

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4339959号
(P4339959)

(45) 発行日 平成21年10月7日(2009.10.7)

(24) 登録日 平成21年7月10日(2009.7.10)

(51) Int.Cl.

H04J 11/00 (2006.01)

F 1

H04J 11/00

Z

請求項の数 18 (全 27 頁)

(21) 出願番号 特願平11-142244
 (22) 出願日 平成11年5月21日(1999.5.21)
 (65) 公開番号 特開2000-49747(P2000-49747A)
 (43) 公開日 平成12年2月18日(2000.2.18)
 審査請求日 平成18年5月10日(2006.5.10)
 (31) 優先権主張番号 特願平10-144848
 (32) 優先日 平成10年5月26日(1998.5.26)
 (33) 優先権主張国 日本国(JP)

(73) 特許権者 000005821
 パナソニック株式会社
 大阪府門真市大字門真1006番地
 (74) 代理人 100098291
 弁理士 小笠原 史朗
 (72) 発明者 白方 亨宗
 大阪府門真市大字門真1006番地 松下
 電器産業株式会社内
 (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
 (72) 発明者 林野 裕司
 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伝送のための変調装置、復調装置および伝送システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

複数のデータキャリアと複数のパイロットキャリアとを含む複数のサブキャリアで構成される複数のOFDMシンボルから生成されたOFDM信号を受信するOFDM復調装置であって、

前記受信したOFDM信号を前記OFDMシンボル毎にフーリエ変換することにより前記複数のサブキャリアへと分離して、各サブキャリアの位相と振幅を求めるサブキャリア分離手段と、

前記複数のサブキャリアから前記複数のパイロットキャリアの位置を検出するパイロットキャリア位置検出手段と、

前記複数のパイロットキャリアはそれぞれ既知の位相と振幅が割り当てられており、前記パイロットキャリア毎の送受信間の位相差を、各パイロットキャリアにおける前記受信したOFDM信号から求めた位相と前記既知の位相との差を求ることにより検出する位相差検出手段と、

送受信間の時間ずれによって発生し且つ周波数に比例する位相回転により、隣接するサブキャリア間に生じる送受信の位相差の変化量を、前記パイロットキャリアの位相差に基づいて算出する位相変化量算出手段と、

前記複数のデータキャリアについて、前記データキャリア毎の位相補正量を前記変化量に基づいて算出する位相補正量算出手段と、

前記位相補正量に基づいて前記データキャリア毎に前記受信したOFDM信号から求め

た位相を補正する位相補正手段とを備えた、O F D M復調装置。

【請求項 2】

前記位相変化量算出手段は、第1のパイロットキャリアにおける位相差と前記第1のパイロットキャリアと連続する第2のパイロットキャリアにおける位相差の差を、前記第1のパイロットキャリアと前記第2のパイロットキャリアの周波数の差で割ることにより前記変化量を算出することを特徴とする、請求項1記載のO F D M復調装置。

【請求項 3】

前記位相補正量算出手段は、前記第1のパイロットキャリアと前記第2のパイロットキャリアの間にある所定のデータキャリアに対する前記位相補正量を、前記第1のパイロットキャリアにおける前記位相差に前記変化量を前記所定のデータキャリアと前記第1のパイロットキャリアとの周波数の差に応じた回数だけ加算することにより算出する、ことを特徴とする、請求項2記載のO F D M復調装置。

10

【請求項 4】

前記位相変化量算出手段は、縦軸を位相差、横軸を周波数とした2次元平面上に配置した第1のパイロットキャリアの位相差及び周波数と前記第1のパイロットキャリアと連続する第2のパイロットキャリアの位相差及び周波数とを直線近似し、前記直線の傾きから前記変化量を算出することを特徴とする、請求項1記載のO F D M復調装置。

【請求項 5】

前記位相変化量算出手段は、1組のパイロットキャリア間の位相差の差を前記1組のパイロットキャリア間の周波数の差で割る演算を、複数のパイロットキャリアの組について行い、前記演算の結果を平均することにより前記変化量を算出することを特徴とする、請求項1記載のO F D M復調装置。

20

【請求項 6】

前記O F D M復調装置は、前記位相補正後のデータキャリアを復調するデータ復調手段をさらに備えた請求項1記載のO F D M復調装置。

【請求項 7】

前記O F D M信号は、バースト状に入力される請求項1記載のO F D M復調装置。

【請求項 8】

複数のデータキャリアと複数のパイロットキャリアとを含む複数のサブキャリアで構成される複数のO F D Mシンボルから生成されたO F D M信号を受信して復調するO F D M復調方法であって、

30

前記受信したO F D M信号を前記O F D Mシンボル毎にフーリエ変換することにより前記複数のサブキャリアへと分離して、各サブキャリアの位相と振幅を求めるステップと、

前記複数のサブキャリアから前記複数のパイロットキャリアの位置を検出するステップと、

前記複数のパイロットキャリアはそれぞれ既知の位相と振幅が割り当てられており、前記パイロットキャリア毎の送受信間の位相差を各パイロットキャリアにおける前記受信したO F D M信号から求めた位相と前記既知の位相との差を求めることにより検出するステップと、

40

送受信間の時間ずれによって発生し且つ周波数に比例する位相回転により、隣接するサブキャリア間に生じる送受信の位相差の変化量を、前記パイロットキャリアの位相差に基づいて算出するステップと、

前記複数のデータキャリアについて、前記データキャリア毎の位相補正量を前記変化量に基づいて算出するステップと、

前記位相補正量に基づいて前記データキャリア毎に前記受信したO F D M信号から求めた位相を補正するステップとを含む、O F D M復調方法。

【請求項 9】

複数のデータキャリアと複数のパイロットキャリアとを含む複数のサブキャリアで構成される複数のO F D Mシンボルから生成されたO F D M信号を送受信するO F D M伝送シ

50

ステムであって、

O F D M送信装置とO F D M受信装置とを備え、

前記O F D M送信装置は、

前記複数のパイロットキャリアにそれぞれ既知の位相と振幅を割り当て、前記複数のデータキャリアにそれぞれ送信データに応じた位相と振幅を割り当てる変調手段と、

前記O F D Mシンボル毎に前記複数のサブキャリアを逆フーリエ変換することにより前記O F D M信号を生成するO F D M信号生成手段とを備え、

前記O F D M受信装置は、

前記受信したO F D M信号を前記O F D Mシンボル毎にフーリエ変換することにより前記複数のサブキャリアへと分離して、各サブキャリアの位相と振幅を求めるサブキャリア分離手段と、

前記複数のサブキャリアから前記複数のパイロットキャリアの位置を検出するパイロットキャリア位置検出手段と、

前記複数のパイロットキャリアはそれぞれ既知の位相と振幅が割り当てられており、前記パイロットキャリア毎の送受信間の位相差を各パイロットキャリアにおける前記受信したO F D M信号から求めた位相と前記既知の位相との差を求ることにより検出する位相差検出手段と、

送受信間の時間ずれによって発生し且つ周波数に比例する位相回転により、隣接するサブキャリア間に生じる送受信の位相差の変化量を、前記パイロットキャリアの位相差に基づいて算出する位相変化量算出手段と、

前記複数のデータキャリアについて、前記データキャリア毎の位相補正量を前記変化量に基づいて算出する位相補正量算出手段と、

前記位相補正量に基づいて前記データキャリア毎に前記受信したO F D M信号から求めた位相を補正する位相補正手段とを備えた、O F D M伝送システム。

【請求項10】

同一の位相及び振幅の割り当てられた複数のパイロットキャリアと、周波数軸方向に差動変調された複数のデータキャリアとを含む複数のサブキャリアで構成される複数のO F D Mシンボルから生成されたO F D M信号を受信するO F D M復調装置であって、

前記受信したO F D M信号を前記O F D Mシンボル毎にフーリエ変換することにより前記複数のサブキャリアへと分離して、各サブキャリアの位相と振幅を求めるサブキャリア分離手段と、

送受信間の時間ずれによって発生し且つ周波数に比例する位相回転により、隣接するサブキャリア間に生じる送受信の位相差の変化量を、前記複数のパイロットキャリア間の位相に基づいて算出する位相変化量算出手段と、

前記複数のデータキャリアに対して、各データキャリアの位相と前記各データキャリアを差動復調する際の基準となる隣接するサブキャリアの位相との差である隣接位相差を算出する隣接位相差算出手段と、

前記複数のデータキャリアの前記隣接位相差を前記変化量に基づいて補正する位相補正手段とを備えた、O F D M復調装置。

【請求項11】

前記位相変化量算出手段は、第1のパイロットキャリアにおける位相と前記第1のパイロットキャリアと連続する第2のパイロットキャリアにおける位相の差を、前記第1のパイロットキャリアと前記第2のパイロットキャリアの周波数の差で割ることにより前記変化量を算出することを特徴とする請求項10記載のO F D M復調装置。

【請求項12】

前記位相補正手段は、前記隣接位相差から前記変化量を引くことにより前記隣接位相差を補正することを特徴とする、請求項10記載のO F D M復調装置。

【請求項13】

前記位相変化量算出手段は、縦軸を位相、横軸を周波数とした2次元平面上に配置した第1のパイロットキャリアの位相及び周波数と前記第1のパイロットキャリアと連続する

10

20

30

40

50

第2のパイロットキャリアの位相及び周波数とを直線近似し、前記直線の傾きから前記変化量を算出することを特徴とする、請求項10記載のO F D M復調装置。

【請求項14】

前記位相変化量算出手段は、1組のパイロットキャリア間の位相の差を前記1組のパイロットキャリア間の周波数の差で割る演算を、複数のパイロットキャリアの組について行い、前記演算の結果を平均することにより前記変化量を算出することを特徴とする、請求項10記載のO F D M復調装置。

【請求項15】

前記O F D M復調装置は、

前記位相補正後の前記隣接位相差に基づいて前記データキャリアを差動復調するデータ復調手段をさらに備えた請求項10記載のO F D M復調装置。

【請求項16】

前記O F D M信号は、バースト状に入力される請求項10記載のO F D M復調装置。

【請求項17】

同一の位相及び振幅の割り当てられた複数のパイロットキャリアと、周波数軸方向に差動変調された複数のデータキャリアとを含む複数のサブキャリアで構成される複数のO F D Mシンボルから生成されたO F D M信号を受信して復調するO F D M復調方法であって、

前記受信したO F D M信号を前記O F D Mシンボル毎にフーリエ変換することにより前記複数のサブキャリアへと分離して、各サブキャリアの位相と振幅を求めるステップと、

送受信間の時間ずれによって発生し且つ周波数に比例する位相回転により、隣接するサブキャリア間に生じる送受信の位相差の変化量を、前記複数のパイロットキャリア間の位相に基づいて算出するステップと、

前記複数のデータキャリアに対して、各データキャリアの位相と前記各データキャリアを差動復調する際の基準となる隣接するサブキャリアの位相との差である隣接位相差を算出するステップと、

