

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2005-191662
(P2005-191662A)

(43) 公開日 平成17年7月14日(2005.7.14)

(51) Int. Cl. ⁷	F I	テーマコード (参考)
H04J 11/00	H04J 11/00	5K022
H04B 3/06	H04B 3/06	5K046
H04B 7/005	H04B 7/005	

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2003-427345 (P2003-427345)	(71) 出願人	591128453 株式会社メガチップス 大阪市淀川区宮原4丁目1番6号
(22) 出願日	平成15年12月24日(2003.12.24)	(74) 代理人	100089233 弁理士 吉田 茂明
		(74) 代理人	100088672 弁理士 吉竹 英俊
		(74) 代理人	100088845 弁理士 有田 貴弘
		(72) 発明者	陳 寒達 大阪市淀川区宮原4丁目1番6号 株式会社メガチップス内
		Fターム(参考)	5K022 DD01 DD13 DD19 DD33 5K046 AA05 EE06 EE47 EE56 EF03 EF52 EF54

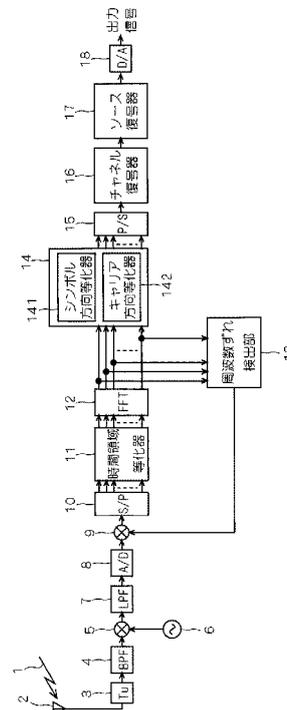
(54) 【発明の名称】 OFDM信号の復調方法

(57) 【要約】

【課題】 OFDM変調方式の復調器において、レイリーフェーディングに強く、高速移動受信に適した伝送路等化アルゴリズムを提供することを課題とする。

【解決手段】 時間領域等化器 11 では、受信したシンボル信号に対して、時間領域における等化处理が施される。時間等化が行われた後、シンボル信号はFFT演算器 12 においてFFT演算されて受信OFDM信号となる。次に、周波数領域等化器 14 だが、受信OFDMに対して周波数領域の等化处理が施される。具体的には、FIRフィルタを用いて、シンボル方向およびキャリア方向に対する等化处理が施される。

【選択図】 図 1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 伝送における復調方法であって、

、

OFDM方式の伝送信号を受信する第1工程と、

シンボル信号に対して、時間領域における等化处理を施す第2工程と、

時間等化处理後のシンボル信号に対してFFT変換を行う第3工程と、

FFT変換後の受信OFDM信号に対して、FIRフィルタを用いてシンボル方向およびキャリア方向に等化处理を施す第4工程と、

を備えることを特徴とするOFDM信号の復調方法。

10

【請求項 2】

請求項1に記載のOFDM信号の復調方法において、

前記第4工程で使用するFIRフィルタは、時間等化处理を行わない場合に必要とされるタップ数よりも少ないタップ数で構成されていることを特徴とするOFDM信号の復調方法。

【請求項 3】

請求項1または請求項2に記載のOFDM信号の復調方法において、

前記第2工程は、

レイリーフェーディング関数 $r(n)$ を算出する第2.1工程と、

シンボル信号をレイリーフェーディング関数 $r(n)$ で除算する第2.2工程と、

を含み、

前記第2.1工程は、

ガードインターバル内の複数の信号について、ガードインターバル内の信号(第1信号)と、当該信号のコピー元である有効シンボル内の信号(第2信号)とを結ぶ直線の傾きを求める第2.1.1工程と、

前記第2.1.1工程において求めた複数の前記傾きの平均をレイリーフェーディング関数 $r(n)$ の傾きとして算出する第2.1.2工程と、

を含むことを特徴とするOFDM信号の復調方法。

20

【請求項 4】

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 伝送における復調方法であって

、

レイリーフェーディング関数 $r(n)$ を算出する第1工程と、

受信したOFDM信号をレイリーフェーディング関数 $r(n)$ で除算することにより、時間領域において等化处理を行う第2工程と、

を含み、

前記第1工程は、

ガードインターバル内の複数の信号について、ガードインターバル内の信号(第1信号)と、当該信号のコピー元である有効シンボル内の信号(第2信号)とを結ぶ直線の傾きを求める第1.1工程と、

