

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4253258号
(P4253258)

(45) 発行日 平成21年4月8日 (2009.4.8)

(24) 登録日 平成21年1月30日 (2009.1.30)

(51) Int. Cl.

H04J 11/00 (2006.01)

F I

H04J 11/00

Z

請求項の数 3 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2004-24536 (P2004-24536)	(73) 特許権者	000000572
(22) 出願日	平成16年1月30日 (2004.1.30)		アンリツ株式会社
(65) 公開番号	特開2005-217963 (P2005-217963A)		神奈川県厚木市恩名五丁目1番1号
(43) 公開日	平成17年8月11日 (2005.8.11)	(74) 代理人	100058479
審査請求日	平成17年12月13日 (2005.12.13)		弁理士 鈴江 武彦
		(74) 代理人	100091351
			弁理士 河野 哲
		(74) 代理人	100088683
			弁理士 中村 誠
		(74) 代理人	100108855
			弁理士 蔵田 昌俊
		(74) 代理人	100075672
			弁理士 峰 隆司
		(74) 代理人	100109830
			弁理士 福原 淑弘

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 OFDM変調信号のシンボルレート誤差測定装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

一定周波数間隔で配列された複数のサブキャリア (2) からなる OFDM 変調信号 (1) で、一定の時間である基準時間の間隔で配列された複数のシンボルからなる OFDM 変調信号のシンボルレート誤差を測定する OFDM 変調信号測定装置であって、

入力された OFDM 変調信号を直交復調してデジタルの I、Q 信号としてデータメモリ (23) に書込む信号入力処理部 (14) と、

前記データメモリに書込まれたデジタルの I、Q 信号から、前記 OFDM 変調信号のシンボルデータの領域を順次抽出する手段 (26、28) と、

前記抽出された各シンボルデータの領域のデータを高速フーリエ変換して各サブキャリアのシンボルデータを求める手段 (29) と、

この得られた各サブキャリアのシンボルデータのなかから 固定の基準位相を有するパイロットサブキャリア (36) のシンボルデータ (9) を抽出する手段 (30) と、

この抽出されたパイロットサブキャリアのシンボルデータの位相を算出し、この算出した位相とこのシンボルデータの前記基準位相との差をシンボルレート誤差を含む位相として算出する手段 (31) と、

この各パイロットサブキャリアのシンボルデータの 前記シンボルレート誤差を含む位相の時間変化を求める手段 (34) と、

この位相の時間変化を、シンボルデータの 前記基準時間、該基準時間における前記高速フーリエ変換のポイント数、前記 OFDM 変調信号の基準帯域幅及び前記パイロットサブ

10

20

キャリアの番号に基づいて、サブキャリアのシンボルレート誤差に変換する手段（３５）と

を備えたことを特徴とするＯＦＤＭ変調信号のシンボルレート誤差測定装置。

【請求項２】

一定周波数間隔で配列された複数のサブキャリア（２）からなるＯＦＤＭ変調信号（１）で、一定の時間である基準時間の間隔で配列された複数のシンボルからなるＯＦＤＭ変調信号のシンボルレート誤差を測定するＯＦＤＭ変調信号測定装置であって、

入力されたＯＦＤＭ変調信号をデジタルのＯＦＤＭ変調信号としてデータメモリ（２３）に書込む信号入力処理部（１４）と、

前記データメモリに書込まれたデジタルのＯＦＤＭ変調信号をデジタルのＩ，Ｑ信号に直交復調する直交復調部（１８）と、

前記直交変調部で直交復調されたデジタルのＩ，Ｑ信号から、前記ＯＦＤＭ変調信号のシンボルデータの領域を順次抽出する手段（２６、２８）と、

前記抽出された各シンボルデータの領域のデータを高速フーリエ変換して各サブキャリアのシンボルデータを得る手段（２９）と、

この得られた各サブキャリアのシンボルデータのなかから固定の基準位相を有するパイロットサブキャリア（３６）のシンボルデータ（９）を抽出する手段（３０）と、

この抽出されたパイロットサブキャリアのシンボルデータの位相を算出し、この算出した位相とこのシンボルデータの前記基準位相との差をシンボルレート誤差を含む位相として算出する手段（３１）と、

この各パイロットサブキャリアのシンボルデータの前記シンボルレート誤差を含む位相の時間変化を求める手段（３４）と、

この位相の時間変化を、シンボルデータの前記基準時間、該基準時間における前記高速フーリエ変換のポイント数、前記ＯＦＤＭ変調信号の基準帯域幅及び前記パイロットサブキャリアの番号に基づいて、サブキャリアのシンボルレート誤差に変換する手段（３５）と

を備えたことを特徴とするＯＦＤＭ変調信号のシンボルレート誤差測定装置。

【請求項３】

前記デジタルのＩ，Ｑ信号から前記ＯＦＤＭ変調信号の搬送周波数の周波数誤差を求める手段（２７）と、

この求めた周波数誤差を用いて前記デジタルのＩ，Ｑ信号における周波数のずれを補正する手段（２７）と

を備えたことを特徴とする請求項１又は２記載のＯＦＤＭ変調信号のシンボルレート誤差測定装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【０００１】

