

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3676740号
(P3676740)

(45) 発行日 平成17年7月27日(2005.7.27)

(24) 登録日 平成17年5月13日(2005.5.13)

(51) Int.Cl.⁷

F I

H 0 4 J 11/00

H 0 4 J 11/00

Z

H 0 4 B 7/26

H 0 4 B 7/26

N

請求項の数 2 (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2002-16838 (P2002-16838)
 (22) 出願日 平成14年1月25日(2002.1.25)
 (62) 分割の表示 特願2000-53296 (P2000-53296)
 の分割
 原出願日 平成7年1月30日(1995.1.30)
 (65) 公開番号 特開2002-305494 (P2002-305494A)
 (43) 公開日 平成14年10月18日(2002.10.18)
 審査請求日 平成14年2月1日(2002.2.1)

(73) 特許権者 000004329
 日本ビクター株式会社
 神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12
 番地
 (72) 発明者 高橋 宣明
 神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12
 番地 日本ビクター株式会社内
 (72) 発明者 高橋 遼
 神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12
 番地 日本ビクター株式会社内
 (72) 発明者 杉山 賢二
 神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12
 番地 日本ビクター株式会社内

審査官 高野 洋

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直交周波数分割多重信号受信装置及び直交周波数分割多重信号の受信方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

パイロット信号と共に直交周波数分割多重され、ガードインターバルが付加されて伝送される多値QAM変調されたデジタル情報信号を受信する直交周波数分割多重信号受信装置であって、

前記ガードインターバルに頭部では不連続な波形として存在すると共に、4通倍して単一周波数の信号として存在し、隣接する有効シンボル区間において互いに同相に保持される高次周波数であり、且つ振幅が一定な信号として伝送される前記パイロット信号を位相復調して復調パイロット信号を得る一方、得られた前記復調パイロット信号と伝送される前記パイロット信号とを比較して極性情報を得るパイロット信号復調手段と、前記パイロット信号復調手段により得られた前記極性情報を基に駆動用信号を生成すると共に前記復調パイロット信号を逡倍してクロック信号を生成する信号生成手段と、前記信号生成手段により生成された前記駆動用信号及び前記クロック信号により駆動され、前記多値QAM変調信号を前記デジタル情報信号に変換するFFT手段と、

で構成したことを特徴とする直交周波数分割多重信号受信装置。

【請求項2】

パイロット信号と共に直交周波数分割多重され、ガードインターバルが付加されて伝送される多値QAM変調されたデジタル情報信号を受信する直交周波数分割多重信号の受信方法であって、

前記ガードインターバルに頭部では不連続な波形として存在させ、及び4通倍して単一

周波数の信号として存在し、隣接する有効シンボル区間において互いに同相に保持される高次周波数であり、且つ振幅が一定な信号として伝送される前記パイロット信号を位相復調して復調パイロット信号を得る一方、得られた前記復調パイロット信号と伝送される前記パイロット信号とを比較して極性情報を得る第1のステップと、

前記第1のステップで得られた前記極性情報を基に駆動用信号を生成すると共に前記復調パイロット信号を逡倍してクロック信号を生成する第2のステップと、

前記第2のステップにより生成された駆動用信号及び前記クロック信号により駆動され、前記多値QAM変調信号をFFT変換して前記デジタル情報信号を得る第3のステップと、

を有してなることを特徴とする直交周波数分割多重信号の受信方法。

10

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、OFDM（直交周波数分割多重 Orthogonal Frequency Division Multiplexing）信号の受信装置に係り、特にデジタル移動通信に好適なOFDM信号の受信を行なうための受信装置及びOFDM信号の受信方法に関する。

【0002】

【従来の技術】

図5と共に、従来のOFDM信号送信装置について説明する。

20

まず、デジタル情報データ信号が、入力端子を介して直並列変換回路70に供給され、必要に応じて誤り訂正符号の付与がなされる。

この回路70の出力信号は、IFFT回路71に供給され、その出力信号は、マルチパス歪を軽減させるためのガードインターバル回路72を介して、D/A変換器73に供給される。

ここでアナログ信号に変換され、次のLPF74により必要な周波数帯域の成分のみが通過させられる。

アナログ値のリアル、イマジナリパートの出力信号は、直交変調器75に供給され、OFDM信号が出力される。

【0003】

30

このOFDM信号は、伝送すべき周波数帯に周波数変換器76により周波数変換されて、次の送信部77に供給され、これを構成しているリニア増幅器と送信アンテナとを介して、送信される。

中間周波数発生回路78の出力信号と90°シフト回路78Aを介した信号とが直交変調器75に夫々供給される。

また、この回路78の出力信号は、クロック信号発生回路79に供給される。

回路79の出力クロック信号は、直並列変換回路70、IFFT回路71、ガードインターバル回路72、D/A変換器73に夫々供給される。

【0004】

次に、図6と共に従来のOFDM信号受信装置について説明する。

40

受信部80は、これを構成している受信アンテナにより得た前記送信部77からの信号を高周波増幅器により増幅し、搬送波周波数を中間周波数に変換する周波数変換器81を介して、中間周波増幅回路82に供給され、更に、直交復調器83に供給される。