前記第1.1工程において求めた複数の前記傾きの平均をレイリーフェーディング関数 $r(n)$ の傾きとして算出する第1.2工程と、

を含むことを特徴とするOFDM信号の復調方法。

30

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、OFDM方式のデジタル伝送における受信方法に関する。

【背景技術】

【0002】

日本の地上波デジタルテレビ放送では、伝送方式としてOFDM(直交周波数分割多重; Orthogonal Frequency Division Multiplexing)方式が採用されている。OFDM方式

50

は、送信信号を複数の搬送波に分割して送信するマルチキャリア伝送方式の1つであり、マルチパス伝送路の周波数選択性フェーディングに強い、各サブチャネルのスペクトルが密に配置でき、周波数利用効率が高い、などの利点がある。

【0003】

一方、OFDM信号はIDFT変換によって生成されるため、レイリーフェーディング伝送路のような時間的に変化する伝送路に対する耐性は弱い。特に、シンボル長の長いモード3において、64QAMでキャリア変調されたOFDM信号は、ドップラー周波数が20Hzを越える環境となると正常に復調することができなくなる。NHKの実験結果によると、4アンテナのサブキャリアレベルMRC(Maximum Ratio Combining)合成のダイバーシテ受信においても、復調可能な環境はドップラー周波数が45Hzまでの環境である。19チャンネル(509MHz)において、45Hzのドップラー周波数は95km/hの移動スピードに相当する。これは、日本の高速道路の制限速度である100km/hに満たない速度であるため、高速道路走行中におけるデジタル放送受信のニーズを満たしていない。

10

【0004】

OFDM信号がレイリーフェーディング伝送路に弱い主な原因は、レイリーフェーディングに乗算性があることであり、また、時間的に変化する伝送路によって直交性が崩れ、キャリア間干渉(ICI; Inter Channel Interference)が発生することである。1パスレイリーの場合、受信したOFDM信号は数1式となる。

【0005】

20

【数1】

$$y(n) = a(n)r(n) + v(n)$$

【0006】

数1式中、 $a(n)$ はOFDM信号、 $r(n)$ はレイリーフェーディング、 $v(n)$ は加法的ガウス雑音(AWGN)である。このOFDM信号が復調器においてFFT演算により復調されると、数2式で示される信号となる。

【0007】

【数2】

$$Y(k) = A(k) * R(k) + V(k) = A(k)R(k, k) + \sum_{m \neq k} A(m)R(k, m) + V(k)$$

30

【0008】

ただし、数2式中、 $Y(k), A(k), R(k), V(k)$ は、それぞれ $y(n), a(n), r(n), v(n)$ をFFT演算した結果であり、*は畳み込み積分符号である。 $A(k) * R(k, k)$ が正常な受信信号、シグマ符号のある項はICI成分である。ICIが発生する原因は $r(n)$ が時間変化することにある。 $r(n)$ が時間的に変化しない、つまり $r(n)$ が定数である場合には、 $R(k)$ がデルタ関数であり、 $R(k, m) = 0 (k \neq m)$ となり、ICIは発生しない。そのため、OFDM信号を正しく復調するには1シンボルの期間内伝送路が時間的に変化しないという条件が必要である。

40

【0009】

【特許文献1】特開2000-286817号

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0010】

しかし、日本規格のモード3のような長いシンボルにおいては、1シンボル期間中でも伝送路応答が変動する。1パスレイリーフェーディングの場合、1シンボルで伝送路応答変動を補償する技術としては、時間領域等化による手法が学会で報告されている。しかし、その時間領域等化方法はTU6(Typical Urban 6-path Rayleigh fading channel mode 1)のようなマルチパスレイリーフェーディングに対しては効果が薄い。その原因としては

50

、マルチパスレイリーフェーディングの場合、受信信号は数3式のようになり、時間領域での変動は簡単な線形関数にならないからである。

【0011】

【数3】

$$y(n) = \sum_i^M \beta_i a(n - \tau_i) r_i(n - \tau_i) + v(n)$$

【0012】

数3式中、 i はマルチパスレイリーフェーディングにおける各パスの番号、 M は全マルチパス数を示している。したがって、TU6の場合には、 $M=6$ である。また、 $a(n - \tau_i)$ はOFDM信号、 $r_i(n - \tau_i)$ はレイリーフェーディングを示しており、 β_i は各パスの減衰係数、 τ_i は各パスの遅延時間である。