本発明は、一定の時間間隔で配列された複数のシンボルからなるＯＦＤＭ変調信号のシンボルレート誤差を測定するＯＦＤＭ変調信号測定装置に関する。

【背景技術】

【０００２】

ケーブル（線）を使用しないＬＡＮとしての無線ＬＡＮにおける通信媒体として電波を使用するシステムが実用化されている。この電波を用いる通信規格として、ＩＥＥＥ（米国電気電子技術者協会）で制定された規格ＩＥＥＥ ８０２．１１ａにおいては、ネットワークの中継器（アクセスポイント）と各端末との間の情報はＯＦＤＭ（Orthogonal Frequency Division Multiplexing 直交周波数分割多重）変調されて電波で送受信される。

【０００３】

図９はＯＦＤＭ変調信号の特徴を示す図である。図９（ａ）はこのＯＦＤＭ変調信号１を周波数を横軸として示す模式図である。このＯＦＤＭ変調信号１は、一定の周波数間隔 ΔF （＝３１２．５ kHz）で配列された複数（＝６４個）のサブキャリア２で構成されて

10

20

30

40

50

いる。そして、各サブキャリア 2 に送受信される情報が組込まれている。周波数間隔 ΔF ($= 312.5 \text{ kHz}$) は、互いに隣接するサブキャリア 2 の周波数軸上の波形が互いに直交するように設定されている。各サブキャリア 2 には、例えば、BPSK、QPSK、16QAM 等で位相変調された情報が組込まれている。

【0004】

そして、この OFDM 変調信号 1 の全体の占有周波数帯域幅 S_W は、図 9 (b) のスペクトラム図に示すように、 $S_W = 20 \text{ MHz}$ ($= 312.5 \text{ kHz} \times 64$) となる。この OFDM 変調信号 1 に含まれる各サブキャリア 2 には、下限周波数から中心周波数を経て上限周波数まで、 -31 、 $\dots$ 、 -1 、 0 、 1 、 $\dots$ 、 31 、 32 の番号 n が付してある。

【0005】

10

図 9 (c) は、OFDM 変調信号 (無線 LAN) の伝送フレームを示す図である。各サブキャリア 2 は、例えば複数のパケット 3 が一定間隔で連続するバースト信号で構成されている。各パケット 3 は、ショートシンボル 5 とロングシンボル 6 とからなるプリアンプル 4 と、シグナル 7 と、複数のシンボルデータ 9 からなるデータ領域 8 とで構成されている。

【0006】

図 10 は OFDM 変調信号 (無線 LAN) の伝送フレームの詳細フォーマット図である。図示するように、データ領域 8 の各シンボルデータ 9 は、 $3.2 \mu\text{s}$ のデータ 10 と $0.8 \mu\text{s}$ の GI (ガード・インターバル) 11 とで構成され、 $4.0 \mu\text{s}$ の時間長を有する。データ 10 における最後の $0.8 \mu\text{s}$ 分のデータ (波形) が、先頭の $0.8 \mu\text{s}$ の GI 11 に複写されている。

20

【0007】

したがって、OFDM 変調信号 1 のシンボルレートとは、シンボルデータ 9 の時間間隔で示される。

【0008】

新規に無線 LAN を構築した場合には、送受信される OFDM 変調信号 1 の信号品質を確認する必要がある。この信号品質のなかには、OFDM 変調信号 1 を構成する各サブキャリア 2 のシンボルレートの、基準シンボルレートからの誤差が一定許容範囲に入っているか否かを確認する必要がある。

【0009】

30

しかし、このシンボルデータ 9 の区間を高い精度で区別できないので、シンボルデータ 9 の時間間隔で示されるシンボルレートを正しく測定することは困難であった。このような課題を解消するために、各シンボルデータ 9 が、データ 10 と該当データ 10 の一部を複写した GI 11 とで構成されていることを応用して、データ領域 8 における各データ 10 と各 GI 11 の自己相関強度を算出して、この自己相関強度の時間変化 (時間軸) における最大値を示す時間位置から各シンボルデータ 9 の境目を検出する技術が特許文献 1 に開示されている。

【特許文献 1】特許第 3041171 号

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

40

【0010】

しかしながら、上述したデータ領域 8 における各データ 10 と各 GI 11 の自己相関強度を算出して、各シンボルデータ 9 の境目を検出する手法においても、まだ解消すべき次のような課題があった。

【0011】

すなわち、自己相関強度が最大値を示す時間位置の検出手法においては、各シンボルデータ 9 の境目を十分高い精度で検出できなかった。十分高い精度で検出するためには自己相関を算出するためのデータを大量に使用する必要があり、データ領域 8 における多くのシンボルデータ 9 が必要となり、測定、及び演算に長時間を要する問題がある。

【0012】

50

本発明はこのような事情に鑑みてなされたものであり、OFDM変調信号のシンボルレート誤差を高い精度でかつ高速に測定できるOFDM変調信号のシンボルレート誤差測定測定装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0013】

上記課題を解消するために本発明は、一定の時間である基準時間の間隔で配列された複数のシンボルからなるOFDM変調信号のシンボルレート誤差を測定するOFDM変調信号測定装置である。

【0014】

そして、入力されたOFDM変調信号を直交復調してデジタルのI、Q信号としてデータメモリに書込む信号入力処理部と、データメモリに書込まれたデジタルのI、Q信号から、OFDM変調信号のシンボルデータの領域を順次抽出する手段と、抽出された各シンボルデータの領域のデータを高速フーリエ変換して各サブキャリアのシンボルデータを得る手段と、この得られた各サブキャリアのシンボルデータのなかから固定の基準位相を有するパイロットサブキャリアのシンボルデータを抽出する手段と、この抽出されたパイロットサブキャリアのシンボルデータの位相を算出し、この算出した位相とこのシンボルデータの前記基準位相との差をシンボルレート誤差を含む位相として算出する手段と、この各パイロットサブキャリアのシンボルデータのシンボルレート誤差を含む位相の時間変化を求める手段と、この位相の時間変化を、シンボルデータの基準時間、該基準時間における高速フーリエ変換のポイント数、OFDM変調信号の基準帯域幅及びパイロットサブキャリアの番号に基づいて、サブキャリアのシンボルレート誤差に変換する手段とを備えている。