回路82の出力信号はキャリア検出回路90を介して中間周波数発生回路89に供給される。

回路89の出力信号と90°シフト回路89Aを介した信号とが、直交復調器83に夫々供給されて、リアル、イマジナリパートの出力信号が復号される。

直交復調器83の出力信号は、LPF84を介してA/D変換器85に供給され、デジタル信号に変換されると共に、直交復調器83の出力信号は、同期信号発生回路91にも供給される。

50

【 0 0 0 5 】

A / D 変換器 8 5 の出力は次のガードインターバル回路 8 6 を介して、F F T , Q A M 復号回路 8 7 に供給される。

この F F T , Q A M 復号回路 8 7 は供給される同期信号発生回路 9 1 の同期信号を基にして、複素フーリエ演算を行ない、入力信号の各周波数毎の実数部、虚数部信号（リアルパート、イマジナリパート）のレベルを求め、ディジタル情報伝送用キャリアで伝送される量子化されたディジタル信号のレベルが求められ、ディジタル情報が復号される。

F F T , Q A M 復号回路 8 7 の出力信号は、並直列変換回路 8 8 を介して出力される。

ここで、送信装置の中間周波数と受信装置の中間周波数とが完全に一致しておれば変調成分のみが得られ、問題はないが、中間周波数発生回路、周波数変換器の局部発振器（図示せず）に周波数安定度が高くないものを使用したり、両出力信号間に位相誤差があったりすると、それ以降の復調動作に影響を与え、シンボルエラーの発生確率が増大する。

10

【 0 0 0 6 】

【発明が解決しようとする課題】

送信された O F D M 信号を受信する受信装置においては、受信されるすべての搬送波の位相を時間軸の変動成分を有することなく、完全に再生することは、大変困難であり、更に、マルチパス歪みを軽減するために、送信側でガードインターバル回路が設定されているので、このような条件の送信信号を受信する場合は、有効シンボル期間部分とガードインターバル部分とで、伝送信号の位相を送信側と完全に同一状態で再生することは、一層困難であるという問題があった。

20

本発明は上記の点に着目してなされたものであり、O F D M の特定キャリアをパイロット信号用キャリアとして設定し、これにより、受信側での同期関係を一定に保持出来るようにした O F D M 信号受信装置及び O F D M 信号の受信方法を提供することを目的とする。

【 0 0 0 7 】

【課題を解決するための手段】

本発明は、以下の 1) 及び 2) 項に記載の手段よりなる。

すなわち、

1) パイロット信号と共に直交周波数分割多重され、ガードインターバルが付加されて伝送される多値 Q A M 変調されたディジタル情報信号を受信する直交周波数分割多重信号受信装置であって、

30

前記ガードインターバルに頭部では不連続な波形として存在すると共に、4 通倍して単一周波数の信号として存在し、隣接する有効シンボル区間において互いに同相に保持される高次周波数であり、且つ振幅が一定な信号として伝送される前記パイロット信号を位相復調して復調パイロット信号を得る一方、得られた前記復調パイロット信号と伝送される前記パイロット信号とを比較して極性情報を得るパイロット信号復調手段と、前記パイロット信号復調手段により得られた前記極性情報を基に駆動用信号を生成すると共に前記復調パイロット信号を逡倍してクロック信号を生成する信号生成手段と、前記信号生成手段により生成された前記駆動用信号及び前記クロック信号により駆動され、前記多値 Q A M 変調信号を前記ディジタル情報信号に変換する F F T 手段と、

40

で構成したことを特徴とする直交周波数分割多重信号受信装置。

2) パイロット信号と共に直交周波数分割多重され、ガードインターバルが付加されて伝送される多値 Q A M 変調されたディジタル情報信号を受信する直交周波数分割多重信号の受信方法であって、

前記ガードインターバルに頭部では不連続な波形として存在させ、及び 4 通倍して単一周波数の信号として存在し、隣接する有効シンボル区間において互いに同相に保持される高次周波数であり、且つ振幅が一定な信号として伝送される前記パイロット信号を位相復調して復調パイロット信号を得る一方、得られた前記復調パイロット信号と伝送される前記パイロット信号とを比較して極性情報を得る第 1 のステップと、

前記第 1 のステップで得られた前記極性情報を基に駆動用信号を生成すると共に前記復

50

調パイロット信号を逡倍してクロック信号を生成する第2のステップと、

前記第2のステップにより生成された駆動用信号及び前記クロック信号により駆動され、前記多値QAM変調信号をFFT変換して前記デジタル情報信号を得る第3のステップと、