前記複数のデータキャリアの前記隣接位相差を前記変化量に基づいて補正するステップとを備えた、O F D M復調装置。

【請求項18】

同一の位相及び振幅の割り当てられた複数のパイロットキャリアと、周波数軸方向に差動変調された複数のデータキャリアとを含む複数のサブキャリアで構成される複数のO F D Mシンボルから生成されたO F D M信号を送受信するO F D M伝送システムであって、O F D M送信装置とO F D M受信装置を備え、

前記O F D M送信装置は、

前記複数のパイロットキャリアにそれぞれ同一の位相及び振幅を割り当て、前記複数のデータキャリアにそれぞれ送信データに応じた隣接するサブキャリアの位相と振幅の差を有する位相と振幅を割り当てる変調手段と、

前記O F D Mシンボル毎に前記複数のサブキャリアを逆フーリエ変換することにより前記O F D M信号を生成するO F D M信号生成手段とを備え、

前記O F D M受信装置は、

前記受信したO F D M信号を前記O F D Mシンボル毎にフーリエ変換することにより前記複数のサブキャリアへと分離して、各サブキャリアの位相と振幅を求めるサブキャリア分離手段と、

送受信間の時間ずれによって発生し且つ周波数に比例する位相回転により、隣接するサブキャリア間に生じる送受信の位相差の変化量を、前記複数のパイロットキャリア間の位相に基づいて算出する位相変化量算出手段と、

前記複数のデータキャリアに対して、各データキャリアの位相と前記各データキャリアを差動復調する際の基準となる隣接するサブキャリアの位相との差である隣接位相差を算出する隣接位相差算出手段と、

前記複数のデータキャリアの前記隣接位相差を前記変化量に基づいて補正する位相補

10

20

30

40

50

正手段とを備えた、O F D M 伝送システム。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、直交周波数分割多重（以下「O F D M」という）伝送に用いる変調装置および復調装置に関し、特に位相補正技術に関するものである。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

近年、移動体向けデジタル音声放送や地上系デジタルテレビ放送などにおいてO F D M技術を用いた伝送方式が注目されている。このO F D M技術はマルチキャリア変調方式の一種で、送信すべきデータ（送信データ）を隣接間で互いに直交する多数のサブキャリアに割り当て、さらに逆フーリエ変換することにより時間領域のデジタル変調信号に変換してO F D M信号を生成する。O F D M伝送においては、送信側で送信データに前述の処理を施して生成したO F D M信号を受信側に伝送する。そして受信側では、伝送されたO F D M信号に送信側で施された処理と逆の処理を施すことにより送信データを再生するものである。O F D M信号は、サブキャリアに分割された各々のデータの周期が長くなるため、マルチパスなどの遅延波の影響を受け難い特徴を有している。

10

【0 0 0 3】

O F D M復調は、直交検波器によりベースバンド帯域にダウンコンバートしたO F D M信号を、高速フーリエ変換（以下「F F T」という）回路を用いてフーリエ変換処理を施すことで行う。このとき、直交検波器では送受信間での正確な周波数同期の確立が必要であり、またF F Tでは受信したO F D M信号から1シンボル区間を規定のクロックで正確に取り込み、フーリエ変換することで各サブキャリアの位相と振幅情報を得る必要がある。

20

【0 0 0 4】

送受信のそれぞれにおけるO F D M信号に関して、周波数ずれおよび正確に1シンボル区間を取り込めない時間ずれがある場合、各サブキャリアは位相回転を起こし、送信データを再生できない。このように、O F D M復調には正確な周波数同期、シンボル同期およびクロック同期が必要であり、従来のO F D M復調装置では同期用シンボルを用いて周波数同期、シンボル同期、およびクロック同期のそれぞれを確立する必要がある。このために、O F D M信号S oは、図11に示すように、それぞれ複数（・・・、k、k+1、k+2、・・・）のサブキャリアS Cより成る複数のO F D MシンボルO Sにより伝送フレームが構成され、フレーム毎に同期用シンボルが挿入されて伝送される。同図において、縦軸は位相、横軸はサブキャリア周波数Fを表している。そしては隣接サブキャリア間の位相誤差を示している。

30

【0 0 0 5】

更に、図12に示すように、n（nは1以上の整数）個のO F D MシンボルO Sの先頭に同期用シンボルR Sとしてヌルシンボルを挿入して1つの伝送フレームF rを構成しており、このヌルシンボルを連続して検出することで同期を確立する。なお、ヌルシンボルはO F D M変調したものでなくても良く、同期情報が得られやすい信号を用いることができる。つまり、O F D M信号S oは、ランダムノイズ状の波形となるため、これらの同期情報を時間軸波形から直接得ることが困難であるからである。そのため、周波数同期のためには正弦波形の信号を、クロック同期のためにはクロック成分が抽出しやすい振幅シフトキーイング（A S K）方式により変調された波形信号を用いることができる。

40

【0 0 0 6】

図13を参照して、このように構成されたO F D M信号の概念について説明する。O F D M信号の周波数領域での状態S Fを図左半部に、時間領域での状態S Tを図右半部に模式的に示している。周波数軸信号S Fは、各O F D MシンボルO S 1～O S nのそれぞれが、周波数軸F上に多数のサブキャリアS Cを直交するように配置して構成される。この周波数軸信号S Fを逆フーリエ変換してO F D M変調することによって、時間軸信号S Tが

50

生成される。各サブキャリア S C は送信側で一次変調された間隔 $P = 1 / PS$ (Hz) でサブキャリアを配置し、逆フーリエ変換してシンボル期間 PS (sec) の時間軸 T 上の信号 S T に変換される。

【0007】

送信側から伝送する場合はこのOFDMシンボルOSと同期基準シンボルRSでOFDM信号の送信フレームを構成して伝送する。同期基準シンボルRSはOFDM変調したシンボルである必要はなく、同期処理に使いやすい波形の信号であれば良い。

【0008】

受信側では、入力された時間軸上の信号 S T から同期用基準シンボル RS だけを取り出して同期制御を行う。OFDMシンボルOSはシンボル期間 PS 毎に切り出され、更にフーリエ変換を施されて周波数軸上の信号 SF に変換されることにより、OFDMシンボルOSが各サブキャリア S C に分離される。その後、分離された各サブキャリア S C に対して一次復調（データ復調）が施されることにより、受信データが得られる即ち送信データが再生される。このようなOFDM信号の復調処理において同期を正確に維持するには定期的に同期基準シンボルを伝送する必要がある。

10

【0009】

以下に、図14を参照して、このような従来のOFDM復調装置の一例として、特開平8-102769号公報に開示されているOFDM復調装置について説明する。OFDM復調装置 DMC は、A/D変換器101、クロック同期確立器102、直交検波器103、周波数同期確立器104、高速フーリエ変換器(FFT)105、シンボル同期確立器106、および一次復調器107を有する。送信側より伝送されたOFDM信号 So' は、A/D変換器101、クロック同期確立器102、周波数同期確立器104、およびシンボル同期確立器106のそれぞれに供給される。

20

【0010】

クロック同期確立器102は、OFDM信号 So' 中の同期シンボル RS に基づいて、OFDM信号の送受信間におけるサンプリングクロックの同期ずれを検出する。クロック同期確立器102は、更に検出された同期ずれを補正して同期確立させたサンプリングクロック信号 Ssc を生成して A/D変換器101に出力する。A/D変換器101は、このサンプリングクロック信号 Ssc に基づいて、アナログのOFDM信号 So' をサンプリングクロック成分の同期が確立されたデジタルのOFDM信号 So に変換して、直交検波器103に出力する。

30

【0011】

周波数同期確立器104は、OFDM信号 So' 中の同期シンボル RS に基づいて、送受信間に於けるキャリア信号の周波数の同期ずれを検出して、同期確立させた周波数信号 Scf を生成して直交検波器103に出力する。直交検波器103は、この周波数信号 Scf に基づいて、サンプリングクロック成分の同期確立されたデジタルのOFDM信号 So のOFDMシンボルOS（サブキャリアSC）を直交検波して、中間周波数帯域からベースバンド帯域のOFDM信号 Sb に変換して、高速フーリエ変換器105に出力する。このベースバンド帯域のOFDM信号 Sb が、キャリア信号の周波数成分の同期確立と併せて、サンプリングクロック成分の同期確立がされていることは言うまでもない。

40

【0012】

シンボル同期確立器106は、OFDM信号 So' 中の同期シンボル RS に基づいて、送受信間におけるシンボル時間窓の同期ずれを検出して、同期確立させたシンボル時間窓信号 Sst を生成し、同信号 Sst を高速フーリエ変換器105に出力する。高速フーリエ変換器105は、シンボル時間窓信号 Sst に基づいて、ベースバンド帯域のOFDM信号 Sb に高速フーリエ変換処理を施す。そして、高速フーリエ変換器105は、個々のOFDMシンボルOS毎に、時間領域の信号から周波数領域の各サブキャリアSCに分離して、シンボル同期の確立したサブキャリア信号 Sc を生成し、そして同信号 Sc を一次復調器107に出力する。このサブキャリア信号 Sc は、シンボル窓の同期確立に併せて、サンプリングクロック同期およびキャリア信号の周波数同期が確立されている。

50

【0013】

一次復調器107は、高速フーリエ変換器105から出力されたサブキャリア信号S_cを各サブキャリア毎に復調して送信データS_dを再生する。

【0014】

従来のO F D M復調器D M Cは、直交検波器103によりベースバンド帯域にダウンコンバートしたO F D M信号S_bに、高速フーリエ変換(F F T)器105を用いてフーリエ変換演算を施す。このとき、直交検波器103では送受信間での正確な周波数同期確立が必要であり、またF F Tでは受信したO F D M信号から1シンボル区間を規定のクロックで正確に取り込み、フーリエ変換することで各サブキャリアの位相と振幅情報を得る。

【0015】

O F D M復調器側においては、サンプリングクロック、キャリア周波数、およびF F Tシンボル窓時間に関して、送信側におけるのと同一の条件を正確に再現してデータ処理を行う必要がある。つまり、O F D M復調時には、サンプリングクロック、キャリア周波数、およびシンボル時間窓の同期を確立しなければならない。これに対して、従来のO F D M復調装置では所定の間隔で間欠的に挿入される同期用シンボルを検出してシンボル同期およびクロック同期を確立している。この場合同期を確立するまでに数フレーム分の同期用シンボルの検出が必要であり、その間のO F D Mシンボルは正確に復調できない。しかし、送受信間での同期すれば、例えば伝送環境の変化によって容易に生じて、クロックずれ、周波数ずれ、および時間窓のずれを招く。これらのずれが生じている場合に、O F D M変調を行ったシンボルの各キャリアは、送信時の位相からこれらのずれに相当する量だけ位相回転を生じる。各サブキャリアの位相には情報(送信データ)が割り当てられているため、送信データが誤って再生されてしまう。