10

【0013】

また、FFTで復調後の信号に乗算される伝送路関数も数2式で示した1パスレイリーの場合における $R(k, k)$ ではなく、非常に複雑な伝達関数になる。このため、マルチパスレイリーフェーディングの場合は正確な伝送路推定が一層重要になる。

【0014】

OFDM復調器はデータに埋め込まれたパイロット信号を利用して伝送路を推定し、受信データを等化する。日本規格のパイロット配置により、伝送路推定はシンボル方向（伝送路の時間的な変動を推定する）とキャリア方向（伝送路の周波数的な変動を推定する）とともに推定する必要がある。一般的な推定方法として、シンボル方向の直線推定+キャリア方向のFIR推定という推定方法がよく使われている。このような推定方法では据え置き受信においては十分な性能が得られ、回路規模も小さく済む。

20

【0015】

しかし、移動受信の場合、レイリーフェーディングの影響で、シンボル方向の伝送路変動も大きくなり、直線補間では正しく伝送路推定ができない。したがって、想定される最大ドップラー周波数にも対応可能なFIR補間が必要となってくる。シンボル方向の直線補間では7シンボル分のパイロットをバッファリングして行えばよいが、FIRフィルタを用いて補間する場合には、回路規模と性能とのバランスを取るためには、48個のシンボル数が必要であると言われており、バッファリングためのメモリの容量が7倍となってしまう。

30

【0016】

上記特許文献1では、受信信号に対して時間領域および周波数領域の両方で等化処理を実行することで、補間精度が向上するという点について言及されているが、周波数領域においてFIRフィルタを用いた場合に、回路規模が大きくなるという問題については解決策が示されていない。

【0017】

そこで、本発明は前記問題点に鑑み、地上波デジタルテレビ等で用いられるOFDM変調方式の復調器において、回路規模を増大させることなく、レイリーフェーディングに強く、高速移動受信に適した伝送路等化アルゴリズムを提供することを課題とする。

40

【課題を解決するための手段】

【0018】

上記課題を解決するため、請求項1記載の発明は、OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex)伝送における復調方法であって、OFDM方式の伝送信号を受信する第1工程と、シンボル信号に対して、時間領域における等化処理を施す第2工程と、時間等化処理後のシンボル信号に対してFFT変換を行う第3工程と、FFT変換後の受信OFDM信号に対して、FIRフィルタを用いてシンボル方向およびキャリア方向に等化処理を施す第4工程と、を備えることを特徴とする。

【0019】

50

請求項 2 記載の発明は、請求項 1 に記載の OFDM 信号の復調方法において、前記第 4 工程で使用する FIR フィルタは、時間等化処理を行わない場合に必要とされるタップ数よりも少ないタップ数で構成されていることを特徴とする。

【0020】

請求項 3 記載の発明は、請求項 1 または請求項 2 に記載の OFDM 信号の復調方法において、前記第 2 工程は、レイリーフェーディング関数 $r(n)$ を算出する第 2.1 工程と、シンボル信号をレイリーフェーディング関数 $r(n)$ で除算する第 2.2 工程と、を含み、前記第 2.1 工程は、ガードインターバル内の複数の信号について、ガードインターバル内の信号（第 1 信号）と、当該信号のコピー元である有効シンボル内の信号（第 2 信号）とを結ぶ直線の傾きを求める第 2.1.1 工程と、前記第 2.1.1 工程において求めた複数の前記傾きの平均をレイリーフェーディング関数 $r(n)$ の傾きとして算出する第 2.1.2 工程と、を含むことを特徴とする。

10

【0021】

請求項 4 記載の発明は、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 伝送における復調方法であって、レイリーフェーディング関数 $r(n)$ を算出する第 1 工程と、受信した OFDM 信号をレイリーフェーディング関数 $r(n)$ で除算することにより、時間領域において等化処理を行う第 2 工程と、を含み、前記第 1 工程は、ガードインターバル内の複数の信号について、ガードインターバル内の信号（第 1 信号）と、当該信号のコピー元である有効シンボル内の信号（第 2 信号）とを結ぶ直線の傾きを求める第 1.1 工程と、前記第 1.1 工程において求めた複数の前記傾きの平均をレイリーフェーディング関数 $r(n)$ の傾きとして算出する第 1.2 工程と、を含むことを特徴とする。