を有してなることを特徴とする直交周波数分割多重信号の受信方法。

【0008】

【発明の実施の形態】

本発明の直交周波数分割多重信号受信装置及び直交周波数分割多重信号の受信方法に適用されるOFDM信号送受信装置の実施例について、添付の図1乃至図4を参照して、以下に説明する。

10

図1は、本発明に適用されるOFDM信号送信装置の実施例であり、ここで伝送されるデジタルデータは、圧縮されたオーディオ、ビデオ信号等である。

OFDM信号送信装置は、多数のキャリアを直交して配置し、夫々のキャリアで独立したデジタル情報を伝送するもので、キャリアが直交しているため、隣接するキャリアのスペクトラムは当該キャリアの周波数位置で零になる。

この直交するキャリアを作るためIFFT回路技術が使用される。IFFTにおける窓区間である時間間隔Tの間にN個の複素数による逆DFT（離散フーリエ変換）を実行すれば、OFDM信号を生成でき、逆DFTの各点に変調信号出力に相当する。前記Nは、IFFTやFFTの周期とも呼ばれ、詳細は、コロナ社発行（発行日：1993年5月20日）の「テレビジョン学会編 今井 聖著 信号処理工学」の第74～75ページなどで説明されている。

20

【0009】

図1及び図2に示す本実施例に係る装置の基本的な仕様は、下記に示す通りである。

- (a) 中心キャリア周波数... 100MHz (b) 伝送用キャリア数... 248波
- (c) 変調方式... 256QAM OFDM (d) 使用キャリア数... 257波
- (e) 伝送帯域幅... 100kHz, 使用帯域幅... 99kHz
- (f) 転送レート... 750kbps (g) ガードインターバル... 60.6μsec

図1に示すように、例えば、MPEG等の符号化方式により情報信号が圧縮されたオーディオ、ビデオ信号であるデジタル情報信号が、入力端子1を介して直並列変換回路2に供給され、必要に応じ誤り訂正符号の付与がなされる。

30

この回路2で、入力信号は、256QAM変調用信号として配列され、出力される。

この256QAM変調は、情報を伝送すべき各キャリアに対して、振幅方向に16レベル、角度方向に16レベルを定義し、 16×16 の256の値を特定して伝送する方式である。

本実施例では、257波のキャリアの内、248波を用いて情報を伝送するようにして、残りの9波は、キャリブレーション用、その他の補助信号の伝送用として使用される。

【0010】

直並列変換回路2では、1シンボル期間中に248バイトのデジタルデータ、即ち、1シンボル期間中に4ビットずつの並列データ248組を出力するように構成する。

直並列変換回路2の出力信号は、IFFT、パイロット信号生成回路3に供給される。この回路3は、クロック信号発生回路10から出力されるクロック信号により動作し、248波のキャリアに対し、256QAM変調を行ない、各出力信号をリアル、イマジナリ成分として出力する。

40

また、IFFT、パイロット信号生成回路3では周期NのIFFT回路が用いられており、このIFFT回路で設定される各有効シンボル期間におけるN個の離散周波数点（サンプル点）に対応した離散周波数点情報が、前記IFFT、パイロット信号生成回路3から出力される。

ナイキスト周波数は、前記周期NのIFFTにおけるサンプルクロック周波数の1/2に相当し、パイロット信号は、前記ナイキスト周波数が持つ情報即ちナイキスト周波数情報として伝送される。このナイキスト周波数は前記サンプルクロック周波数の1/2であ

50

るため、受信装置で前記ナイキスト周波数情報を復号、逡倍し、FFT回路を動作させるための標本化位置信号（サンプルクロック信号）をつくることができる。

このナイキスト周波数情報は、IFFT、パイロット信号生成回路3のIFFTの実数部入力端子R（虚数部入力端子I）におけるN/2番目の周波数の端子に一定レベルの信号を印加することにより得られる。

【0011】

これらのIFFT、パイロット信号生成回路3の出力信号は、次のRAM（ランダムアクセスメモリ）4Aを有するガードインターバル設定回路4に供給され、このガードインターバル設定回路4により、伝送路におけるマルチパス歪を軽減させるための所定区間のガードインターバル g_i が図3に示されるように設定される。

10

ガードインターバル設定回路4は、クロック信号発生回路10から出力されるクロック信号により動作し、IFFT、パイロット信号生成回路3より得られる窓区間（有効シンボル期間 t_s ）内の最後の部分を、窓区間の直前にも配置する。

前記ガードインターバルを設定する為に、前記ガードインターバル設定回路4は、これが有するRAM（4A）に取り込んだ、IFFT、パイロット信号生成回路3よりの信号を読み出すときに、有効シンボル期間の最後の期間（ g_i に等しくこの期間を設定する。）から読み出しては、有効シンボル期間の最初に戻り、有効シンボル期間 t_s のデータを読み出して、シンボル期間 t_a の信号を送出するようにしている。