【0015】

このように構成されたOFDM変調信号のシンボルレート誤差測定装置におけるシンボルレート誤差の測定原理を説明する。OFDM変調信号1のシンボルレートは、図10を用いて説明したように、各シンボルデータ9の時間 $T_s (= 4 \mu s)$ で示される。シンボルレート誤差 ε が存在する場合、実際のデータシンボル9の時間 T_s' は、

$$T_s' = T_s (1 - \varepsilon)$$

となる。

【0016】

シンボルレート誤差 ε が存在する場合、図6(a)に示すように、OFDM変調信号1の全体の実際の占有周波数帯域幅 S_w' が20MHzの基準帯域幅 S_w から、シンボルレート誤差 ε に応じて変化する。

【0017】

$$S_w' = S_w (1 + \varepsilon)$$

占有周波数帯域幅 S_w' が変化すると、各サブキャリア2の周波数も変化する。サブキャリア2の周波数が変化すれば、規定測定時刻で測定された位相の値もシンボルレート誤差が無い時の位相（基準位相）から変化する。この位相の変化量は、時間的に連続するシンボルデータ毎に累積されるので、シンボルデータ毎、すなわち時間経過に伴って、位相が増加していく。したがって、測定されたシンボルデータの位相の時間変化からシンボルレート誤差を求めることが可能となる。

【0018】

この発明においては、シンボルレート誤差が無い時の位相（基準位相）が固定であるパイロットサブキャリアのシンボルデータの位相を測定しているので、その都度、シンボルレート誤差が無い時の位相（基準位相）を測定する必要ない。

【0019】

また、たとえシンボルデータの区間が正確に求まっていない場合においても、位相測定は高い精度で実施できるので、シンボルレート誤差を高い精度で求めることが可能となる。

【0020】

10

20

30

40

50

また別の発明は、一定の時間である基準時間の間隔で配列された複数のシンボルからなるOFDM変調信号のシンボルレート誤差を測定するOFDM変調信号測定装置である。

【0021】

そして、入力されたOFDM変調信号をデジタルのOFDM変調信号としてデータメモリに書込む信号入力処理部と、データメモリに書込まれたデジタルのOFDM変調信号をデジタルのI、Q信号に直交復調する直交復調部と、直交変調部で直交復調されたデジタルのI、Q信号から、OFDM変調信号のシンボルデータの領域を順次抽出する手段と、抽出された各シンボルデータの領域のデータを高速フーリエ変換して各サブキャリアのシンボルデータを得る手段と、この得られた各サブキャリアのシンボルデータのなかから固定の基準位相を有するパイロットサブキャリアのシンボルデータを抽出する手段と、この抽出されたパイロットサブキャリアのシンボルデータの位相を算出し、この算出した位相とこのシンボルデータの基準位相との差をシンボルレート誤差を含む位相として算出する手段と、この各パイロットサブキャリアのシンボルデータのシンボルレート誤差を含む位相の時間変化を求める手段と、この位相の時間変化を、シンボルデータの基準時間、該基準時間における高速フーリエ変換のポイント数、OFDM変調信号の基準帯域幅及びパイロットサブキャリアの番号に基づいて、サブキャリアのシンボルレート誤差に変換する手段とを備えている。

10

【0022】

このように構成されたOFDM変調信号のシンボルレート誤差測定装置においても、先に説明した発明のOFDM変調信号のシンボルレート誤差測定装置とほぼ同様の作用効果を奏することが可能である。

20

【0023】

また別の発明は、上述した各発明のOFDM変調信号のシンボルレート誤差測定装置において、デジタルのI、Q信号からOFDM変調信号の搬送周波数の周波数誤差を求める手段と、この求めた周波数誤差を用いてデジタルのI、Q信号における周波数のずれを補正する手段とを備えている。

【0024】

OFDM変調信号の搬送周波数 ω に誤差周波数 $\Delta\omega$ が発生すると、図6(b)に示すように、OFDM変調信号の実際の占有周波数帯域が周波数誤差 $\Delta\omega$ だけ上下にシフトする。周波数誤差 $\Delta\omega$ がサブキャリア2の周波数間隔 $\Delta F (= 312.5 \text{ kHz})$ を超えると、各I、Q信号の補正は必須である。したがって、搬送周波数の周波数誤差を求め、求めた周波数誤差を用いてデジタルのI、Q信号における周波数のずれを補正している。

30

【発明の効果】

【0025】

このような構成のOFDM変調信号のシンボルレート誤差測定装置においては、元々規定の位相値（基準位相）を有する各パイロットサブキャリアのシンボルデータの実際の位相を求め、この求めたシンボルデータの位相時間変化からシンボルデータのシンボルレート誤差を算出しているので、OFDM変調信号のシンボルレート誤差を高い精度でかつ高速に測定できる。