20

【発明の効果】

【0022】

本発明は、周波数領域において FIR フィルタを用いてシンボル方向およびキャリア方向の等化処理を行うので、伝送路推定の精度が高い。さらに、時間領域において等化処理を行っているので、シンボル方向補間 FIR フィルタのタップ数を削減することができ、回路規模の縮小も実現する。

【発明を実施するための最良の形態】

【0023】

以下、図面を参照しつつ本発明の実施の形態について説明する。

30

【0024】

{ 受信処理の流れ }

地上波デジタル放送の送信方式として、1 チャンネルの帯域内に数百～数千の多数の搬送波（サブキャリア）を多重伝送する OFDM 方式が日本や欧米などで採用されている。この OFDM 方式は、送信データを複数のサブキャリアに分割して送信するマルチキャリア変調方式であるため、周波数利用効率が非常に高く、移動受信時に生じる周波数選択性フェーディング妨害に強い。また、6 MHz の帯域幅で伝送する総ビットレートが同じという条件下では、各キャリアのシンボル期間が通常のシングルキャリア変調方式のそれと比べてキャリアの本数分（数百～数千分）長く、また、各有効シンボル間にガードインターバルという保護期間を設けることによりマルチパス（ゴースト）の影響を小さくできるため、画質劣化を抑制できるという利点がある。

40

【0025】

図 1 は、本実施の形態に係る OFDM 用受信装置の概略を示す機能ブロック図である。OFDM 用送信装置（図示せず）から送信された RF (Radio Frequency) 信号 1 は伝送路を通過して受信アンテナ 2 で受信される。受信 RF 信号は、チューナー 3 で IF (Intermediate Frequency) 信号に周波数変換される。その IF 信号は、BPF (バンドパスフィルタ) 4 を介してミキサ 5 に入力され、搬送波発振器 6 から供給される信号と乗算された後に LPF (ローパスフィルタ) 7 へ出力される。LPF 7 において高周波成分が除去された信号は A/D 変換器 8 へ出力され、A/D 変換器 8 へ入力された信号は所定のサンプリング周波数でデジタル信号（シンボル信号）に変換される。A/D 変換器 8 から出力

50

されたシンボル信号は、乗算器 9 において周波数補正係数が乗算された後、直並列変換器 10 に出力される。そして、シリアル信号として入力されるシンボル信号は直並列変換器 10 においてパラレル信号に変換され、時間領域等化器 11 に出力される。

【0026】

時間等化器 11 における具体的な処理の内容は後述するが、時間領域等化器 11 においては時間領域におけるシンボル信号の等化処理が実行される。そして、等化後のシンボル信号は、FFT (高速フーリエ変換) 演算器 12 に出力される。

【0027】

FFT 演算器 12 は、入力する時間領域のシンボル信号を周波数領域の信号 (この信号を受信 OFDM 信号と呼ぶことにする。) にフーリエ変換する。受信 OFDM 信号は、周波数ずれ検出部 13 および周波数領域等化器 14 に対して出力される。周波数ずれ検出部 13 においては、入力した受信 OFDM 信号に基づいて周波数ずれが検出され、周波数補正係数を乗算器 9 に対して出力する。そして、前述の如く、A/D 変換後のシンボル信号に対して周波数補正係数が乗算され、周波数ずれに対する補正処理が行われる。

10

【0028】

一方、FFT 演算器 12 より出力された受信 OFDM 信号は、周波数領域において受信信号の等化処理を実行する周波数領域等化器 14 に出力される。周波数領域等化器 14 において受信 OFDM 信号は等化処理が施され、等化処理後の受信 OFDM 信号は、並直列変換器 15 でパラレル信号からシリアル信号に変換された後、チャンネル復号器 16 でビット復号化やリードソロモン復号化を施され、次いで、ソース復号器 17 で MPEG (Moving Picture Experts Group) - 2 方式などの復号化を施された後、D/A 変換器 18 でアナログ化され出力される。

20

【0029】

{ 時間領域等化処理 }

次に、時間領域等化器 11 において行われる時間領域の等化処理について説明する。図 2 に示すように、時間領域のシンボル信号にはガードインターバル (GI) 区間がある。ガードインターバルは有効シンボルの後部の一部分のコピーである。このガードインターバル信号を利用することで、レイリーフェーディングの傾きを求めることができる。1 シンボル区間のレイリーフェーディングは直線関数にみなせるので、傾きが判明すれば、有効シンボル区間のレイリーフェーディング関数を算出することができる。その関数を使ってシンボル信号を補正する。