【0016】

これらのずれに対しては、同期用基準シンボルからその情報を検出して、サンプリングクロックずれ、キャリア周波数ずれ、シンボル時間窓ずれをそれぞれの誤差信号としてフィードバックして、逐一調整(同期確立)して同期をとっている。そのため、これらのずれが生じた時点で復調したO F D Mシンボルのサブキャリアには位相回転誤差が生じているため、送信データが誤って再生されてしまう。更に、所定の間隔で連続的に同期シンボルを検出できないと、安定した同期を確立することができないため、バースト状に送信されるO F D Mシンボルを正確に復調することが非常に困難である。

【0017】

それ故に、本発明は、上記問題を解決すべくなされたものであって、送受信間で周波数ずれや時間ずれがあるような場合でも、各サブキャリアの位相誤差を補正し、O F D Mシンボルの復調を可能にする、O F D M伝送のための変調装置および復調装置を提供することを目的とする。

【0018】**【課題を解決するための手段および発明の効果】**

上記のような目的を達成するために、本発明は、以下に示すような特徴を有している。

【0019】

第1の発明は、複数のデータキャリアと複数のパイロットキャリアとを含む複数のサブキャリアで構成される複数のO F D Mシンボルから生成されたO F D M信号を受信するO F D M復調装置であって、

前記受信したO F D M信号を前記O F D Mシンボル毎にフーリエ変換することにより前記複数のサブキャリアへと分離して、各サブキャリアの位相と振幅を求めるサブキャリア分離手段と、

前記複数のサブキャリアから前記複数のパイロットキャリアの位置を検出するパイロットキャリア位置検出手段と、

前記複数のパイロットキャリアはそれぞれ既知の位相と振幅が割り当てられており、前記パイロットキャリア毎の送受信間の位相差を、各パイロットキャリアにおける前記受信

10

20

30

40

50

したO F D M信号から求めた位相と前記既知の位相との差を求ることにより検出する位相差検出手段と、

送受信間の時間ずれによって発生し且つ周波数に比例する位相回転により、隣接するサブキャリア間に生じる送受信の位相差の変化量を、前記パイロットキャリアの位相差に基づいて算出する位相変化量算出手段と、

前記複数のデータキャリアについて、前記データキャリア毎の位相補正量を前記変化量に基づいて算出する位相補正量算出手段と、

前記位相補正量に基づいて前記データキャリア毎に前記受信したO F D M信号から求めた位相を補正する位相補正手段とを備えている。

【0020】

10

上記のような第1の発明によれば、パイロットキャリアの送受信間位相差が検出され、この位相差に基づいてキャリア周波数に対する送受信間位相回転量の変化量が算出され、この変化量に基づいて各サブキャリアの位相補正量が算出されるため、この位相補正量は各サブキャリアの絶対位相誤差（送受信間の位相誤差）に対応する。したがって、サブキャリアに対しQ P S KやQ A M変調のような絶対位相変調が行われているO F D M信号に対しても、各サブキャリアの位相誤差を補正して正しく復調することができる。

【0021】

第2の発明は、第1の発明において、

前記位相変化量算出手段は、第1のパイロットキャリアにおける位相差と前記第1のパイロットキャリアと連続する第2のパイロットキャリアにおける位相差の差を、前記第1のパイロットキャリアと前記第2のパイロットキャリアの周波数の差で割ることにより前記変化量を算出する。

20

【0022】

第3の発明は、第2の発明において、

前記位相変化量算出手段は、第1のパイロットキャリアにおける位相差と前記第1のパイロットキャリアと連続する第2のパイロットキャリアにおける位相差の差を、前記第1のパイロットキャリアと前記第2のパイロットキャリアの周波数の差で割ることにより前記変化量を算出する。

【0023】

30

第4の発明は、第1の発明において、

前記位相変化量算出手段は、縦軸を位相差、横軸を周波数とした2次元平面上に配置した第1のパイロットキャリアの位相差及び周波数と前記第1のパイロットキャリアと連続する第2のパイロットキャリアの位相差及び周波数とを直線近似し、前記直線の傾きから前記変化量を算出する。

【0024】

40

第5の発明は、第1の発明において、

前記位相変化量算出手段は、1組のパイロットキャリア間の位相差の差を前記1組のパイロットキャリア間の周波数の差で割る演算を、複数のパイロットキャリアの組について行い、前記演算の結果を平均することにより前記変化量を算出する。

第6の発明は、第1の発明において、

前記O F D M復調装置は、

前記位相補正後のデータキャリアを復調するデータ復調手段をさらに備えている。

【0025】

第7の発明は、第1の発明において、

前記O F D M信号は、バースト状に入力される。

【0026】

50

第8の発明は、

複数のデータキャリアと複数のパイロットキャリアとを含む複数のサブキャリアで構成される複数のO F D Mシンボルから生成されたO F D M信号を受信して復調するO F D M復調方法であって、

前記受信したO F D M信号を前記O F D Mシンボル毎にフーリエ変換することにより前記複数のサブキャリアへと分離して、各サブキャリアの位相と振幅を求めるステップと、
前記複数のサブキャリアから前記複数のパイロットキャリアの位置を検出するステップと、

前記複数のパイロットキャリアはそれぞれ既知の位相と振幅が割り当てられており、前記パイロットキャリア毎の送受信間の位相差を各パイロットキャリアにおける前記受信したO F D M信号から求めた位相と前記既知の位相との差を求めることにより検出するステップと、

送受信間の時間ずれによって発生し且つ周波数に比例する位相回転により、隣接するサブキャリア間に生じる送受信の位相差の変化量を、前記パイロットキャリアの位相差に基づいて算出するステップと、 10

前記複数のデータキャリアについて、前記データキャリア毎の位相補正量を前記変化量に基づいて算出するステップと、

前記位相補正量に基づいて前記データキャリア毎に前記受信したO F D M信号から求めた位相を補正するステップとを含む。

【0027】

第9の発明は、

複数のデータキャリアと複数のパイロットキャリアとを含む複数のサブキャリアで構成される複数のO F D Mシンボルから生成されたO F D M信号を送受信するO F D M伝送システムであって、 20

O F D M送信装置とO F D M受信装置とを備え、

前記O F D M送信装置は、

前記複数のパイロットキャリアにそれぞれ既知の位相と振幅を割り当て、前記複数のデータキャリアにそれぞれ送信データに応じた位相と振幅を割り当てる変調手段と、

前記O F D Mシンボル毎に前記複数のサブキャリアを逆フーリエ変換することにより前記O F D M信号を生成するO F D M信号生成手段とを備え、

前記O F D M受信装置は、

前記受信したO F D M信号を前記O F D Mシンボル毎にフーリエ変換することにより前記複数のサブキャリアへと分離して、各サブキャリアの位相と振幅を求めるサブキャリア分離手段と、 30

前記複数のサブキャリアから前記複数のパイロットキャリアの位置を検出するパイロットキャリア位置検出手段と、

前記複数のパイロットキャリアはそれぞれ既知の位相と振幅が割り当てられており、前記パイロットキャリア毎の送受信間の位相差を各パイロットキャリアにおける前記受信したO F D M信号から求めた位相と前記既知の位相との差を求めることにより検出する位相差検出手段と、

送受信間の時間ずれによって発生し且つ周波数に比例する位相回転により、隣接するサブキャリア間に生じる送受信の位相差の変化量を、前記パイロットキャリアの位相差に基づいて算出する位相変化量算出手段と、

前記複数のデータキャリアについて、前記データキャリア毎の位相補正量を前記変化量に基づいて算出する位相補正量算出手段と、 40

前記位相補正量に基づいて前記データキャリア毎に前記受信したO F D M信号から求めた位相を補正する位相補正手段とを備えている。

【0028】

第10の発明は、

同一の位相及び振幅の割り当てられた複数のパイロットキャリアと、周波数軸方向に差動変調された複数のデータキャリアとを含む複数のサブキャリアで構成される複数のO F D Mシンボルから生成されたO F D M信号を受信するO F D M復調装置であって、

前記受信したO F D M信号を前記O F D Mシンボル毎にフーリエ変換することにより前記複数のサブキャリアへと分離して、各サブキャリアの位相と振幅を求めるサブキャリア 50

分離手段と、

送受信間の時間ずれによって発生し且つ周波数に比例する位相回転により、隣接するサブキャリア間に生じる送受信の位相差の変化量を、前記複数のパイロットキャリア間の位相に基づいて算出する位相変化量算出手段と、

前記複数のデータキャリアに対して、各データキャリアの位相と前記各データキャリアを差動復調する際の基準となる隣接するサブキャリアの位相との差である隣接位相差を算出する隣接位相差算出手段と、

前記複数のデータキャリアの前記隣接位相差を前記変化量に基づいて補正する位相補正手段とを備えている。

【0029】

10

上記のような第9の発明によれば、受信されたパイロットキャリアの位相に基づいてサブキャリア間の位相補正量が求められ、パイロットキャリアの送受信間の位相差は求められない。したがって、サブキャリアに対し周波数方向の差動変調が行われているO F D M信号に対しては、簡単な構成で、サブキャリア間の位相差の誤差を補正して正しく復調することができる。

【0030】

第1_1の発明は、第1_0の発明において、

前記位相変化量算出手段は、第1のパイロットキャリアにおける位相と前記第1のパイロットキャリアと連続する第2のパイロットキャリアにおける位相の差を、前記第1のパイロットキャリアと前記第2のパイロットキャリアの周波数の差で割ることにより前記変化量を算出する。

20

【0031】

第1_2の発明は、第1_0の発明において、

前記位相補正手段は、前記隣接位相差から前記変化量を引くことにより前記隣接位相差を補正する。

【0032】

第1_3の発明は、第1_0の発明において、

前記位相変化量算出手段は、縦軸を位相、横軸を周波数とした2次元平面上に配置した第1のパイロットキャリアの位相及び周波数と前記第1のパイロットキャリアと連続する第2のパイロットキャリアの位相及び周波数とを直線近似し、前記直線の傾きから前記変化量を算出する。

30

【0033】

第1_4の発明は、第1_0の発明において、

前記位相変化量算出手段は、1組のパイロットキャリア間の位相の差を前記1組のパイロットキャリア間の周波数の差で割る演算を、複数のパイロットキャリアの組について行い、前記演算の結果を平均することにより前記変化量を算出する。

第1_5の発明は、第1_0の発明において、

前記O F D M復調装置は、

前記位相補正後のデータキャリアを復調するデータ復調手段をさらに備えている。

【0034】

40

第1_6の発明は、第1_0の発明において、

前記O F D M信号は、バースト状に入力される。

【0035】

第1_7の発明は、

同一の位相及び振幅の割り当てられた複数のパイロットキャリアと、周波数軸方向に差動変調された複数のデータキャリアとを含む複数のサブキャリアで構成される複数のO F D Mシンボルから生成されたO F D M信号を受信して復調するO F D M復調方法であって、

前記受信したO F D M信号を前記O F D Mシンボル毎にフーリエ変換することにより前記複数のサブキャリアへと分離して、各サブキャリアの位相と振幅を求めるステップと、

50

送受信間の時間ずれによって発生し且つ周波数に比例する位相回転により、隣接するサブキャリア間に生じる送受信の位相差の変化量を、前記複数のパイロットキャリア間の位相に基づいて算出するステップと、