前記ナイキスト周波数情報（パイロット信号）は、ガードインターバル内でも伝送されるが、前後のIFFT窓区間信号との連続性を保持させるため、ガードインターバル内で、伝送されるパイロット信号が整数波長存在するようにさせる。

20

【0012】

尚、パイロット信号として、ナイキスト周波数を用いる場合について述べたが、サンプルクロック信号と簡単な整数比の関係にあれば、必ずしもナイキスト周波数である必要はなく、伝送される周波数の中の高いものを用いてもよい。

周期MのIFFTを考えると、ナイキスト周波数の1/2の位置に、即ちM/4番目の周波数にパイロット信号を配置し、OFDMで送出するキャリアは、IFFTにおける第1番目より第M/4番目まで、及び、第3M/4番目より第M番目までとして出力される信号を用いる。

このように周期 $M = 2N$ のIFFTを用いても、周期NのIFFTを用いた時と等価なIFFTの出力信号を得ることができる。従って、ガードインターバルも含めて連続したパイロット信号を伝送出来ると共に、このパイロット信号を復号し、4逡倍することにより、サンプルクロック信号を得ることが出来る。

30

FFTの窓区間信号情報を別途復号できれば、本実施例により得られたサンプルクロック信号と組み合わせて、OFDM信号のFFT演算が出来、OFDM信号の復号を行なうことが出来る。

【0013】

次に、図3と共にガードインターバル設定回路4で設定されるシンボル期間について述べる。

まず、使用帯域幅99kHz、IFFTの周期を $N = 256$ とすると、有効シンボル周波数 f_s と有効シンボル期間 t_s は夫々次のようになる。

40

$$f_s = 99,000 / 256 = 387 \text{ Hz}$$

$$t_s = 1 / f_s = 2586 \mu\text{sec}$$

これに、マルチパス歪除去用区間であるガードインターバル期間 g_i をパイロット信号3波長分に決定すると、 g_i は下記のように設定される。

$$g_i = (1 / 49,500) \times 3 = 60.6 \mu\text{sec}$$

このときのシンボル期間 t_a とシンボル周波数 f_a は夫々次のようになる。

$$t_a = t_s + g_i = 2586 + 60.6 = 2646.6 \mu\text{sec}$$

$$f_a = 1 / t_a = 378 \text{ Hz}$$

【0014】

50

これらのガードインターバル設定回路4の出力信号は、D/A変換器5に供給され、ここでアナログ信号に変換され、次のLPF6により必要な周波数帯域の成分のみが通過せられる。

アナログ値のリアル、イマジナリ出力信号は、次の直交変調器7に供給され、また、この変調器7には、10.7MHz中間周波発生回路9の出力信号と90°シフト回路8を介した信号とが夫々供給され、OFDM信号が出力される。

このOFDM信号は、伝送すべき周波数帯に周波数変換器11により周波数変換されて、次の送信部12に供給され、これを構成しているリニア増幅器と送信アンテナを介して、送信される。

また、10.7MHz中間周波数発生回路9の出力信号は、クロック信号発生回路10にも供給されている。前記クロック信号発生回路10では、前記IFFT、パイロット信号生成回路3を駆動するクロック信号とガードインターバル設定回路4を駆動するクロック信号とが、前記中間周波数発生回路9から供給される共通のクロック信号を基に生成される。

尚、248組の4+4ビットの並列データは、248波のキャリアにより伝送されるため、本装置の伝送速度は1シンボル期間当り248バイトである。従って、1秒当りの伝送速度は略750Kビットである。

【0015】

次にガードインターバル、シンボル期間と同期信号（パイロット信号）の位相関係について図と共に以下に夫々説明する。

尚ここで、図8～図10に係る記述は本実施例の参考例として述べたものである。

参考例として示した図7において、各シンボル期間に同一位相の同期信号（パイロット信号）が発生され、ガードインターバルに整数波長の同期信号が存在する場合について説明する。（極性を反転させずに連続した同期信号を発生させる第1の例である。）

図7に示すIFFTは有効シンボル期間及びIFFT期間と同義であり、IFFT期間の終わりの部分（右部）の1サイクルが、そのままIFFT期間の手前（左部）のガードインターバルGの信号とされる。

この例では、IFFT期間毎に同位相の同期信号（パイロット信号）が発生させられており、ガードインターバル区間も同期信号（パイロット信号）が整数波存在するので、複数のシンボル期間に亘りパイロット信号は連続的に発生させられている。

既に述べた図3の場合は図7の場合と同じであり、ガードインターバル区間も同期信号（パイロット信号）が整数波存在するので、複数のシンボル期間に亘りパイロット信号は連続的に発生させられている。

【0016】

参考例として示した図8において、一つ置きのシンボル期間に同一位相の同期信号（パイロット信号）が発生され、ガードインターバルに半波長の奇数倍の同期信号が存在する場合について説明する。（極性を反転させずに連続した同期信号を発生させる第2の例である。）