30

【0030】

図 3 は、1 シンボル信号における各時間の信号を示している。 g_1, g_2, \dots, g_L はガードインターバル内の信号であり (L はガードインターバル内の信号の数)、 p_1, p_2, \dots, p_L はガードインターバルのコピー元信号である。つまり、 g_i と p_i は元は同じ信号である ($i=1, 2, \dots, L$)。時間的に変化する伝送路を経て、 g_i が p_i に変動するわけである。

【0031】

g_1 と p_1 を図 4 のような座標にあてはめると、数 4 式で示すように g_1 - p_1 直線の数式 $g_{p1}(n)$ を求めることができる。

【0032】

【数 4】

$$g_{p1}(n) = \frac{p_1 - g_1}{N - 1} n + g_1$$

40

【0033】

数 4 式で得られた直線の傾きはデータに依存するので、 g_i と p_i ($i=1, 2, \dots, L$) は元は同じ信号であることを利用し、数 5 式のようにデータの依存性を取り除く。

【0034】

【数 5】

$$r(n) = \frac{g p_1(n)}{g_1} = \frac{p_1/g_1 - 1}{N-1} n + 1$$

【0035】

したがって、レイリーフェーディング関数 $r(n)$ の傾きは数 6 式で与えられる。

【0036】

【数 6】

$$\alpha_1 = \frac{p_1/g_1 - 1}{N-1}$$

10

【0037】

同様の計算を $i=2, 3, \dots, M (1 < M < L)$ についても行う。つまり、 $g_2 \sim p_2$ 、 $g_3 \sim p_3 \dots g_M \sim p_M$ を用いてそれぞれについて傾き α_i を求める。ノイズなど干渉のない場合は、各傾き α_i がすべて同じとなるが、ノイズのある場合を考慮して α_i の平均値 α をとる。したがって、 α は数 7 式で表される。

【0038】

【数 7】

$$\alpha = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \alpha_i = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \frac{p_i/g_i - 1}{N-1}$$

20

【0039】

これにより、シンボルごとのレイリーフェーディング関数 $r(n)$ の傾きが得られる。レイリーフェーディング関数 $r(n)$ が求められると、受信信号をレイリーフェーディング関数 $r(n)$ で除算することにより、時間領域でシンボルごとに信号等化（信号補正）が行われることとなる。

【0040】

{ 周波数領域等化処理 }

次に、周波数領域等化器 14 において行われる周波数領域の等化処理について説明する。シンボル信号は、FFT 演算器 12 において周波数領域の信号に変換される。図 5 は、周波数領域における受信 OFDM 信号を模式的に示す図である。図中横軸はシンボル方向であり、縦軸はキャリア方向である。また、黒四角のポイントはパイロット信号であり、白丸のポイントはデータ信号である。

30

【0041】

ここで、パイロット信号は、振幅および位相が既知の信号であり、周波数領域等化器 14 は、パイロット信号の振幅および位相をメモリ等に記憶している。したがって、記憶しているパイロット信号と受信したパイロット信号を比較することにより伝送路応答を求めることが可能である。そして、図 5 で示したように受信シンボル信号内に配列されているパイロット信号の伝送路応答から、データ信号の伝送路応答を推定するのである。

40

【0042】

ここで、前述したように、一般的な推定方法は、シンボル方向は直線推定を行い、キャリア方向は FIR フィルタを用いて推定を行うという方法である。直線推定を行う方法の一例を説明する。図 5 に示すように、シンボル方向では、パイロット信号が 4 シンボルごとに出現するように配列されている。したがって、隣り合う 2 点のパイロット信号の伝送路応答関数の平均をとることにより、その 2 点のパイロット信号の中間に位置するデータ信号の伝送路応答関数を推定することができる。さらに、この中間に位置するデータ信号の推定された伝送路応答関数と、2 シンボル前のパイロット信号の伝送路応答関数との平均をとれば 1 シンボル前のデータ信号の伝送路応答関数が推定される。あるいは、この中間に位置するデータ信号の推定された伝送路応答関数と、2 シンボル後のパイロット信号