前記複数のデータキャリアに対して、各データキャリアの位相と前記各データキャリアを差動復調する際の基準となる隣接するサブキャリアの位相との差である隣接位相差を算出するステップと、

前記複数のデータキャリアの前記隣接位相差を前記変化量に基づいて補正するステップとを備えている。

【0036】

第18の発明は、

10

同一の位相及び振幅の割り当てられた複数のパイロットキャリアと、周波数軸方向に差動変調された複数のデータキャリアとを含む複数のサブキャリアで構成される複数のOFDMシンボルから生成されたOFDM信号を送受信するOFDM伝送システムであって、OFDM送信装置とOFDM受信装置とを備え、

前記OFDM送信装置は、

前記複数のパイロットキャリアにそれぞれ同一の位相及び振幅を割り当て、前記複数のデータキャリアにそれぞれ送信データに応じた隣接するサブキャリアの位相と振幅の差を有する位相と振幅を割り当てる変調手段と、

前記OFDMシンボル毎に前記複数のサブキャリアを逆フーリエ変換することにより前記OFDM信号を生成するOFDM信号生成手段とを備え、

20

前記OFDM受信装置は、

前記受信したOFDM信号を前記OFDMシンボル毎にフーリエ変換することにより前記複数のサブキャリアへと分離して、各サブキャリアの位相と振幅を求めるサブキャリア分離手段と、

送受信間の時間ずれによって発生し且つ周波数に比例する位相回転により、隣接するサブキャリア間に生じる送受信の位相差の変化量を、前記複数のパイロットキャリア間の位相に基づいて算出する位相変化量算出手段と、

前記複数のデータキャリアに対して、各データキャリアの位相と前記各データキャリアを差動復調する際の基準となる隣接するサブキャリアの位相との差である隣接位相差を算出する隣接位相差算出手段と、

30

前記複数のデータキャリアの前記隣接位相差を前記変化量に基づいて補正する位相補正手段とを備えている。

【0064】

【発明の実施の形態】

図2を参照して、先ず、本発明に係るOFDM信号およびその変調と復調の基本概念について説明する。OFDM信号の周波数領域での状態S_fが図左半部に、時間領域での状態S_tが図右半部に模式的に示されている。周波数軸信号S_fは、周波数軸F上に直交するように配置された多数のサブキャリアSCの間に、パイロットキャリアPCと呼ばれる既知の位相を持つサブキャリアが埋め込まれて構成される。つまり、各OFDMシンボルOSを構成する複数のサブキャリアSCの内、所定の間隔のサブキャリアSCのそれぞれに既知の位相を与えて、この既知の位相を有するサブキャリアSCをパイロットキャリアPCとする。図2に示すように、本発明に係るOFDM信号Soは同期シンボルRSを必要としない構成である。

40

【0065】

図15に示すように、OFDM信号を用いたデータ伝送システムにおいて、送信側では、送信装置120内に含まれるOFDM変調装置121が次のようにしてOFDM信号を生成する。すなわち、まず、送信すべきデータ(送信データ)を複数のサブキャリアに割り当てると共にそれらのサブキャリアの間にパイロットキャリアPCを挿入することにより、伝送に使用されるサブキャリアSCを生成する。次に、パイロットキャリアの埋め込まれたこのサブキャリアSCに対してシンボル期間毎に逆フーリエ変換を施すことにより、

50

時間領域信号 S_t を生成する。この時間領域信号 S_t は、変調された後に O F D M 信号 S_o' として伝送路 130 を介して送信装置 120 から受信装置 140 へと伝送される。受信側では、この O F D M 信号 S_o' を受信して、受信装置 140 に含まれる O F D M 復調装置 141 がこの O F D M 信号 S_o' から次のようにして受信データを得る。すなわち、まず、この O F D M 信号 S_o' を復調してベースバンド信号である時間領域信号 S_t を得る。次に、この時間領域信号 S_t をシンボル期間 P S 毎に切り出し、切り出された時間領域信号 S_t にフーリエ変換を施して周波数軸 F 上の各サブキャリア SC に分離する。分離後、パイロットキャリア PC の位相からその O F D M シンボル内の位相回転誤差を推定し、各サブキャリア SC の位相誤差を補償する。この位相誤差の補償された各サブキャリアの位相と振幅を求ることにより受信データを得る。

10

【 0 0 6 6 】

このように本発明においては、同期ずれによる位相誤差を補正しているので、バースト状に複数の O F D M シンボル OS が送信される場合に、個々の O F D M シンボル OS を正しく復調できる。

【 0 0 6 7 】

更に、O F D M シンボル OS 自体に埋め込まれたパイロットキャリア PC に基づいて、同期ずれによる位相誤差を補償できるので、同期検出部の検出精度が劣っている、或いは同期検出部が無くても、高精度にデータを復調できる。

【 0 0 6 8 】

また、本発明は図 12 および図 13 に示した従来の O F D M 信号のようにフレーム構成で送信される場合にも適用できる。つまり、フレームを構成する各シンボル内にパイロットキャリア PC を埋め込むことにより、シンボル単位での同期ずれを補正できるので、O F D M シンボルが連続的に入力される場合にも正しく同期補正できる。

20

【 0 0 6 9 】

後に詳述するが、同期基準シンボル RS に基づいてある程度同期をとった後、同期確立器で追い込めないいずれに関して位相補償をかけて、さらに復調の精度を上げることができる。本発明が、同期シンボル RS を含む従来の O F D M 信号にも適用できることは、後ほど図 9 を参照して詳しく説明する。

【 0 0 7 0 】

図 3 を参照して、図 2 に示した O F D M 周波数軸信号 S_f におけるサブキャリア SC の詳細について更に説明する。周波数軸 F 上に配置された多数のサブキャリア SC の内、所定のサブキャリアに基準位相となる所定の複素数を割り当て、これをパイロットキャリア PC (点線の矢印で表示) とする。パイロットキャリア PC に割り当てる複素数は、例えば (1 , 0)などを用いる。ただし、実部 i および虚部 q からなる複素数を “ (i , q) ” と表記するものとする。パイロットキャリア PC は、例えば一定周波数間隔のサブキャリア SC に割り当たられる。或いは、各パイロットキャリア PC の間にに入るサブキャリア SC の数 (つまり、サブキャリア間隔) が 1 , 3 , 5 , ⋯ のように、一定の増分で増加する周波数間隔のサブキャリア SC をパイロットキャリア PC に割り当てもよい。さらに所定の PN 系列で規定される周波数間隔のサブキャリアに、パイロットキャリア PC を割り当ることもできる。このように、本発明においては、パイロットキャリア PC を一定周波数間隔のサブキャリアに割り当てた O F D M 信号、パイロットキャリア PC を所定の増分で増加する周波数間隔のサブキャリアに割り当てた O F D M 信号、パイロットキャリア PC 、および所定の PN 系列で規定される周波数間隔のサブキャリアに割り当てた O F D M 信号のいずれも正しく復調できる。

30

【 0 0 7 1 】

パイロットキャリア PC 以外のサブキャリア SC には送信データを割り当て、これをデータキャリア DC と呼ぶ。データキャリア DC に送信データを割り当てるには様々な変調方式を用いることができ、例えば Q P S K や 16 Q A M などがある。また、隣接するデータキャリア DC 間で差動変調しても良く、例えば、D Q P S K や D A P S K などを用いることができる。このように、差動変調に多値差動位相変調や多値差動振幅位相変調を用いる

40

50

ことができる。

【0072】

送信側は、このように構成したサブキャリアSCに逆フーリエ変換を施してOFDM変調を行い時間領域信号STに変換したOFDM信号に、ガードインターバルを付加する。ガードインターバルが付加されたOFDM信号は、連続的に送信或いはOFDMシンボル毎にバースト的に送信される。

【0073】

<OFDM変調装置>

以下、本発明のOFDM変調装置の実施形態について説明する。

図16は、本発明のOFDM変調装置の第1の実施形態の構成を示すブロック図である。
この第1の実施形態のOFDM変調装置は、データ変調部201と直並列変換部203とOFDM信号生成部200とを備えており、OFDM信号生成部200は、逆フーリエ変換部205と、ガード挿入部207と、直交変調部209と、発振器211と、D/A変換器213と、ローパスフィルタ215とを有している。送信データSDは、このOFDM変調装置におけるデータ変調部201に入力される。データ変調部201は、この送信データSDを所定のブロックに区切り、各ブロックのデータを、各サブキャリアの位相と振幅に対応する1個の複素数（またはベクトル）に変換し、その複素数を各サブキャリアに割り当てる（このようにして各ブロックのデータに対応する複素数の割り当てられたサブキャリアを「データキャリア」という）。また、データ変調部201は、送信データSDの供給を受ける他、位相と振幅に対応する既知複素数の割り当てられたパイロットキャリアPCおよびパイロットキャリアの挿入に対応するタイミング信号Sitの供給を受け、そのタイミング信号Sitに基づき、データキャリアに対しパイロットキャリアPCを挿入する。このようにしてパイロットキャリアPCがデータキャリアに埋め込まれることにより、伝送に使用されるサブキャリアが周波数軸上の伝送サブキャリアSCとして得られる。これらの周波数軸上の伝送サブキャリアSCの位相と振幅に対応するデータが、1シンボル期間に相当する伝送サブキャリアを単位として、直並列変換部203で並列データに変換された後に逆フーリエ変換部205に入力される。逆フーリエ変換部205は、その並列データを逆フーリエ変換することにより、時間領域信号Stに変換する。この時間領域信号Stは、ガード挿入部207によりガードインターバルを付加された後、直交変調器209において、発振器211により生成された信号を用いて直交変調される。この直交変調後の信号は、D/A変換器213によりアナログ信号に変換された後、ローパスフィルタ215を経て、OFDM信号So'をしてOFDM変調装置から出力される。
10
20
30

【0074】

図17は、本発明のOFDM変調装置の第2の実施形態の構成を示すブロック図である。この第2の実施形態のOFDM変調装置は、差動変調部231と直並列変換部203とOFDM信号生成部200とを備えており、OFDM信号生成部200は、逆フーリエ変換部205と、ガード挿入部207と、直交変調部209と、発振器211と、D/A変換器213と、ローパスフィルタ215とを有している。この第2の実施形態における構成要素のうち、第1の実施形態と同一の構成要素については同一の参照符号が付されている。
40

【0075】

送信データSDは、上記のOFDM変調装置における差動変調部231に入力される。差動変調部231は、この送信データSDを所定のブロックに区切り、各ブロックのデータを用いて次のような差動変調を行う。すなわち、差動変調部231は、図18に示すように、後述のパイロットキャリアを基準に、周波数方向に隣接するサブキャリア間で差動変調を行う。この差動変調の方式として差動位相変調方式を用いるものとすると、差動変調部231は、送信データSDを構成する各ブロックのデータを、周波数方向に隣接するサブキャリアの位相差に対応させる（このようにして各ブロックのデータの割り当てられたサブキャリアを本実施形態においても「データキャリア」という）。また、差動変調部231は、送信データの供給を受ける他、位相と振幅に対応する既知複素数の割り当てられ
50