【発明を実施するための最良の形態】

40

【0026】

以下、本発明の一実施形態を図面を用いて説明する。

【0027】

図1は本発明の一実施形態に係わるOFDM変調信号のシンボルレート誤差測定装置の概略構成を示すブロック図である。

【0028】

入力端子13から入力されたアナログのOFDM変調信号1は信号入力処理部14へ入力される。このOFDM変調信号1は、図9(a)(b)(c)、及び図10に示す構造及び伝送フォーマットを有する。信号入力処理部14へ入力された5GHz帯の搬送周波数 ω を有するOFDM変調信号1は、減衰器15でもって信号レベルが所定の信号レベルに

50

変換されたのち、周波数変換部 16 へ入力される。

【0029】

周波数変換部 16 は、入力された OFDM 変調信号 1 の 5 GHz 帯の搬送周波数 ω を中間周波数 (IF) に変換して、新たな中間周波数 (IF) の OFDM 変調信号として、A/D 変換器 17 へ送出する。A/D 変換器 17 は、入力されたアナログの OFDM 変調信号を所定のサンプリングクロックでサンプリングしてデジタルの OFDM 変調信号に変換して、次の直交復調部 18 へ送出する。

【0030】

直交復調部 18 は、図 2 に示すように、一对の信号乗算器 (位相検波器) 19 a、19 b と、中間周波数 (IF) に変換された搬送波信号を出力する搬送波発生回路 20、搬送波信号の位相を 90° 移相させる $\pi/2$ 移相器 21、一对の LPF 22 a、22 b で構成されている。なお、この直交復調部 18 の上述した各構成部材は例えば小型のデジタル処理回路素子で構成されている。このような周知の直交復調部 18 において、入力されたデジタルの中間周波数 (IF) の OFDM 変調信号はデジタルの I (同位相) 信号と Q (直交位相) 信号とに直交復調される。直交復調部 18 は、直交復調したデジタルの I 信号と Q 信号とをデータメモリ 23 へ書込む。

【0031】

小型のコンピュータからなるデータ処理部 24 は、データメモリ 23 に書込まれたデジタルの I 信号と Q 信号とを読み出し、この I 信号と Q 信号とに基づいて OFDM 変調信号におけるシンボルレート誤差 ε を算出して表示部 25 に表示出力する。

【0032】

コンピュータからなるデータ処理部 24 内には、図 3 に示すように、信号検出部 26、搬送周波数検出・補正部 27、シンボルデータ抽出部 28、FFT 処理部 29、パイロットサブキャリア抽出部 30、位相算出部 31、平均位相算出部 32、位相判定・補正部 33、位相変化算出部 34、シンボルレート誤差算出部 35 が設けられている。

【0033】

このデータ処理部 24 の各部 26 ~ 34 の各動作を説明する前に、OFDM 変調信号 1 の各サブキャリア 2 についてさらに詳細に説明する。図 9 (b) に示すように、OFDM 変調信号 1 は 52 本のサブキャリア 2 で構成されるが、図 4 に示すように、52 本のサブキャリア 2 のうち、-21 番 ($n = -21$)、-7 番 ($n = -7$)、7 番 ($n = 7$)、21 番 ($n = 21$) の 4 本のサブキャリア 2 は、パイロットサブキャリア 36 とし、固定情報が設定されている。

【0034】

具体的には、 $n = -21$ 、 $n = -7$ 、 $n = 7$ 、 $n = 21$ の 4 本の各パイロットサブキャリア 36 は、それぞれ図 5 に示す伝送フレームを有しており、プリアンプル 4、シグナル 7、複数のシンボルデータ 9 からなるデータ領域 8 とで形成されている。各シンボルデータ 9 は先頭から順番に時系列的な番号 m ($m = 1, 2, 3, \dots$) が付されており、各シンボルデータ 9 は、BPSK の変調方式で位相変調され、I、Q 信号値で示した固定値が設定されている。この I、Q 信号値で示した固定値 (基準座標) は、パイロットサブキャリア 36 毎に、 $[1, 0]$ 、 $[1, 0]$ 、 $[1, 0]$ 、 $[-1, 0]$ である。したがって、位相としては 0° (0 ラジアン)、又は 180° (π ラジアン) の基準位相である。

【0035】

図 3 において、データ処理部 24 における信号検出部 26 は、データメモリ 23 のデジタルの各 I、Q 信号を読み出して、バースト信号の場合にはパケット 3 を検出する。具体的には固定値が組込まれたプリアンプルの位置を判定する。また、連続信号の場合には、シンボルタイミングを検出する。

【0036】

搬送周波数検出・補正部 27 は、信号検出部 26 で検出されたパケット 3 の各 I、Q 信号から OFDM 変調信号の搬送周波数 ω を検出する。具体的には、各デジタルの I、Q 信号の 1 周期分の波形に含まれる I、Q 信号の数 (データ数) から搬送周波数 ω を算出する

。そして、この搬送周波数 ω の基準搬送周波数 ω_0 からの周波数誤差 $\Delta\omega$ を算出する。さらに、この周波数誤差 $\Delta\omega$ で、信号検出部26で検出されたパケット3の各I、Q信号を補正する。具体的には、各デジタルのI、Q信号の1周期分の波形に含まれるI、Q信号の数（データ数）を補正する。なお、周波数誤差 $\Delta\omega$ がサブキャリア2の周波数間隔 ΔF （＝312.5 kHz）を超えると、各I、Q信号の補正は必須である。