50

の伝送路応答関数との平均をとれば1シンボル後のデータ信号の伝送路応答関数が推定される。

【0043】

しかし、移動受信の場合、レイリーフェーディングの影響で、シンボル方向の伝送路変動も大きくなり、上述したような直線推定(直線補間)では正しく伝送路推定を行うことができない。したがって、想定される最大ドップラー周波数にも対応可能なFIR補間が必要となってくる。そこで、本実施の形態においては、シンボル方向等化器141および周波数方向等化器142は、いずれもFIRフィルタを用いた等化处理を実行することとしている。

【0044】

ここで、FIRフィルタを用いて理想的なスペクトルを得るためには、タップ数が多く必要となる。そして、タップ数に対応して記憶する必要のあるパイロット信号の数も多くなる。そうすると、バッファリグのためのメモリが多く消費され、回路規模を大きくすることとなる。しかし、本実施の形態においては、FFT演算前の時間領域のシンボル信号に対する等化处理を実行することで、シンボル方向の伝送路変動を緩やかにさせ、シンボル補間FIRフィルタのタップ数を減らすことができるのである。

【0045】

つまり、周波数領域においてシンボル方向およびキャリア方向の両方に対してFIRフィルタを用いた等化处理を実行することにより、精度の高い伝送路推定を可能としながら、FIRフィルタのタップ数を削減し、回路規模の縮小化も実現しているのである。具体的には、時間領域において等化处理を行わず、周波数領域においてのみ等化处理を行う場合に、OFDM信号を正常に復調するためにFIRフィルタに必要なタップ数が実験等により決定されたとすると、本実施の形態の方法によれば、それよりも少ないタップ数のFIRフィルタを用いてOFDM信号を正常に復調することが可能である。

【0046】

図6は、時間領域における等化处理を行う前後のシンボル信号の状態を示す図である。図の横軸は時間軸であり、縦軸は振幅を示している。この図は、1シンボル内の信号が全て同じ振幅の信号として送信された場合を示している。図からも分かるように、時間領域における等化处理を行う前のシンボル信号(実線で示している。)は、レイリーフェーディングの影響で、1シンボル内の信号が大きく変動していることがわかる。一方、時間領域における等化处理を行った後のシンボル信号(破線で示している。)は、1シンボル内の信号の変動が緩和されていることがわかる。

【0047】

また、図7は、時間領域における等化处理前のコンスターレーションであり、図8は、時間領域における等化处理後のコンスターレーションを示している。コンスターレーションは、直交変調に対し、同相成分をx軸(横軸)、直交成分をy軸(縦軸)として信号を表したものである。図7と図8を比較すると、図7のコンスターレーションの方が信号点の大きさが大きく、信号にノイズなどが多く含まれていることを示している。

【0048】

また、図9は、時間領域における等化处理前のシンボル方向の伝送路変動を示す図であり、図10は、時間領域における等化处理後のシンボル方向の伝送路変動を示す図である。図9に比べて図10の方が伝送路が滑らかに変動していることが分かる。これにより、周波数領域での等化处理の精度を向上させることが可能となっている。

【0049】

図11は、本実施の形態の方法を採用したOFDM受信装置(時間領域において等化处理を行った上で、周波数領域においてはFIRフィルタを用いてシンボル方向とキャリア方向に等化处理を行う復調器)と、従来の方法を採用した他社のOFDM受信装置との性能を比較した結果を示している。図中、横軸はドップラー周波数、縦軸は要求されるC/N比(Carrier to Noise Ratio)を示している。C/N比は、雑音電力に対する信号電力の比である。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 0 】

たとえば、ドップラー周波数 40 Hz の場合で比較すると、本実施の形態の復調方法を採用した 4 アンテナダイバーシテ受信によると、要求される C/N 比は 16.8 dB である。これに対して、従来方法（他社）の 4 アンテナダイバーシテ受信では、18.6 dB が要求される。つまり、40 Hz のドップラー周波数を受ける環境において OFDM 信号を正常に復調するために、本実施の形態の OFDM 受信装置が要求する信号品質は、従来の OFDM 受信装置が要求する信号品質よりも低いものでよいことを示している。また、4 アンテナダイバーシテ受信においては、従来の OFDM 受信装置では復調することが不可能であった 70 Hz のドップラー周波数を受ける環境においても C/N 比が 20 dB 程度で受信可能となっている。また、2 アンテナダイバーシテ受信においても、本実施の形態の復調方法を採用すると、C/N 比が 28 dB の信号であれば、50 Hz のドップラー周波数を受ける環境まで耐えうる事が分かる。