IFFTは有効シンボル期間及びIFFT期間と同義であり、IFFT期間の終わりの部分（右部）の1/2サイクルがそのままIFFT期間の手前の（左部）のガードインターバルの信号とされる。

この例では、IFFT期間毎に逆極性の同期信号（パイロット信号）が発生させられており、ガードインターバル区間も半波長の奇数倍の同期信号が存在するので、複数のシンボル区間（シンボル期間）に亘りパイロット信号は連続的に発生させられている。

【0017】

本発明の実施例に係る図9において、ガードインターバルGに同期信号が半波長の奇数倍存在する場合について説明する。（極性を反転した同期信号を発生させる第1の例である。）

この場合は、ガードインターバルの開始点でパイロット信号の極性が反転されており、シンボル期間毎のパイロット信号の位相は同相である。

10

20

30

40

50

即ち、周波数分割多重信号を発生させるIFFTの同期信号を発生させる周波数に対応する端子電圧はシンボル毎に一定とし、常に同位相の同期信号を発生させている。

従って、ガードインターバルが半波長の奇数倍のときは、受信装置側でシンボル期間1つ置き毎に同期信号の極性を反転させると同期信号は連続信号となる。

この場合は、図11に示すような位相同期回路でPLL回路を用いて同期信号の検出を行うことが出来る。

【0018】

参考例として示した図10において、ガードインターバルに同期信号（パイロット信号）が半波長の偶数倍存在する場合について説明する。（極性を反転した同期信号を発生させる第2の例である。）

10

図10に示されるように、ガードインターバルに存在する同期信号（パイロット信号）が整数波（半波長の偶数倍）のときであっても、同期信号を図9の場合と同様に、シンボル期間1つ置きに反転して出力するとシンボル毎に極性が反転する同期出力が得られる。

この場合も、図11に示すようなPLL回路を用いて同期信号の検出を行うことが出来る。

【0019】

図11は、シンボル期間1つ置き毎に反転される同期信号を検出する本発明に適用される位相同期回路の例である。

この位相同期回路は、位相比較器PD2（112）、Amp（増幅器 113）、LPF（114）、VCO回路（115）で構成されるPLL回路のVCO出力にイクスクルーシブORで構成される信号切換器116が挿入されている構成である。

20

位相比較器PD1（111）は、前記位相同期回路のVCO出力を入力とする同期検波回路を構成している。入力端子110に印加された同期信号を含む周波数多重分割信号は位相同期回路と同期検波回路PD1（111）の両者に入力される。この位相同期回路は位相比較器PD2（112）、増幅器（113）、LPF（114）、VCO（115）、信号切換器（116）で構成されるPLLよりなる。

同期検波されたPD1（111）の出力に応じて信号切換器（116）でPLLのVCO回路115の出力を反転するように構成しているが、シンボル毎に極性反転される同期信号は前記同期検波回路により検出され、PLLを構成する位相比較器PD2（112）には極性反転されたVCO出力が供給されるため極性反転された同期信号に対しても連続的にロック動作を行う。

30

【0020】

図12は図11における端子Bと、Aの出力波形である。出力Aは同期信号出力波形で、出力Bはシンボル周期（シンボル期間）毎に極性反転されて伝送されるシンボル同期信号である。

図13は図11に対する別の回路例で、信号切換器136は位相比較器PD2（132）とアンプ133の間に挿入されている。

同期信号が反転されると同時にそれを検出して誤差信号の極性を反転するもので、動作の様態は図11と同様に行われる。いずれの場合も同期信号がシンボル周期（シンボル期間）1つ置きに反転していてもそれを検出してPLLのループの特性を反転するため、VCOは反転されることなく連続した動作を継続する。従って同期信号の復号を正常に行うことが出来ている。

40

【0021】

次に、本発明に適用されるOFDM信号受信装置の実施例について、図2及び図4と共に説明する。

受信装置の各構成は前記送信装置と逆に動作する回路により構成される。

受信部20は、これを構成している受信アンテナにより得た前記送信部12からの信号を高周波増幅器により増幅し、周波数変換器21に供給する。

この出力信号は中間周波増幅回路22に供給され、前記中間周波増幅回路22から所定レベルの受信信号として出力される。

50

中間周波増幅回路 22 の出力信号は、直交復調器 23 とキャリア検出（キャリア抽出）回路 29 とに夫々供給される。

キャリア検出回路 29 は、図 4 に例示する位相比較器（乗算器）41、LPF 42、VCO 回路 43、1/4 分周回路 45 で構成される PLL 回路を有しており、この出力信号が供給される中間周波数発振回路 31 は、中心キャリアを位相誤差少なく抽出する回路である。

【0022】

本実施例では、情報を伝送するキャリアは、シンボル周波数である 378 Hz 毎に隣接、配置され、OFDM 信号を構成している。中心キャリアに隣接する情報キャリアも 378 Hz 離れているのみで、中心キャリアは隣接情報キャリアの影響を受けずに情報の伝送を行なう必要があり、選択度の高い回路が使用されている。