【0037】

シンボルデータ抽出部28は、信号検出部26で検出されたパケット3の各I、Q信号におけるFFT処理前の合成された状態の各シンボルデータを抽出する。具体的には、パケット3の先頭位置からの各距離（データ数）で1シンボル分のデータを含む各シンボルデータの位置を特定する。

10

【0038】

FFT処理部29は、合成された状態のシンボルデータを高速フーリエ変換して、シンボルデータを52個のサブキャリア2のシンボルデータ9に分解する。パイロットサブキャリア抽出部30は、52個のサブキャリア2のシンボルデータ9から前述した4個のパイロットサブキャリア36のシンボルデータ9を抽出する。

【0039】

位相算出部31は、 $n = -21$ 、 -7 、 7 、 21 の各パイロットサブキャリア36のシンボルデータ9の位相 $\phi(n, m)$ を算出する。

【0040】

$$\phi(n, m) = \tan^{-1} [Im(n, m) / Re(n, m)]$$

20

n ；パイロットサブキャリア36の番号

m ；シンボルデータ9の番号

$Re(n, m)$ ；シンボルデータ9の実数部（FFTの実数部）

$Im(n, m)$ ；シンボルデータ9の虚数部（FFTの虚数部）

$n = -21$ 、 -7 、 7 の各パイロットサブキャリア36のシンボルデータ9のシンボルレート誤差 ε が無いと仮定した基準位相は0ラジアンであるので、算出された位相 $\phi(n, m)$ が、そのまま、シンボルレート誤差 ε を含む位相 $\phi(n, m)$ となる。

【0041】

但し、 $n = 21$ のパイロットサブキャリア36のシンボルデータ9の基準位相は π ラジアンであるので、 $(\pi - \phi(n, m))$ を、シンボルレート誤差 ε を含む位相 $\phi(n, m)$ とする。

30

【0042】

平均位相算出部32は、位相算出部31で算出された $n = -21$ 、 -7 、 7 、 21 の各パイロットサブキャリア36の m 番目のシンボルデータ9の位相 $\phi(-21, m)$ 、 $\phi(-7, m)$ 、 $\phi(7, m)$ 、 $\phi(21, m)$ を用いて、 $n = 21$ のパイロットサブキャリア36における m 番目のシンボルデータ9の平均位相 $\phi_{21}(m)$ を次式で算出する。

【0043】

$$\phi_{21}(m) = [\phi(21, m) + 3\phi(7, m) - 3\phi(-7, m) - \phi(-21, m)] / 4$$

すなわち、OFDM変調信号1にシンボルレート誤差 ε が存在することは、前述したように、各サブキャリア2の位相が、中心($n = 0$)から遠いサブキャリア2ほど大きくなる。例えば、 $n = 21$ のパイロットサブキャリア36の m 番目のシンボルデータ9の位相 $\phi(21, m)$ は、 $n = 7$ のパイロットサブキャリア36の m 番目のシンボルデータ9の位相 $\phi(7, m)$ の3倍の値を有する。したがって、各パイロットサブキャリア36のシンボルデータ9の位相の荷重平均を算出する。

40

【0044】

荷重平均する利点として、周波数誤差 $\Delta\omega$ の補正の残留分（導出の精度等で補正しきれない分）を $\delta\omega$ とすると、その影響をなくすることが可能である。各サブキャリアの位相成分に $\delta\omega$ がオフセットの固定値として加算されるので、21番のパイロットサブキャリア36の位相に -21 番のパイロットサブキャリア36の位相を「 -1 」して加えることは、 $(\delta\omega - \delta\omega)$ を作るので、影響が無くなる。

50

【0045】

搬送波周波数は、周波数の時間変動分があり（FM成分やジッタ）、一義的に補正しきれない成分もあるので、その影響をなくすることができる。

【0046】

また、位相の導出誤差が必ず発生（純粋なノイズ分）する。基本的にノイズ分をすべて加えると「0」になる。パイロットサブキャリア36は特定のサブキャリアのみなので4つ加えても「0」にはならないが、影響を小さくすることが可能である。

【0047】

位相判定・補正部33は、算出された $n = 21$ のパイロットサブキャリア36における m 番目のシンボルデータ9の平均位相 $\phi_{21}(m)$ が、規定位相値を超えているか否かを判定する。規定位相値を超えていると、次の番号 $(m+1)$ のシンボルデータ9の領域まで算出したので、平均位相 $\phi_{21}(m)$ から規定位相値を減じた位相を補正後の平均位相 $\phi_{21}(m)$ とする。

10

【0048】

位相変化算出部34は、例えば、番号 $m = 1 \sim m = M$ までの各シンボルデータ9の平均位相 $\phi_{21}(m)$ と時間経過を示す番号 m との図7に示す関係式

$$\phi_{21}(m) = \phi'(21) \times m + A$$

を最小自乗法で求める。そして、変数（番号） m の係数 $\phi'(21)$ を $n = 21$ のパイロットサブキャリア36におけるシンボルデータ9における位相の時間変化 $\phi'(21)$ とする。なお、 A は定数である。

