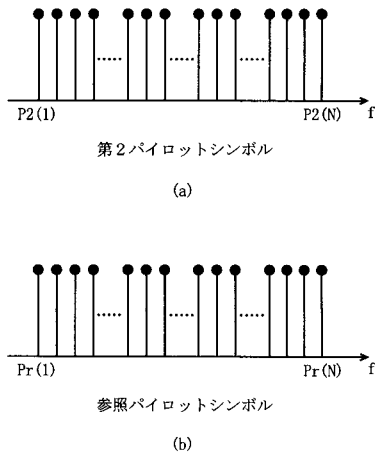
【図5】



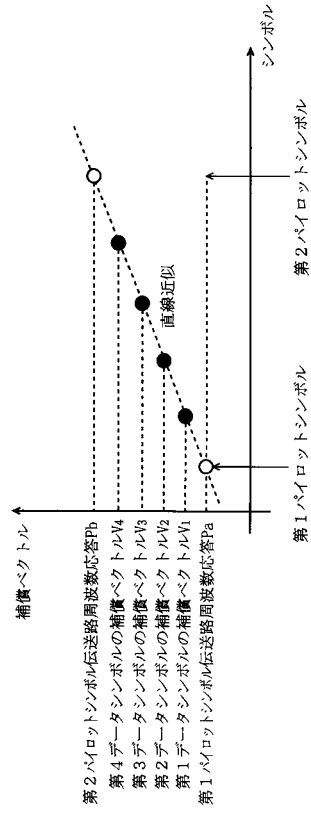
【図6】



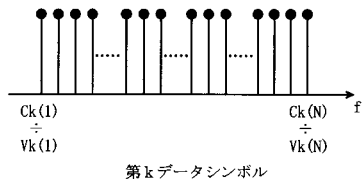
【図7】



【図8】



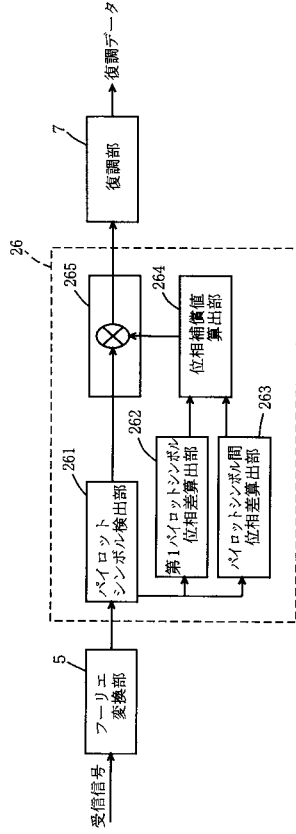
【図9】



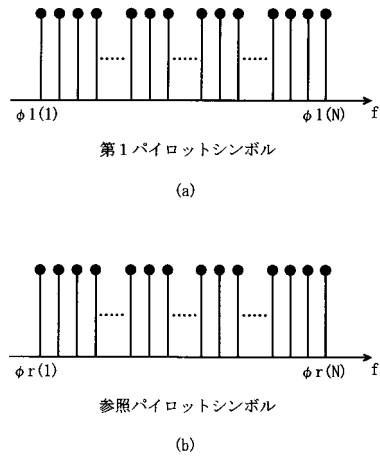
【図10】



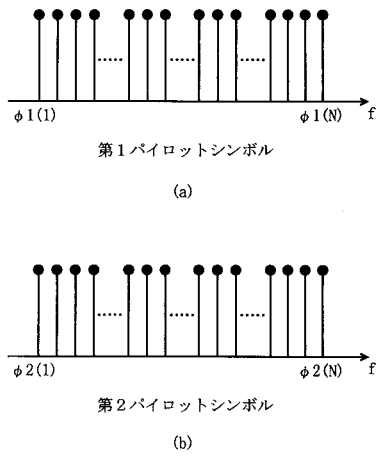
【図 1 1】



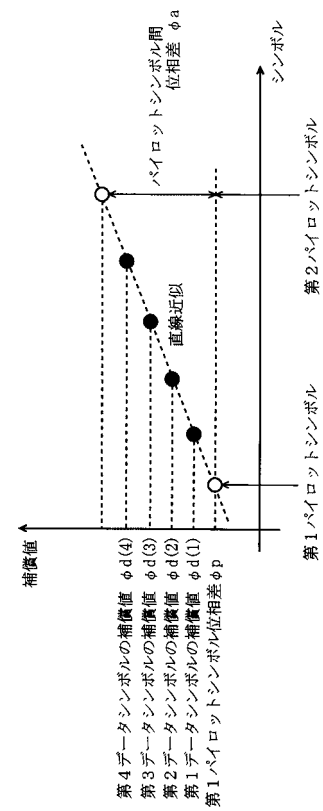
【図 1 2】



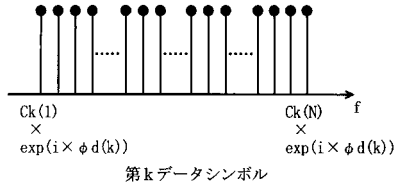
【図 1 3】



【図 1 4】



【 図 15 】



フロントページの続き

- (72)発明者 木村 知弘
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
- (72)発明者 原田 泰男
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

審査官 岡 裕之

- (56)参考文献 特開平07-273741(JP,A)
特開平11-127208(JP,A)
松本 洋一 et al., 広帯域ワイヤレスシステムに適したOFDM方式の検討, 電子情報通信学会技術研究報告, 日本, 社団法人電子情報通信学会, 1998年11月27日, RCS98-162, vol.98, No.435, pp.69-74
Tal Kaitz et al., TGA Preamble Improvement Proposal, IEEE P802.11 Wireless LANs, 1998年11月8日, IEEE 802.11-98/369

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00
H04L 7/00
IEEE Xplore
CiNii