10

本実施例では、PLL 回路を用いて中心キャリアの抽出を行なうが、隣接するキャリア周波数間隔の略 1/2 である ± 200 Hz 程度で発振する水晶発振子（VCO）を電圧制御発振器（VCO）43 として用い、回路を動作させる。PLL 回路中に用いられる LPF も 378 Hz に対して十分に低いカットオフ周波数のものを用いている。

この中間周波数発生回路 31 の出力信号と 90°シフト回路 30 を介した信号とが乗算器 40、41 を有する直交復調器 23 に夫々供給されて、リアル、イマジナリパート（実数部、虚数部）の出力信号が復号される。

この実数部、虚数部出力信号は、LPF 24 に供給され、OFDM 信号情報として伝送された、必要な周波数帯域の信号を通過させ、入力されるアナログ信号のサンプリングを行ない、出力信号を A/D 変換器（サンプリング回路）25 に供給し、デジタル信号に変換する。

20

【0023】

サンプル同期信号発生回路 32 では、周波数通倍される前のサンプルクロック信号がパイロット信号に位相同期する PLL 回路により発生され、この回路には直交復調器 23 のアナログ出力信号が供給される。ガードインターバルの期間を含む、各シンボル区間で連続信号として伝送されるパイロット信号に PLL が位相同期し、復調されたパイロット信号が得られる。

前記送信装置において、パイロット信号は、サンプルクロック周波数に対して所定の整数比に設定されており、周波数比に応じた周波数通倍を行ない、サンプルクロック信号を得る。

30

ガードインターバル処理回路 26 は、伝送された信号より、シンボル期間 t_a 内の任意のタイミングで期間 t_s の有効シンボル期間信号を得られ、その中からマルチパス歪の影響が少ない方の有効シンボル期間信号を得て、FFT、QAM 復号回路 27 に出力信号を供給する。

【0024】

前記シンボル期間を検出するためのシンボル同期信号発生回路 33 は、前記シンボル期間を検出する。

次の FFT、QAM 復号回路 27 は、前記得られたクロック同期信号とシンボル同期信号とが供給されて、複素フーリエ演算を行ない、入力信号の各周波数毎の実数部、虚数部信号（リアルパート、イマジナリパート）のレベルを求める。

40

このようにして得られた各周波数毎の実数部、虚数部信号レベルと、伝送される各キャリアの実数部、虚数部の基準値を伝送するための参照用キャリアの復調出力とを比較し、デジタル情報伝送用キャリアで伝送される量子化されたデジタル信号のレベルが求められ、デジタル情報が復号される。

この回路 27 の出力信号は、並直列変換回路 28 を介して出力される。

【0025】

次に、図 4 と共にキャリア検出回路 29、及び、サンプル同期（サンプルクロック）信号発生回路 32 について以下に述べる。

本回路は一定レベルで伝送されるパイロット信号を抽出し、これを基に正確なサンプル

50

同期（サンプルクロック）信号を生成することを目的としている。

まず、キャリア検出回路 29 を構成する VCO 回路 43 を中間周波数 10.7 MHz の 4 倍である 42.8 MHz の周波数で発振させる。VCO 回路 43 の出力信号は、夫々 $1/4$ 分周回路 44、45 を介して、乗算器 40、41 に供給される。

片方の乗算器 41 よりの出力信号は LPF 42 に供給され、シンボル周波数以下の成分が取り出され、その出力信号は VCO 回路 43 を制御する。

乗算器 41、LPF 42、VCO 回路 43、分周回路 45 によるループは PLL 回路を構成している。

【0026】

乗算器 40、41 の入力端子には中間周波増幅された信号が印加され、本回路により直交復号がなされ、実数部と虚数部の出力信号が得られる。 10

サンプル同期信号発生回路 32 は、直交復調器 23 よりの実数部出力信号が供給され、パイロット信号として送信されるナイキスト周波数成分を検出する。

分周比可変回路（VCO 回路）50 には、VCO 回路 43 の出力信号が供給され、分周比は $1/426$ から $1/438$ までに設定されるように構成する。サンプル同期信号発生回路 32 における乗算器 52 は、直交復調器 23 よりの出力信号と、VCO 回路の信号を $1/2$ 分周回路 51 を介した信号とが供給され、位相比較器としての動作を行なう。

【0027】

乗算器 52 の出力信号は LPF 回路 53 により周波数制御に係わる誤差信号のみを通過させる。遅延回路 54 と加算回路 55 は、隣接するキャリア成分を減衰させるための回路で、シンボル周波数である 387 Hz にディップを持たせる特性としている。 20

VCO 回路（分周比可変回路）50、乗算器 52、LPF 53 より構成される PLL 回路では、キャリア抽出部の直交復調器 23 の実数部出力信号中に含まれる連続するパイロット信号に同期した VCO 出力信号が発振され、 99 kHz のサンプルクロック出力信号として出力される。