たパイロットキャリア P C およびパイロットキャリアの挿入に対応するタイミング信号 S it の供給を受け、そのタイミング信号 S it に基づき、データキャリアに対しパイロットキャリア P C を挿入する。なお、本実施形態のように差動変調を用いる場合には、挿入される各パイロットキャリア P C の位相が同一となるように既知複素数が割り当てられる。このようにしてパイロットキャリア P C がデータキャリアに埋め込まれることにより、伝送に使用されるサブキャリアが周波数軸上の伝送サブキャリア S C として得られる。この周波数軸上の各伝送サブキャリア S C の位相と振幅に対応するデータが、1 シンボル期間に相当する伝送サブキャリアを単位として、直並列変換部 203 で並列データに変換された後に逆フーリエ変換部 205 に入力される。以降、上記の第 1 の実施形態と同様にして、逆フーリエ変換部 205 、ガード挿入部 207 、直交変調部 209 、発振器 211 、 D / A 変換器 213 およびローパスフィルタ 215 により、 O F D M 信号 S o ' が生成される。
10

【 0076 】

このような第 2 の実施形態によれば、周波数方向に隣接するサブキャリア間で差動変調が行われるため、従来のように隣接シンボル間で差動変調が行われる場合とは異なり、塊になったデータが間欠的に現れるように構成されたバースト状の O F D M 信号が送信されるときであっても効率良く変調および復調を行うことができ、 O F D M 信号がバースト状である場合の伝送効率が向上する。

【 0077 】

< O F D M 復調装置 >
20
以下、本発明の O F D M 復調装置の実施形態について説明する。

【 0078 】

(第 1 の実施形態)

図 1 を参照して、本発明の第 1 実施形態に係る O F D M 復調装置について説明する。本実施形態に係る O F D M 復調装置 D M P は、サブキャリア分離部 10 と位相補正器 11 とデータ復調器 13 とを備えている。サブキャリア分離部 10 は、 A / D 変換器 1 、直交検波器 3 、および高速フーリエ変換器 5 を有し、位相補正器 11 は、データキャリア位相誤差推定器 7 およびデータキャリア位相補正器 9 を有している。

【 0079 】

A / D 変換器 1 、直交検波器 3 、および高速フーリエ変換器 5 は、図 14 に示した従来の O F D M 復調装置 D M C における A / D 変換器 101 、直交検波器 103 、および高速フーリエ変換器 105 のそれぞれと基本的に同様の構成である。 A / D 変換器 1 は入力された O F D M 信号 S o ' をアナログ / デジタル変換して O F D M 信号 S o " を生成し、直交検波器 3 は O F D M 信号 S o " を直交検波してベースバンド帯域の O F D M 信号 S b ' を生成し、そして高速フーリエ変換器 5 はベースバンド帯域の O F D M 信号 S b ' に高速フーリエ変換処理を施してサブキャリア信号 S c ' を生成する。
30

【 0080 】

しかしながら、本実施形態の O F D M 復調装置 D M P には、従来の O F D M 復調装置 D M C に於けるクロック同期確立器 102 、周波数同期確立器 104 、およびシンボル同期確立器 106 に相当する手段が設けられていない。その結果、生成されたこれらの信号 S o " 、 S b ' 、および S c ' は、サンプリングクロック、サブキャリア信号の周波数、およびシンボル窓について同期確立されていない。
40

【 0081 】

このように同期が取れていないサブキャリア信号 S c ' は、データキャリア位相誤差推定器 7 およびデータキャリア位相補正器 9 に出力される。データキャリア位相誤差推定器 7 は、 O F D M 復調されたサブキャリア S c ' 中のパイロットキャリア P C に基づいて受信 O F D M 信号 S o ' 中のデータキャリア D C の位相誤差を推定し、推定された位相誤差の補正量 S H C を表す位相誤差補正信号 S h c を生成してデータキャリア位相補正器 9 に出力する。

【 0082 】

10

20

30

40

50

データキャリア位相補正器 9 は、この位相誤差補正信号 S_{hc} に基づいて、サブキャリア信号 S_c' 中のデータキャリア DC を直接補正することでクロックずれ、周波数ずれ、およびシンボルずれ (FFT 時間窓ずれ) による影響 (位相回転) を補正して位相補正サブキャリア信号 S_{cr} として、データ復調器 13 に出力する。データキャリア位相誤差推定器 7 とデータキャリア位相補正器 9 とは、OFDM 信号の位相を補正する位相補正器 11 を構成している。

【0083】

なお、データキャリア位相誤差推定器 7 による位相誤差補正量を求める方法は、サブキャリア SC の位相変調方式により異なる。例えば、QPSK や QAM 变調のようにサブキャリアが絶対位相変調されている場合には各サブキャリアの絶対位相誤差 (送受信間の位相誤差) を求める。また、DQPSK や DAPS K 变調のようにサブキャリア間で差動変調されている場合はサブキャリア間の相対位相誤差を求める。但し、サブキャリア間が差動変調されている場合にも、絶対位相誤差を求ることによって位相誤差補正量を求めることが可能である。位相補正器 11 の具体的な構成について、図 4、図 6、および図 8 を参照して以下に詳しく説明する。

10

【0084】

(第 1 実施例)

図 4 を参照して、本発明の第 1 実施例に係る位相補正器 11 について述べる。本実施例では、サブキャリア SC が絶対位相変調されている OFDM 信号の復調に特に適している。絶対位相変調されているサブキャリア SC の位相を補正する位相補正器 11A は、サブキャリア SC の絶対位相誤差を求めるデータキャリア位相誤差推定器 7A とデータキャリア位相補正器 9 から構成される。さらに、データキャリア位相誤差推定器 7A は、パイロットキャリア位置検出器 8a、パイロットキャリア抽出器 8b、パイロットキャリアメモリ 8c、位相差演算器 8d、位相変化量演算器 8e、および位相補正量演算器 8f により成る。パイロットキャリア位置検出器 8a には、送信側で何番のサブキャリアがパイロットキャリアに割り当てられているかの情報が保存されている。パイロットキャリアメモリ 8c には、送信側で既知の複素数を割り当てた送信パイロットキャリア PC の情報 SPC が予め保持されている。

20

【0085】

FFT 回路 5 で周波数領域の信号 S_f に変換された受信データ S_c' には、図 2 に示したように同一時間上に各サブキャリア SC が分離されて、その周波数順に配列されている。このように分離配列された複数個のサブキャリアを示す複素数データが得られる。これら複数の分離されたサブキャリア SC のそれぞれはパラレルにデータキャリア位相誤差推定器 7A のパイロットキャリア位置検出器 8a およびパイロットキャリア抽出器 8b の双方に入力される。

30

【0086】

パイロットキャリア位置検出器 8a は、送信側で割り当てられた順番に基づいて、サブキャリア SC 中のパイロットキャリア PC の位置を検出してパイロットキャリア位置信号 L_{pc} を生成してパイロットキャリア抽出器 8b およびパイロットキャリアメモリ 8c に出力する。しかしながら、この送信側でサブキャリアに割り当てられた順番に基づいてパイロットキャリアの位置を検出する方法は、OFDM 信号の周波数オフセットがキャリア間隔以上になると FFT 回路 5 の出力であるサブキャリア SC 中のデータキャリアの位置がずれるため、パイロットキャリア PC の位置を正しく検出することができない。このような場合には、送信側でパイロットキャリア PC とデータキャリア DC とを異なるパワーレベルで変調しておき、その変調パワーレベルに基づいてパイロットキャリア PC の位置を検出するようにしても良い。

40

【0087】

パイロットキャリア抽出器 8b は、入力されたサブキャリア SC 中のパイロットキャリア PC を抽出する。すなわち、パイロットキャリア抽出器 8b は、パイロットキャリア位置信号 L_{pc} に基づき、パイロットキャリア位置検出器 8a で検出されたパイロットキャ

50

リア P C の位置に相当するサブキャリア S C を抽出して、受信パイロットキャリア信号 R p c を生成すると共に、位相差演算器 8 g に出力する。

【 0 0 8 8 】

パイロットキャリアメモリ 8 c は、パイロットキャリア位置信号 L p c に基づいて、検出されたパイロットキャリア P C の位置に対応するパイロットキャリア P C の情報 S P C (すなわちパイロットキャリア P C に割り当てられた既知複素数) を自身から読み出して、送信パイロットキャリア信号 S p c として位相差演算器 8 d に出力する。

【 0 0 8 9 】

位相差演算器 8 d は、受信パイロットキャリア信号 R p c と送信パイロットキャリア信号 S p c に基づいて、パイロットキャリア抽出回路 8 b で抽出された受信パイロットキャリア P C (R) と、パイロットキャリアメモリ 8 c に保持されている送信パイロットキャリア P C (S) を比較し、その位相差 P D を求める。位相差 P D は、受信パイロットキャリアに割り当てられた複素数 A と、送信パイロットキャリアに割り当てられた複素数 B を入力とし、複素数 A と複素数 B の共役複素数とを乗算し、得られた複素数 C = (i , q) から逆正接 arctan(q/i) を演算して求めることができる。

10

【 0 0 9 0 】

位相差 P D は、また、複素数 A と複素数 B の位相を、それぞれ逆正接 arctan 演算で求め、それらを引き算することで求めることもできる。このようにして求められた位相差 P D は、各キャリアが送信時の位相から受信側の周波数ずれおよび時間ずれによってどれだけ位相回転したかを表わす。位相差演算器 8 d は更に、位相差 P D を示す送受信間位相差信号 S p d を生成して、位相変化量演算器 8 e および位相補正量演算器 8 f の双方に出力する。
。

20

【 0 0 9 1 】

位相変化量演算器 8 e は、送受信間位相差信号 S p d に基づいて、各パイロットキャリアの送受信間位相差 P D とキャリア周波数から、キャリア周波数に対する送受信間の位相差変化量 A P D を求める。位相変化量 A P D は、各パイロットキャリア間の位相変化を補間することで求めることができる。なお、キャリア周波数は各パイロットキャリアの周波数であるので、各パイロットキャリアの位置を知ることにより求めることができる。

【 0 0 9 2 】

例えば、各パイロットキャリアの送受信間位相差 P D を縦軸に、キャリア周波数を横軸にとり、直線近似することでこの直線の傾きを求め、この傾きから位相変化量を求めることができる。また、任意のパイロットキャリア間の送受信間位相差の差をそのパイロットキャリア P C 間のキャリア周波数差で割ることで、2つのパイロットキャリア間の位相変化量を求めることもできる。さらにそれをシンボル内の各パイロットキャリア P C で順に計算し、その平均値を求ることでより高精度に位相変化量を求めることができる。つまり、任意の二つのパイロットキャリア P C を P C a と P C b とし、パイロットキャリア P C a の送受信間位相差 a とパイロットキャリア P C b の送受信間位相差 b の差 a - b を P C a と P C b の周波数差 F a - F b で割ると、パイロットキャリア P C a と P C b の間ににおける、キャリア周波数に対する位相変化量 が求まる。すなわち、次式により位相変化量 が求まる。