10

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 5 1 】

【 図 1 】 実施の形態にかかる OFDM 用復調器のブロック図である。

【 図 2 】 OFDM シンボル信号の構成を示す図である。

【 図 3 】 レイリーフェーディング環境におけるシンボル信号の状態を示す図である。

【 図 4 】 レイリーフェーディング関数の算出方法を示す図である。

【 図 5 】 受信 OFDM 信号のパイロット配置を示す図である。

【 図 6 】 時間領域等化の効果を示す図である。

20

【 図 7 】 時間領域等化前のコンスターレーションを示す図である。

【 図 8 】 時間領域等化後のコンスターレーションを示す図である。

【 図 9 】 時間領域等化前のシンボル方向の伝送路変動を示す図である。

【 図 10 】 時間領域等化後のシンボル方向の伝送路変動を示す図である。

【 図 11 】 本発明の復調器と他社製復調器のドップラー特性比較結果を示す図である。

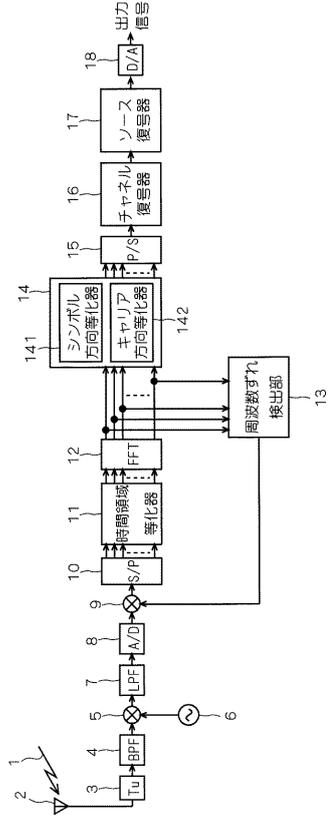
【 符号の説明 】

【 0 0 5 2 】

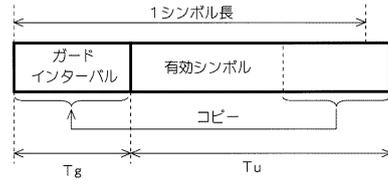
- 1 1 時間領域等化器
- 1 2 FFT 演算器
- 1 4 周波数領域等化器
- 1 4 1 シンボル方向等化器
- 1 4 2 キャリア方向等化器