上記実施例では、257 波のキャリアを発生させるために周期が 256 の IFFT を用いる場合について述べたが、他の実施例として、周期が 512 の IFFT を用いる例について以下に述べる。

この周期が 512 の IFFT を用いる実施例では、パイロット周波数として、ナイキスト周波数が用いられるのではなく、このサンプルクロック信号と簡単な整数比の関係にある次数の高い周波数を用いて行なう。 30

【0028】

即ち、周期 M の IFFT を考えるとき、ナイキスト周波数の $1/2$ の位置に、即ち $M/4$ 番目の周波数にパイロット信号を配置し、OFDM で送出するキャリアは、IFFT における第 1 番目より第 $M/4$ 番目まで、及び、第 $3M/4$ 番目より第 M 番目までとして出力される信号を用いる。

このように周期 $M = 2N$ の IFFT を用いても、周期 N の IFFT を用いた時と等価な IFFT の出力信号を得ることができる。従って、ガードインターバルも含めて連続したパイロット信号を伝送出来ると共に、このパイロット信号を復号し、4 通倍することにより、サンプルクロック信号を得ることが出来る。 40

【0029】

このときに用いられるサンプル同期信号発生回路では、パイロット信号の周波数は上記の周期 N を 256 とした実施例と同じであるが、図 2 に示す FFT、QAM 復号回路 27 を駆動するサンプルクロック周波数は周期 N を 256 とした場合の 2 倍となる。それによって、2 倍の 198 kHz のサンプルクロック信号を出力する。

よって、このサンプル同期信号発生回路は、上記の実施例とは分周比可変回路 50 の分周比が $1/213 \sim 1/219$ 、及び、 $1/2$ 分周回路 51 の分周比が $1/4$ になっている点が異っており、それ以外の構成は図 4 と同じであり、その説明は省略する。

【0030】

【発明の効果】

本発明のOFDM信号受信装置及びOFDM信号の受信方法では、ガードインターバルに頭部では不連続な波形として存在すると共に、4 逓倍して単一周波数の信号として存在し、隣接する有効シンボル区間において互いに同相に保持されるクロック信号と整数の周波数比関係にある高次周波数であり、且つ振幅が一定な信号として伝送されるパイロット信号を位相復調して復調パイロット信号を得る一方、得られた前記復調パイロット信号と伝送されるパイロット信号とを比較して極性情報を得、得られた極性情報を基に駆動用信号を生成すると共に復調パイロット信号を逓倍してクロック信号を生成するため、その単一周波数のクロック信号及び駆動用信号を用いてFFTを行い、送信装側で動作するIFFT回路と受信側で動作するFFT回路の時間関係を同一に設定することが容易になり、IFFT動作を行なったと同じ時間関係のFFT動作を行なうことが出来、より正確な情報の受信が可能となる。

10

さらに、情報信号として伝送されるパイロット信号に、シンボル同期情報を挿入して行うため、時分割同期信号が入来する前に同期信号を復号できるなどチャンネル切り換え時でも短時間で周波数分割多重信号の復号を行う事が出来るなどの効果を有している。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明に適用されるOFDM信号送信装置の実施例のブロック図である。