30

$$= (a - b) / (F a - F b)$$

40

【 0 0 9 3 】

更に詳述すれば、各サブキャリアの位相誤差 (k) を全て元に戻す必要があるので、各サブキャリアの補正量 ' (k) は、先頭のキャリアの位相誤差 (k) に 0 を累積していくべき。それ故、補正量は、' (k) = - (k + (0)) で表すことができる。

【 0 0 9 4 】

図 5 を参照して、以下に、周波数ずれ f および時間ずれ t による位相回転について説明する。同図において、(P C n) は n 番目のパイロットキャリア P C の送受信間位相差 P D を、 はキャリア間の位相誤差を、 k はデータキャリア D C の番号を表す。 n と k は正の整数である。各データキャリア D C は、(P C n) を基準に が累算された分だ

50

け位相回転を起こしている。よって、各データキャリアの位相補正量 S H C はパイロットキャリア P C の送受信間位相差 (P C n) を基準に、位相変化量演算器 8 e で求めた位相誤差 に相当する位相変化量 A P D を累算することで求められる。これにより、各データキャリア D C が周波数ずれ f および時間ずれ t により送信時の位相から回転した位相回転量を求めることができる。

【0095】

位相変化量演算器 8 e は、このようにして求めた位相変化量 A P D を示す送受信間位相差変化量信号 S a p d を生成して位相補正量演算器 8 f に出力する。

【0096】

位相補正量演算器 8 f は、送受信間位相差信号 S p d および送受信間位相差変化量信号 S a p d に基づいて、各パイロットキャリアの送受信間位相差 P D とキャリア周波数に対する位相変化量 A P D とから、各データキャリア毎の位相補正量 S H C を求めて位相誤差補正信号 S h c を生成する。各データキャリア毎の位相補正量 S H C を求めるには、連続する二つのパイロットキャリア P C 1 および P C 2 が入力された時点で、その二つのパイロットキャリア P C 1 および P C 2 間のデータキャリア D C の補正量を算出する方法と、1 シンボル内のすべてのパイロットキャリア P C が入力された時点で 1 シンボル内のすべてのデータキャリア D C を一括してデータキャリア D C の補正量を求める方法との二通りの方法がある。

【0097】

データキャリア位相補正器 9 は、位相誤差補正信号 S h c に基づいて、各データキャリア毎の位相補正量 S H C に基づき、各データキャリアの位相を位相補正量分だけ戻すことでの位相補正を行う。上述のように、位相補正量演算器 8 f が複数のパイロットキャリア P C に基づいて位相補正量 S H C を演算し終わる迄の間、少なくともその複数のパイロットキャリア P C 間に位置するデータキャリア D C の位相補正はできないので、その間それらのデータキャリア D C を保持しておく必要がある。このデータキャリア D C の保持のためには、適当な容量のバッファをデータキャリア位相補正器 9 に設けるか、或いは高速フーリエ変換器 5 中に設けられているフーリエ演算時に必要とされるバッファを読み出しタイミングを適切に制御することで共用できる。位相補正された各データキャリア S c r は、データ復調器 1 3 で復調されて、送信データ S d' が再生される。

【0098】

第 1 実施例においては、データキャリア D C の変調にはどのような方式を用いても良く、例えば QPSK や 16QAM、また DQPSK や 16DAPS などの差動変調方式を用いてもよい。これらの演算は例えば DPSKなどを用いることで実現することができる。さらに FFT 以降の処理ステップはプログラムとして記録媒体に記録して実行することで処理することもできる。

【0099】

(第 2 実施例)

図 6 を参照して、本発明の第 2 実施例に係る位相補正器 1 1 について述べる。本実施例に於ける位相補正器 1 1 B は、第 1 実施例に係る位相補正器 1 1 A と異なり、OFDM 变调装置の上記第 2 の実施形態によって得られる OFDM 信号のようにサブキャリア S C が差動変調されている OFDM 信号の復調に特に適している。データキャリア D C を周波数方向に隣接するサブキャリア間で差動変調している場合、周波数ずれによる一定の位相回転は差動復調によりキャンセルされるが、隣接キャリアの位相差に時間ずれによる位相誤差が加えられ、正しく差動復調することができない。

【0100】

図 7 に、差動変調による OFDM 信号の様子を示す。k はサブキャリア S C の番号を表す。送信側ではサブキャリア k とサブキャリア k + 1 の位相差 に送信データを割り当てる。時間ずれが生じた場合、各サブキャリア周波数に比例して位相誤差が生じる。そのため、サブキャリア k + 1 はサブキャリア k に対し、本来の位相差から更に位相誤差 だけ回転した (k + 1)' となる。

10

20

30

40

50

【0101】

サブキャリア($k + 1$)' とサブキャリア k の位相差は $+ \Delta\phi$ となり、この隣接サブキャリアで差動復調を行っても、正しく送信データを再生することができなくなる。そこで、本実施例は、隣接サブキャリア間の位相誤差のみを求め、位相補正を行うために、以下に述べるように構成される。本実施例に係るO F D M復調器は、位相補正器11Aが位相補正器11Bに変わると共に、データ復調器13が差動復調器15と交換された構造を有している。

【0102】

位相補正器11Bは位相補正器11Aのデータキャリア位相誤差推定器7Aがデータキャリア位相誤差推定器7Bに交換された構成を有している。データキャリア位相誤差推定器7Bは、データキャリア位相誤差推定器7Aのパイロットキャリア位置検出器8aおよびパイロットキャリアメモリ8cが取り除かれ、位相差演算器8dが位相演算器8gに交換されると共に、位相補正量演算器8fに対する位相差演算器8dの出力を取りやめた構成を有している。10

【0103】

F F T回路5で周波数領域に変換し各サブキャリアに分離した受信データ S_c' は、データキャリア位相誤差推定器7Bのパイロットキャリア抽出器8bに入力される。

【0104】

パイロットキャリア抽出器8bは、サブキャリア S_c' 中のパイロットキャリアP Cを抽出して、受信パイロットキャリア信号 $R_{p c}'$ を生成すると共に、位相演算器8gに出力する。20

【0105】

位相演算器8gは、受信パイロットキャリア信号 $R_{p c}'$ に基づいて、パイロットキャリア抽出器8bで抽出された受信パイロットキャリアP C(R)の位相を求める。位相演算は、入力される受信パイロットキャリアP C(R)に割り当てられた複素数(i, q)から逆正接 $\arctan(q/i)$ を演算することで受信パイロットキャリアP C(R)の位相P Hを求めることができる。また、複素数(i, q)から q/i を演算することにより受信パイロットキャリアP C(R)の位相の近似値を求めるようにしてもよい。

【0106】

本実施例においては、O F D M信号に含まれるサブキャリアは周波数方向に隣接するサブキャリア間で差動変調されているため、サブキャリア間の位相誤差がどれだけあるかを求めるべく、各サブキャリアが送信時の位相からどれだけ回転したかは考慮しなくて良い。また、このように差動変調されていることに加えて、送信パイロットキャリアのそれぞれの位相は同一であるため、第1実施例のデータキャリア位相誤差推定器7A(位相差演算器8d)のように、受信パイロットキャリアと送信パイロットキャリアとの間で位相を比較して送受信間位相差を求める必要はない。このようにして、受信パイロットキャリアの位相P Hを検出した後に、位相演算器8gは受信パイロットキャリア位相信号 $S_{p h}$ を生成して位相変化量演算器8eに出力する。30

【0107】

位相変化量演算器8eは、受信パイロットキャリア位相信号 $S_{p h}$ に基づいて、位相演算器8gで求めた受信パイロットキャリアP C(R)の位相P Hとキャリア周波数から、第1実施例と同様に直線近似等の方法を用いてキャリア周波数に対する送受信間の位相変化量A P D'を求める。そして、求めた位相変化量A P D'を示す送受信間位相差変化量信号 S_{apd}' を位相補正量演算器8fに出力する。40

【0108】

位相補正量演算器8fは、送受信間位相差変化量信号 S_{apd}' に基づいて、キャリア間の位相補正量H Cを求める。本実施例においては、データキャリアD Cは隣接キャリア間で差動変調されているため、隣接キャリア間での時間ずれによる位相回転量だけを補正すればよい。この場合、位相補正量演算器8fは、比較するキャリア間のキャリア周波数に対する位相誤差を補正する位相補正量を演算する。例えば、隣接キャリア間で比較する場50

合、1キャリア周波数間隔分の位相誤差を求めるので、位相変化量演算器8eで求めたキャリア周波数に対する位相変化量A P D'が位相誤差に相当する。2キャリア周波数間隔分離れたキャリアを比較して、2を演算することで位相補正量が求まる。

【0109】

更に詳述すると、差動変調ではサブキャリアSC間の位相差に情報を乗せているので、データに割り当てられた位相差は $\omega_{k+1} - \omega_k = d$ (ω_k はk番目のサブキャリアの位相)で表される。OFDM信号が受信側で受信された後に、サブキャリアSCに同じ位相誤差が発生しても、位相差は変わらない。ところが、サブキャリア周波数(k)に比例する位相誤差 k があると、 $\omega_{k'+1} - \omega_{k'} = d + k$ となる。よって、補正量として k を求めるべき。

10

【0110】

データキャリア位相補正器9は、位相補正量演算器8fで求めた位相補正量HCに基づき、高速フーリエ変換器5が出力する各データキャリアSc'の位相を補正する。位相補正是、差動復調を行う2つのデータキャリアに対して、そのデータキャリア間にに対する位相補正量分だけ位相を戻すことで行う。

【0111】

差動復調器15は、データキャリア位相補正器9から出力された位相補正サブキャリア信号Scrを差動復調して送信データSd'を再生する。

【0112】

本実施例において、データキャリアの変調には、隣接キャリア間での差動変調方式を用い、例えはDQPSKなどの多値差動位相変調や16DAPS Kなどの多値差動振幅位相変調方式を用いることができる。このように、隣接データキャリアを差動変調しておくことで、受信側における位相補正量の演算は簡単になり、第1実施例に比べ構成を簡単にできる。本実施例においては、サブキャリア自体の位相補正、つまり時間ずれの位相誤差を補正する。そして、補正されたサブキャリア間の位相差を求ることによって、周波数ずれの位相誤差をキャンセルすると共に求められた位相差をデマッピングしてデータを復調する。

20

【0113】

これらの演算は第1実施例同様、DSPなどを用いて実現することができる。さらにFFT以降の処理ステップはプログラムとして記録媒体に記録して実行することで処理することもできる。

30

【0114】

(第3実施例)

図8を参照して、本発明の第3実施例に係る位相補正器11について述べる。本実施例に於ける位相補正器11Cは、第2実施例に係る位相補正器11Bと同様に、サブキャリアSCに対し周波数方向に隣接するサブキャリア間での差動変調が行われているOFDM信号の復調に特に適している。位相補正器11Cは、第2実施例に係る位相補正器11Bのデータキャリア位相補正器9と高速フーリエ変換器5との間にキャリア間位相差演算器6を挿入すると共に、差動復調器15をデータ復調器13に戻した構成である。よって、データキャリア位相誤差推定器7Bの構成および動作については説明済みであるので、キャリア間位相差演算器6に関してのみ説明する。