30

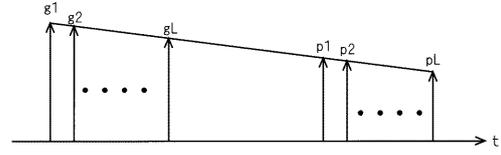
【図1】



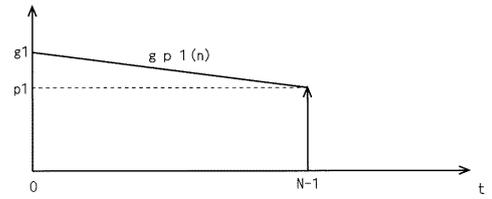
【図2】



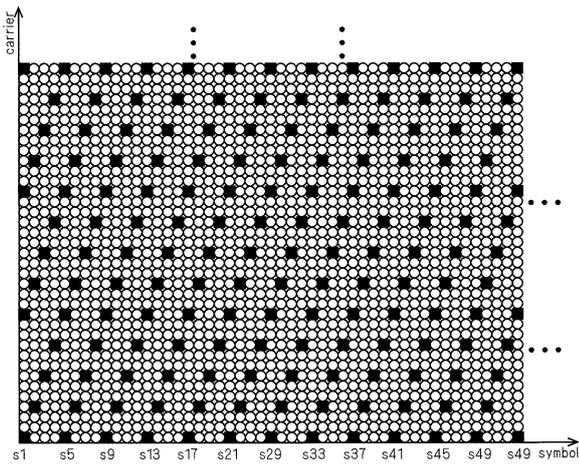
【図3】



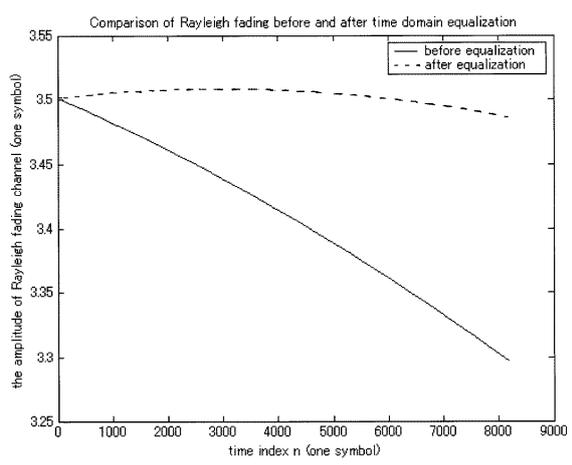
【図4】



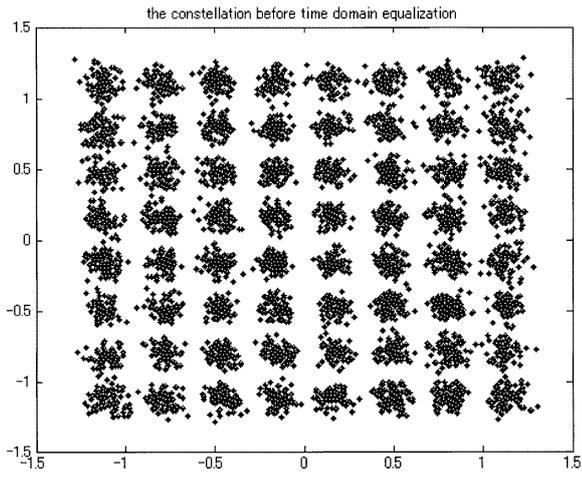
【図5】



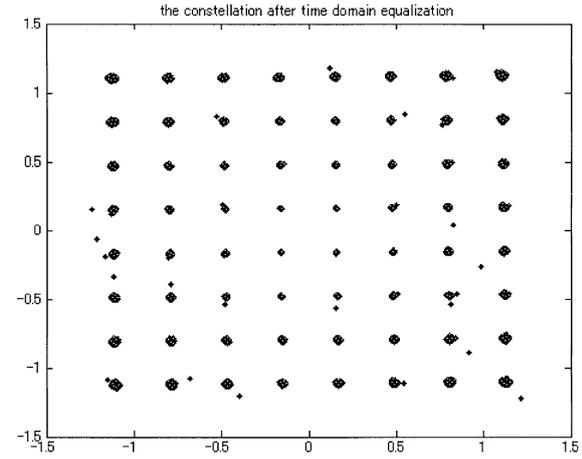
【図6】



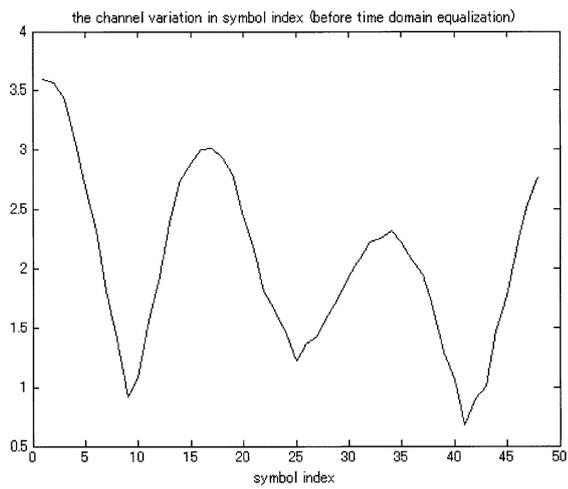
【 図 7 】



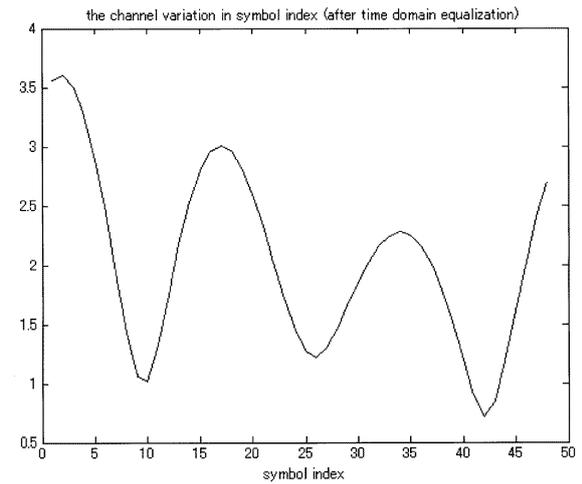
【 図 8 】



【 図 9 】



【 図 10 】



【図 11】