【図 2】 本発明のOFDM信号受信装置の実施例のブロック図である。

【図 3】 本発明の実施例に係るOFDM信号のシンボル期間とガードインターバルの関係を示した図である。

【図 4】 本発明の実施例に係るOFDM信号受信装置のキャリア抽出部及びサンプル同期信号発生部のブロック図である。

20

【図 5】 従来のOFDM信号送信装置のブロック図である。

【図 6】 従来のOFDM信号受信装置のブロック図である。

【図 7】 同期信号とシンボル期間との関係を示した図である。

【図 8】 同期信号とシンボル期間との関係を参考として示した図である。

【図 9】 本発明の実施例に係る同期信号とシンボル期間との関係を参考として示した図である。

【図 10】 同期信号とシンボル期間との関係を参考として示した図である。

【図 11】 本発明に適用される位相同期回路の例を示した図である。

【図 12】 本発明に適用される位相同期回路の出力波形図である。

30

【図 13】 本発明に適用される位相同期回路の別の例を示した図である。

【符号の説明】

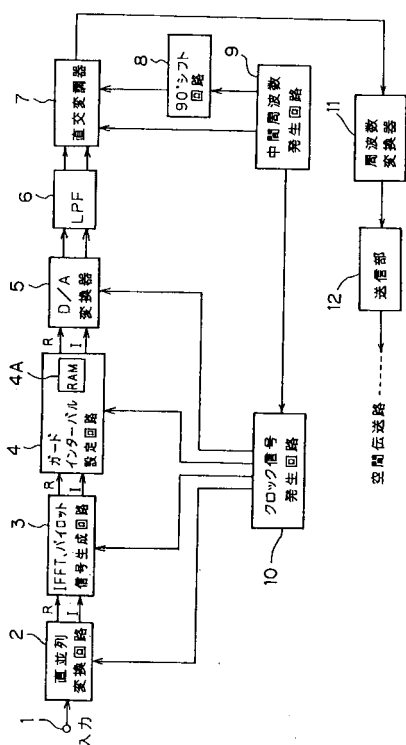
- 2 直並列変換回路
- 3 IFFT, パイロット信号生成回路
- 4 ガードインターバル設定回路
- 4A RAM (ランダムアクセスメモリ)
- 5 D/A変換器
- 6, 24, 42, 53, 114, 134 LPF
- 7 直交変調器
- 8, 30 90°シフト回路
- 9, 31 中間周波数発生回路
- 10 クロック信号発生回路
- 11, 21 周波数変換器
- 12 送信部
- 20 受信部
- 23 直交復調器
- 25 A/D変換器 (サンプリング回路)
- 26 ガードインターバル処理回路
- 27 FFT, QAM復号回路
- 28 並直列変換回路

40

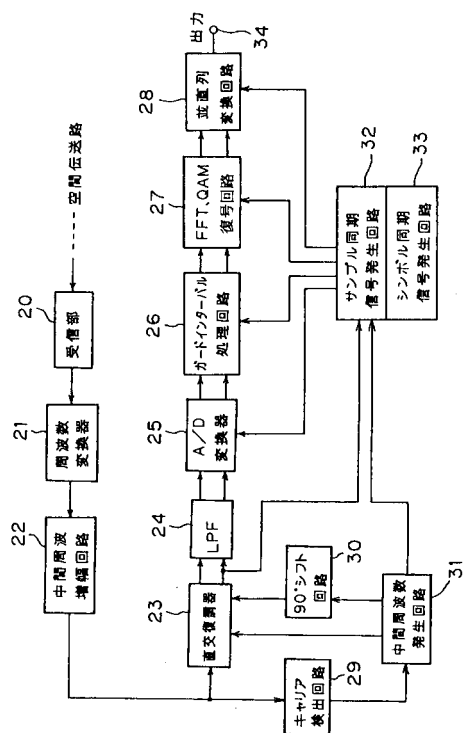
50

- | | |
|-------------------------------|---------------|
| 2 9 | キャリア検出回路 |
| 3 2 | サンプル同期信号発生回路 |
| 3 3 | シンボル同期信号発生回路 |
| 4 0 , 4 1 , 5 2 | 乗算器 (位相比較器) |
| 4 3 , 5 0 , 1 1 5 , 1 3 5 | V C O 回路 |
| 4 4 , 4 5 | 1 / 4 分周回路 |
| 5 1 | 1 / 2 分周回路 |
| 1 1 1 , 1 1 2 , 1 3 1 , 1 3 2 | 位相比較器 (P D) |
| 1 1 6 , 1 3 6 | 信号切換器 |

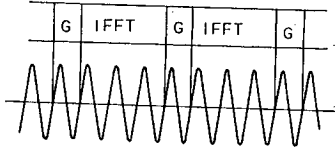
【 义 1 】



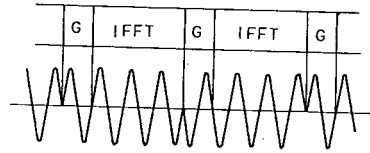
【 圖 2 】



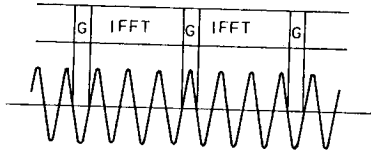
【図 7】



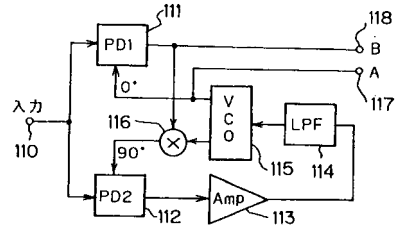
【図 10】



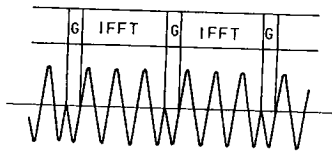
【図 8】



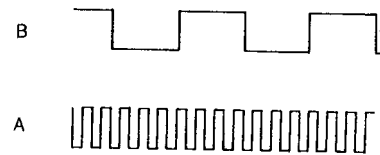
【図 11】



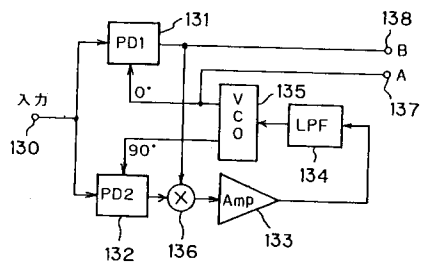
【図 9】



【図 12】



【図 13】



フロントページの続き

(56)参考文献 特許第3055541(JP, B2)
特許第3518754(JP, B2)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)
H04J 11/00