40

【0115】

キャリア間位相差演算器6は、高速フーリエ変換器5からの出力であるサブキャリアSc'から、送信データに相当する隣接サブキャリア間の位相差を演算し、演算結果を位相差信号Sc"として、データキャリア位相補正器9に出力する。位相差信号Sc"において、周波数ずれによる位相誤差は既にキャンセルされているが時間ずれによる位相誤差は含まれたままである。

【0116】

データキャリア位相補正器9は、位相誤差補正信号Shcに基づいて、位相差信号Sc"の位相補正を行った後、位相補正サブキャリア信号Scrをデータ復調器13に出力する

50

。

【0117】

本実施例においても、第2実施例と同様にデータキャリアの変調方式は周波数方向の隣接キャリア間での差動変調を用い、例えばDQPSKなどの多値差動位相変調や16DAPSKなどの多値差動振幅位相変調などを用いることができる。さらに、これらの演算は第1実施例同様DSPなどを用いて実現することができる。さらにFFT以降の処理ステップはプログラムとして記録媒体に記録して実行することで処理することもできる。このように、本実施例においては、キャリア間位相差演算によってサブキャリア間の位相差を求めるときに、周波数ずれの位相誤差がキャンセルされる。その後に、求められたサブキャリア間の位相差を補正することによって時間ずれの位相誤差を補正する。そして、補正された位相差をデマッピングしてデータを復調する。10

【0118】

以上に述べたように、本発明の第1実施形態に係るOFDM復調装置DMPは、OFDMシンボル内に埋め込まれた既知の位相を有するパイロットキャリアPCに基づいて位相補正を行うために、図13に示すOFDM信号のように同期シンボルRSがフレームに挿入されていなくても、正確な復調が可能である。

【0119】

(第2の実施形態)

図9を参照して本発明の第2実施例に係るOFDM復調装置について以下に説明する。本実施形態にかかるOFDM復調装置DMP'は、同期シンボルRSとフレームで構成されて送信される従来のOFDM信号の復調に適している。本実施形態で用いられるOFDM信号は、図13に示すフレームを構成する各シンボル内に、図2および図3に示したパイロットキャリアPCを埋め込んだ構造を有する。OFDM信号をこのように構成することによって、同期基準シンボルRSに基づいて、図14に示した各同期確立器によってある程度同期をとり、同期確立器で追い込めないいずれに関しては、図1に示す位相補正器11によって位相補償をして、さらに復調の精度を上げるようにしたものである。20

【0120】

つまり、本実施形態に係るOFDM復調装置DMP'は、図1に示すOFDM復調装置DMPに、図14に示したクロック同期確立器102、周波数同期確立器104、およびシンボル同期確立器106が追加された構造を有する。その結果、上述のように、高速フーリエ変換器5は、シンボル時間窓信号Sstに基づいて、ベースバンド帯域のOFDM信号Sbに高速フーリエ変換処理を施す。そして、ベースバンド帯域の信号Sbを個々のOFDMシンボルOS毎に、時間領域の信号を周波数領域の各サブキャリアSCに分離してシンボル同期の確立したサブキャリア信号Scを生成して位相補正器11に出力する。このサブキャリア信号Scは、シンボル窓の同期確立に併せて、サンプリングクロック同期およびキャリア信号の周波数同期が確立されている。30

【0121】

以降、この同期が確立されたサブキャリア信号Scに対して、第1実施形態に関して説明した種々の位相補正器11、11A、11B、および11Cのいずれかによって位相補正を施して、より精度の高い復調を可能にするものである。40

【0122】

なお、本実施形態において、アナログのOFDM信号So'に対してA/D変換を行う際、受信側サンプリングクロックと送信側のサンプリングクロックとの間にずれがある場合について説明する。OFDM復調は一つのOFDMシンボル期間毎にFFT演算を施すことにより、時間領域の信号を周波数領域の信号に変換して、各サブキャリアに分離する。FFT回路には、FFTに用いるポイント数だけのデータ(信号値)を1つのOFDMシンボルから取り出して入力する。これを有効シンボル期間という。FFTに用いるポイント数は、例えば1024または512などである。送受信間でサンプリングクロックずれが生じた場合、同じポイント数(例えば1024)だけデータを取り込んだとしても、時間ずれが生じる。50

【0123】

図10に、このような送受信間での時間ずれを生じた様子を示す。OSrは、受信したOFDMシンボルの一つを示す。受信OFDMシンボルからガードインターバルを取り除き、FFTに用いる1024ポイント分のデータ、すなわち有効シンボル期間を取り出す。OSeSは、送信側でこのシンボルを発生した時の有効シンボル期間を示している。送受信間でサンプリングクロックにずれが生じた場合、受信側で取り込む有効シンボル期間はOSerに示すようになり、本来の有効シンボル期間と時間ずれが生じる。

【0124】

このようにして取り込んだ有効シンボル期間に対しFFT演算を施すと、有効シンボル期間の時間ずれにより各サブキャリアに位相回転が生じる。この様子を図5に示す。有効シンボル期間の時間ずれによる位相回転量はサブキャリア周波数に比例する。また、送受信間で周波数ずれがある場合に直交検波を行うと、各サブキャリアはサブキャリア周波数に依らず一定値だけ位相回転を起こす。10

【0125】

よって、各受信サブキャリアは周波数ずれによる一定の位相回転とキャリア周波数に比例する位相回転を起こす。OFDM信号のサブキャリアは一定周波数間隔で配置されるため、隣接サブキャリア間の位相回転量は一定値となる。図11はこれを示している。kはサブキャリア番号を表す。

【0126】

時間ずれによる位相回転量は周波数に比例するため、この直線の傾きから隣接キャリア間の位相変化量が求まり、これが隣接キャリア間の位相誤差に相当する。よって、受信側で周波数ずれによる一定の位相回転と時間ずれによるキャリア周波数に比例する位相回転を求め、データキャリアの位相を補正することで正しくデータを復調できる。そこで本実施形態においては、OFDM復調し各サブキャリアに分離した受信信号を、上述の如く位相補正を行った後にデータ復調を行う。20

【0127】

以上詳述したように本発明によれば、送信側と受信側との間に周波数ずれおよび時間ずれがある場合でも、データを正しく復調することができる。またバースト状に送信されるOFDM信号には、安定したクロック同期が非常に困難であるが、本発明では、OFDMシンボル毎に周波数ずれ、時間ずれによる位相誤差の補正が可能なので、そのようなバースト状のOFDM信号であってもデータを正しく復調することができる。30

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施形態に係るOFDM復調装置を示すブロック図。

【図2】本発明に係るOFDM信号およびその変調と復調の基本概念についての説明図。

【図3】図2に示したOFDM周波数軸信号に於けるサブキャリアの詳細な構成についての説明図。

【図4】本発明の第1実施形態に係るOFDM復調装置の第1実施例を示すブロック図。

【図5】周波数ずれ、および時間ずれによる位相回転についての説明図。

【図6】本発明の第1実施形態に係るOFDM復調装置の第2実施例を示すブロック図。

【図7】差動変調によるOFDM信号の様子を示す説明図。40

【図8】本発明の第1実施形態に係るOFDM復調装置の第3実施例を示すブロック図。

【図9】本発明の第2実施形態に係るOFDM復調装置を示すブロック図。

【図10】送受信間での時間ずれを生じたOFDM信号の様子を示す説明図。

【図11】OFDM信号に於ける時間ずれによる隣接キャリア間の位相回転の説明図。

【図12】従来例のOFDM伝送フレームの説明図。

【図13】従来のOFDM信号の周波数領域および時間領域での状態の説明図。

【図14】従来のOFDM復調装置を示すブロック図。

【図15】OFDM信号を用いた伝送システムを示す図。

【図16】本発明に係るOFDM変調装置の第1の実施形態の構成を示すブロック図。

【図17】本発明に係るOFDM変調装置の第2の実施形態の構成を示すブロック図。50

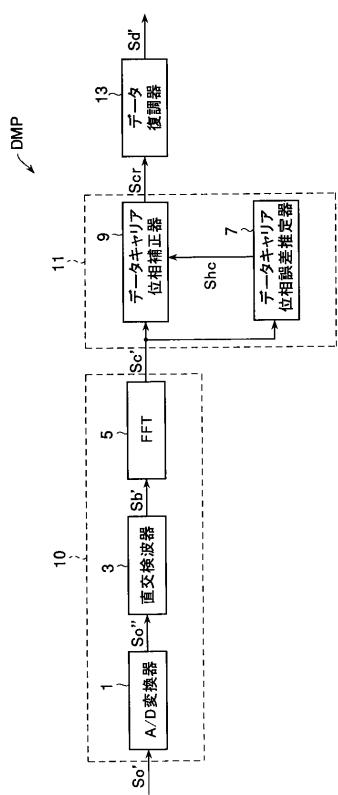
【図18】本発明に係るO F D M変調装置の第2の実施形態における差動変調を説明するための図。

【符号の説明】

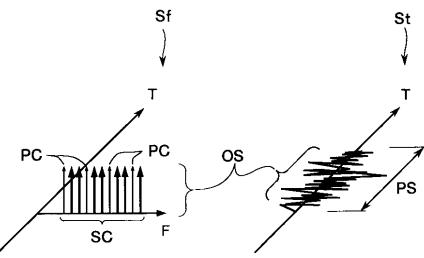
D M P、D M P' ... O F D M復調装置

- | | | |
|-----|--------------------|----|
| 1 | ... A / D変換器 | |
| 3 | ... 直交検波器 | |
| 5 | ... F F T回路 | |
| 6 | ... キャリア間位相差演算器 | |
| 7 | ... データキャリア位相誤差推定器 | |
| 8 a | ... パイロットキャリア位置検出器 | 10 |
| 8 b | ... パイロットキャリア抽出器 | |
| 8 c | ... パイロットキャリアメモリ | |
| 8 d | ... 位相差演算器 | |
| 8 e | ... 位相変化量演算器 | |
| 8 f | ... 位相補正量演算器 | |
| 8 g | ... 位相演算器 | |
| 9 | ... データキャリア位相補正器 | |
| 10 | ... サブキャリア分離部 | |
| 11 | ... 位相補正器 | |
| 13 | ... データ復調器 | 20 |
| 15 | ... 差動復調器 | |
| 120 | ... 送信装置 | |
| 121 | ... O F D M変調装置 | |
| 130 | ... 伝送路 | |
| 140 | ... 受信装置 | |
| 141 | ... O F D M復調装置 | |
| 200 | ... O F D M信号生成部 | |
| 201 | ... データ変調部 | |
| 231 | ... 差動変調部 | |