20

【0049】

シンボルレート誤差算出部35は、位相変化算出部34で算出された $n = 21$ のパイロットサブキャリア36におけるシンボルデータ9における位相の時間変化 $\phi'(21)$ をシンボルデータ9におけるシンボルレート誤差 ε に変換する。具体的には、シンボルデータ9の基準時間 $T_s (= 4 \mu s)$ 、基準時間 T_s におけるFFTのポイント数 $(= 128)$ 、占基準帯域幅 $S_w (= 20 \text{ MHz})$ 、パイロットサブキャリア36の番号 $n (= 21)$ 等で定まる係数 K を乗算して、シンボルレート誤差 ε を算出する。

$$K = [128 (\text{ポイント}) / 20 (\text{MHz})] / (2\pi) [1 / 21 (\text{番号}) / 4 (\mu s)] \times 10^{-6} (\text{ppm})$$

$$\varepsilon = K \times \phi'(21)$$

30

シンボルレート誤差算出部35は、算出したシンボルレート誤差 ε を表示部25に表示出力する。

【0050】

図8はデータ処理部24の全体動作を示す流れ図である。先ず、信号検出部26が起動して、データメモリ23のデジタルの各I、Q信号を讀出して、パケット3又はシンボルタイミングを検出する（ステップS1）。次に、搬送周波数検出・補正部27が起動して、OFDM変調信号の搬送周波数 ω の周波数誤差 $\Delta\omega$ を算出し、この周波数誤差 $\Delta\omega$ でパケット3の各I、Q信号を補正する（S2）。次に、 $S = 3$ にて、シンボルデータ抽出部28にて検出されるパケット3の各I、Q信号におけるシンボルデータ9の番号 m を初期化する（ $m = 1$ ）。

40

【0051】

シンボルデータ抽出部28にて検出された m 番目のシンボルデータをFFT処理部30が高速フーリエ変換して、シンボルデータを65個のサブキャリア2のシンボルデータ9に分解する（S4）。65個のサブキャリア2のシンボルデータ9から $n = -21$ 、 -7 、 7 、 21 からなる4個のパイロットサブキャリア36のシンボルデータ9を抽出する（S5）。位相算出部31が起動して、 $n = -21$ 、 -7 、 7 、 21 の各パイロットサブキャリア36のシンボルデータ9の位相 $\phi(n, m)$ を算出する（S6）。

【0052】

次に、平均位相算出部32が起動して、 m 番目のシンボルデータ9の位相 $\phi(-21, m)$ 、 $\phi(-7, m)$ 、 $\phi(7, m)$ 、 $\phi(21, m)$ を用いて、 $n = 21$ のパイロットサブキ

50

キャリア 36 における m 番目のシンボルデータ 9 の平均位相 $\phi_{21}(m)$ を算出する (S7)。位相判定・補正部 33 が起動して、算出された m 番目のシンボルデータ 9 の平均位相 $\phi_{21}(m)$ が規定位相値を超えているか否かを判定する (S8)。

【0053】

1 シンボルデータ分の規定位相値を超えると (S9)、平均位相 $\phi_{21}(m)$ から規定位相値を減じた位相を補正後の平均位相 $\phi(m)$ とし (S10)、シンボルデータ 9 の番号 m を 1 だけ更新する (S11)。算出された m 番目のシンボルデータ 9 の平均位相 $\phi_{21}(m)$ が規定位相値を超えていないと (S9)、そのまま、シンボルデータ 9 の番号 m を 1 だけ更新する (S11)。

【0054】

更新後のシンボルデータ 9 の番号 m が測定しようとするシンボルデータ 9 の例えば M の規定個数を超えていない場合は (S12)、S4 に戻り、 m 番目のシンボルデータを FFT 処理部 30 が高速フーリエ変換する。

【0055】

更新後のシンボルデータ 9 の番号 m が規定個数を超えた場合は (S12)、位相変化算出部 34 が起動して、最小自乗法を用いて、 $n=21$ のパイロットサブキャリア 36 におけるシンボルデータ 9 における位相の時間変化 $\phi'(21)$ を算出する (S13)。シンボルレート誤差算出部 35 が起動して $n=21$ のパイロットサブキャリア 36 における位相の時間変化 $\phi'(21)$ をシンボルデータ 9 におけるシンボルレート誤差 ε に変換する (S14)。そして、このシンボルレート誤差 ε を表示部 25 に表示する。

【0056】

このように構成された実施形態の OFDM 変調信号のシンボルレート誤差測定装置においては、OFDM 変調信号 1 のサブキャリアに含まれる、予め固定位相 (基準位相) を有するパイロットサブキャリア 36 の各時間位置 (番号) m におけるシンボルデータ 9 の位相 $\phi(n, m)$ を測定している。そして、この位相 $\phi_{21}(m)$ の時間変化 $\phi'(21)$ を算出して、この位相 $\phi(m)$ の時間変化 $\phi'(21)$ からシンボルデータ 9 におけるシンボルレート誤差 ε を算出している。

【0057】

このように、位相 $\phi_{21}(m)$ の時間変化 $\phi'(21)$ からシンボルデータ 9 におけるシンボルレート誤差 ε を算出することによって、従来の自己相関手法に比較して、シンボルレート誤差 ε を高速で、かつ高い精度でシンボルレート誤差 ε を測定できる。

【0058】

なお、本発明は上述した実施形態に限定されるものではない。

図 1 に示す信号入力処理部 14 において、A/D 変換器 17 と直交復調器 18 との位置を交換することも可能である。この場合、周波数変換部 16 から出力されたアナログの OFDM 変調信号を直交復調器 18 でアナログの I、Q 信号に復調して、このアナログの I、Q 信号を A/D 変換器 17 でデジタルの I、Q 信号に変換する。

【0059】

さらに、直交復調器 18 とデータメモリ 23 との位置を交換することも可能である。この場合、周波数変換部 16 から出力されたアナログの OFDM 変調信号を A/D 変換器 17 でデジタルの OFDM 変調信号に変換してデータメモリ 23 に書込む。そして、データメモリ 23 から読出したデジタルの OFDM 変調信号を直交復調器 18 でデジタルの I、Q 信号に復調して、データ処理部 24 へ供給する。

【図面の簡単な説明】

【0060】

【図 1】本発明の一実施形態に係わる OFDM 変調信号のシンボルレート誤差測定装置の概略構成を示すブロック図

【図 2】同実施形態に係わるシンボルレート誤差測定装置に組込まれた直交復調部の詳細構成を示すブロック図

【図 3】同実施形態に係わるシンボルレート誤差測定装置に組込まれたデータ処理部の詳

10

20

30

40

50

細構成を示すブロック図

【図４】ＯＦＤＭ変調信号の各パイロットサブキャリアを示すスペクトラム図

【図５】ＯＦＤＭ変調信号の各パイロットサブキャリアの伝送フレームを示す図

【図６】ＯＦＤＭ変調信号の全周波数帯域を示すスペクトラム図

【図７】同実施形態に係わるシンボルレート誤差測定装置で算出される各シンボルデータの平均位相 $\phi(m)$ と m との関係を示す図

【図８】同実施形態に係わるシンボルレート誤差測定装置に組込まれたデータ処理部の詳細動作を示す流れ図

【図９】ＯＦＤＭ変調信号の構成を示す図

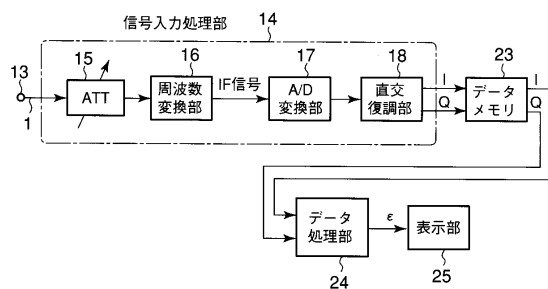
【図１０】ＯＦＤＭ変調信号の各サブキャリアの伝送フレームを示す図

【符号の説明】

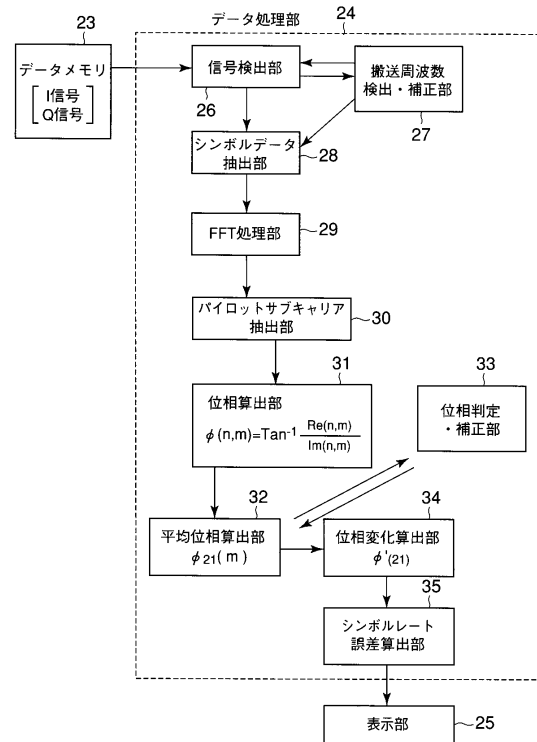
【００６１】

１…ＯＦＤＭ変調信号、２…サブキャリア、４…プリアンプル、７…シグナル、８…データ領域、９…シンボルデータ、１０…データ、１１…ＧＩ、１４…信号入力処理部、１５…減衰器、１６…周波数変換部、１７…Ａ／Ｄ変換部、１８…直交復調部、２３…データメモリ、２４…データ処理部、２５…表示部、２６…信号検出部、２７…搬送周波数検出・補正部、２８…シンボルデータ抽出部、２９…ＦＦＴ処理部、３０…パイロットサブキャリア抽出部、３１…位相算出部、３２…平均位相算出部、３３…位相判定・補正部、３４…位相変化算出部、３５…シンボルレート誤差算出部、３６…パイロットサブキャリア