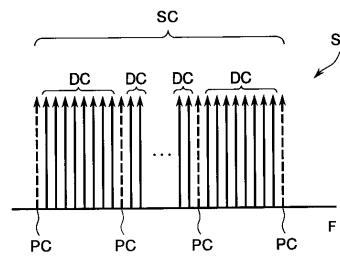
【図1】



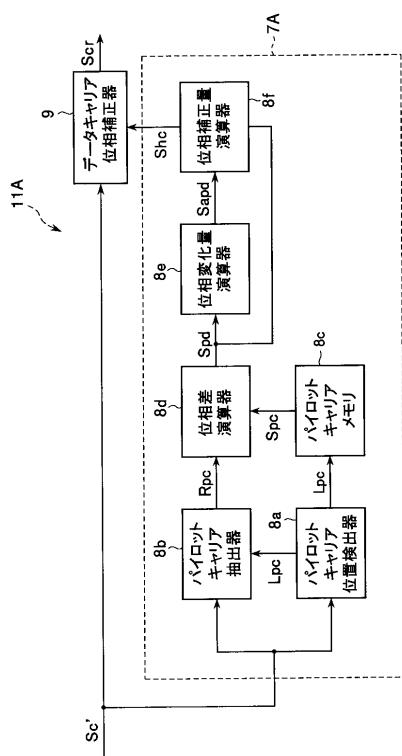
【図2】



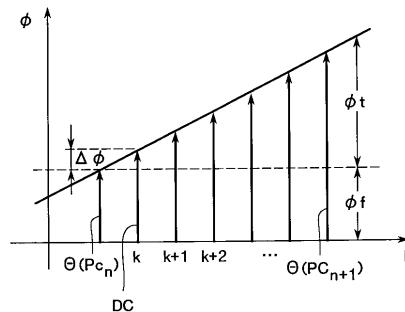
【図3】



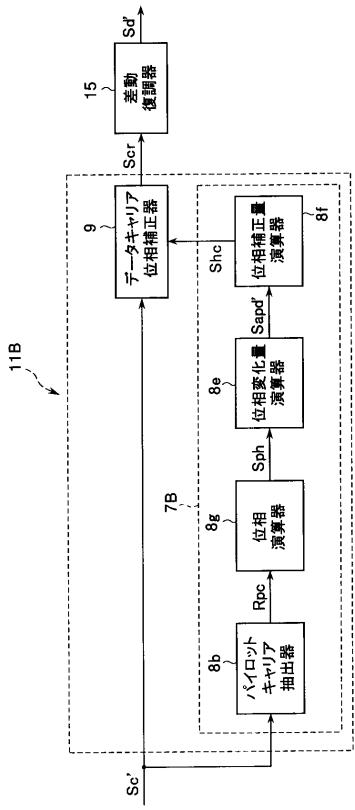
【 四 4 】



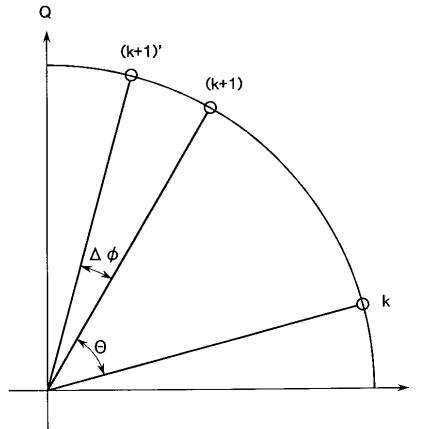
【図5】



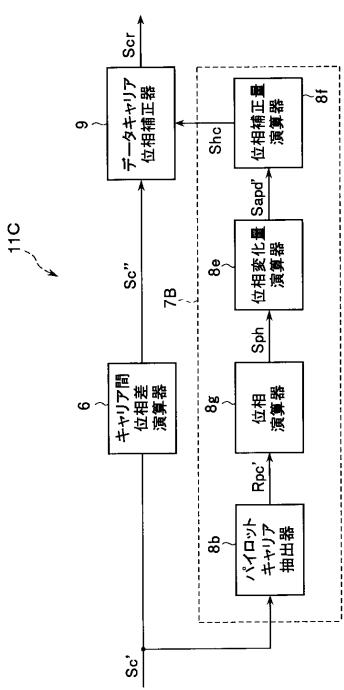
【図6】



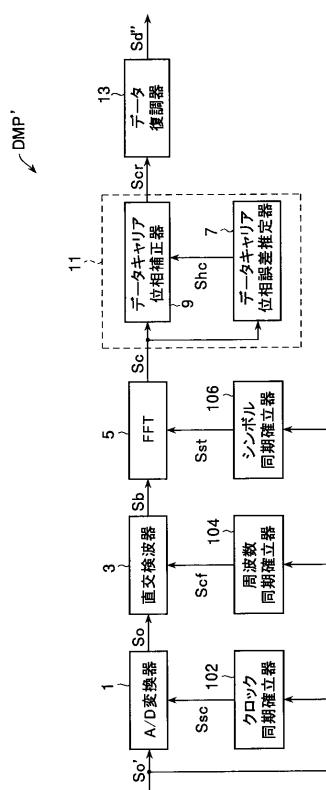
【図7】



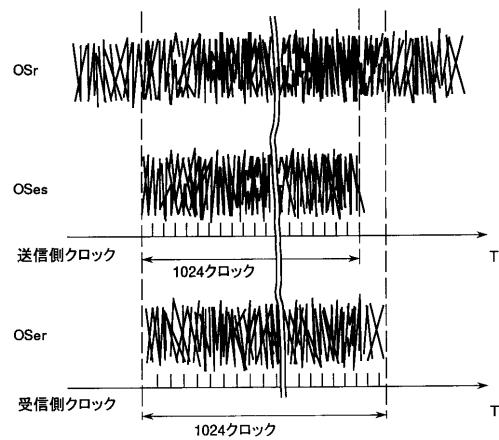
【図8】



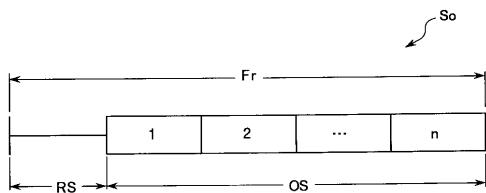
【図9】



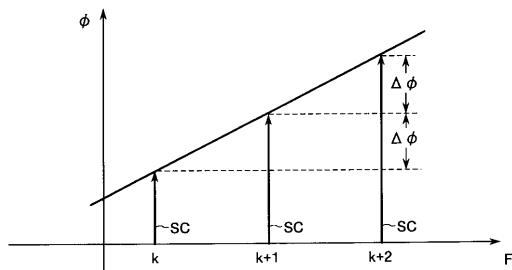
【図 1 0】



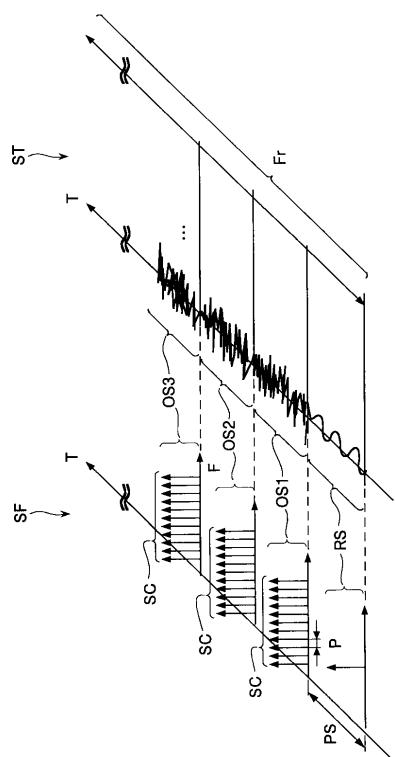
【図 1 2】



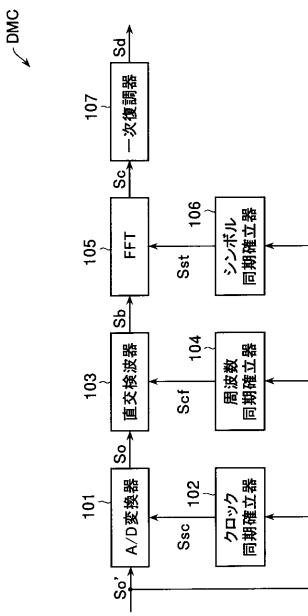
【図 1 1】



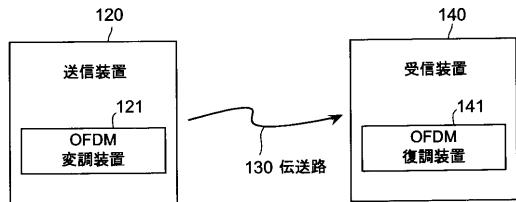
【図 1 3】



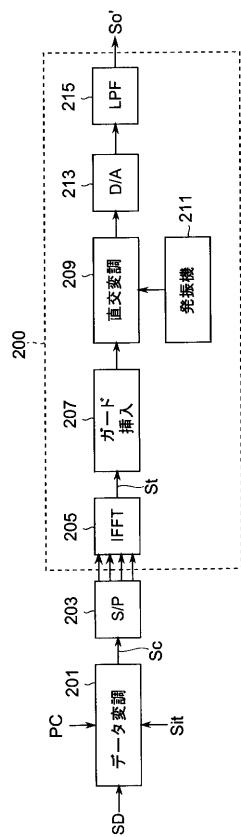
【図 1 4】



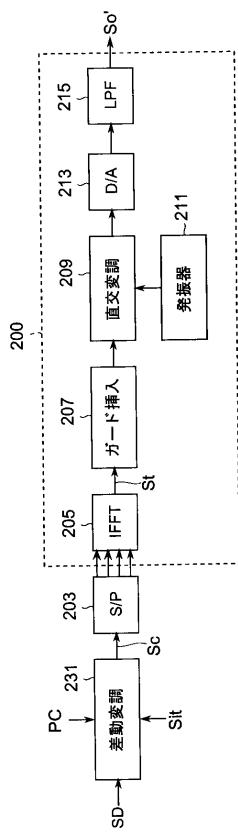
【図15】



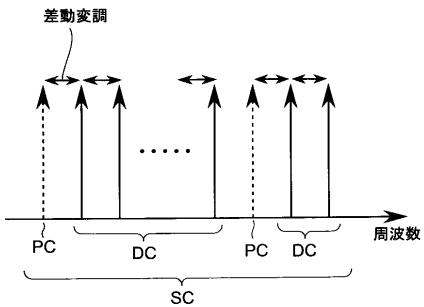
【図16】



【図17】



【図18】



フロントページの続き

(72)発明者 田中 宏一郎
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 中原 秀樹
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 富澤 哲生

(56)参考文献 特開平10-051418(JP,A)
特開平11-098102(JP,A)
特開平08-102769(JP,A)
特開平08-274744(JP,A)
特開平07-183821(JP,A)
特開平10-075228(JP,A)
特開平10-107713(JP,A)
特開平11-112460(JP,A)
特開平10-075226(JP,A)
特開平11-163816(JP,A)
浅井孝浩 他, O F D M の差動符号化に関する一検討, 電子情報通信学会 1996年通信ソサイエティ大会講演論文集1, 1996年 8月30日, p.441

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00