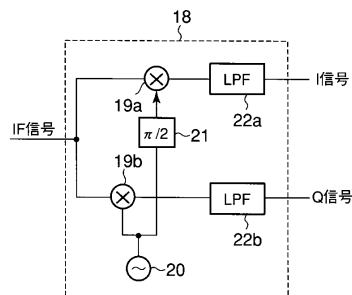
【図１】



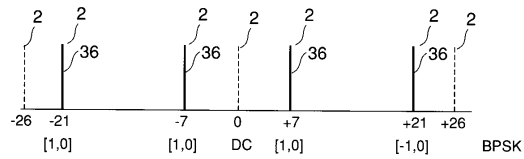
【図３】



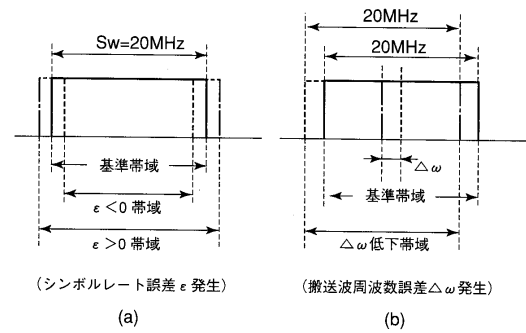
【図２】



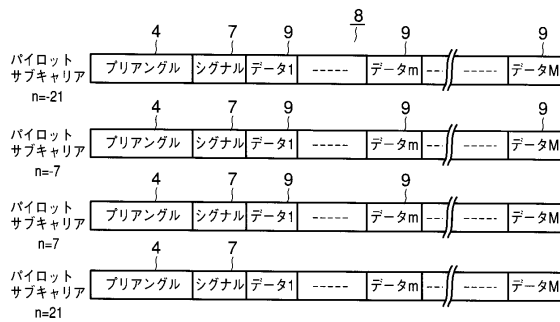
【図 4】



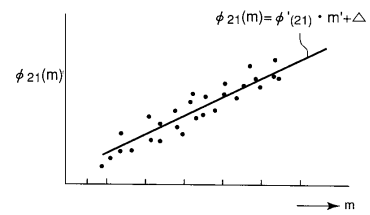
【図 6】



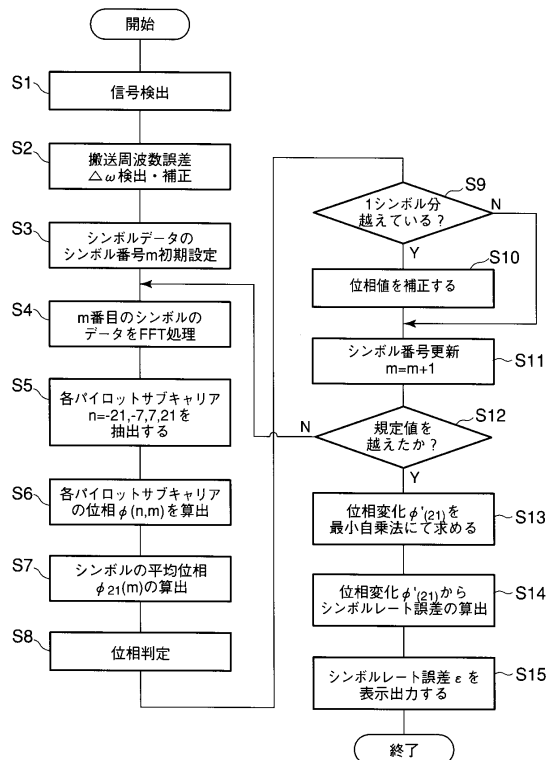
【図 5】



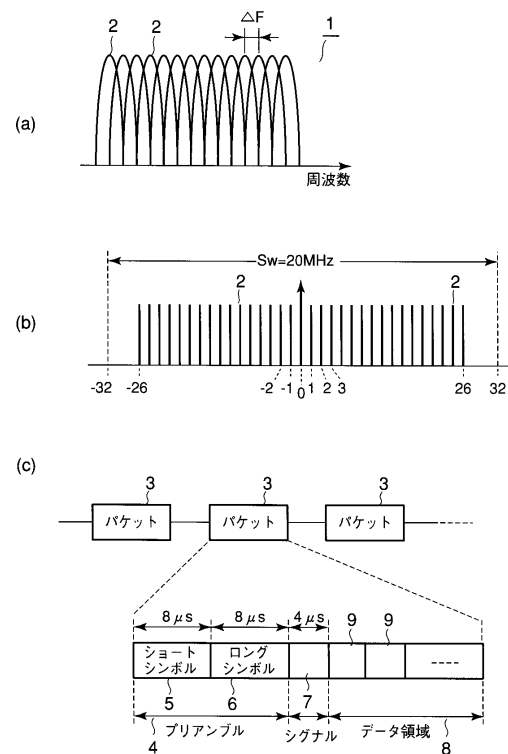
【図 7】



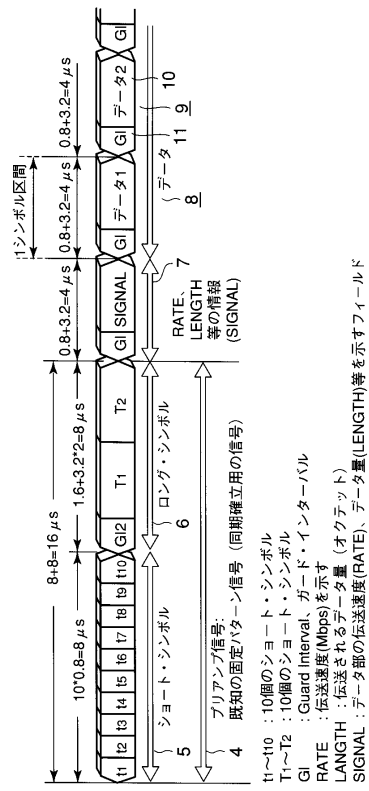
【図 8】



【図 9】



【図 10】



フロントページの続き

- (74)代理人 100084618
弁理士 村松 貞男
- (74)代理人 100092196
弁理士 橋本 良郎
- (72)発明者 松田 俊幸
福島県郡山市字道場301番地 東北アンリツ株式会社内
- (72)発明者 森田 毅彦
神奈川県厚木市恩名1800番地 アンリツ株式会社内

審査官 高野 洋

- (56)参考文献 特開2004-007439 (JP, A)
特開平08-139781 (JP, A)
特表2004-531168 (JP, A)
特開2004-214962 (JP, A)
特開平11-252039 (JP, A)
特開2003-218824 (JP, A)
特開2000-316031 (JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04J 11/00