

(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2017-220718

(P2017-220718A)

(43) 公開日 平成29年12月14日(2017.12.14)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO4B 3/10 (2006.01)	HO4B 3/10 A	5K046
HO4L 27/01 (2006.01)	HO4L 27/01	5K102
HO4L 27/26 (2006.01)	HO4L 27/26 410	
HO4B 10/61 (2013.01)	HO4B 10/61	
HO4B 10/2507 (2013.01)	HO4B 10/2507	

審査請求 有 請求項の数 6 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2016-112001 (P2016-112001)
 (22) 出願日 平成28年6月3日(2016.6.3)
 (11) 特許番号 特許第6197916号 (P6197916)
 (45) 特許公報発行日 平成29年9月20日(2017.9.20)

(71) 出願人 591230295
 NTTエレクトロニクス株式会社
 神奈川県横浜市神奈川区新浦島町一丁目1番地32
 (74) 代理人 100082175
 弁理士 高田 守
 (74) 代理人 100106150
 弁理士 高橋 英樹
 (74) 代理人 100148057
 弁理士 久野 淑己
 (72) 発明者 高椋 智大
 神奈川県横浜市神奈川区新浦島町一丁目1番地32 NTTエレクトロニクス株式会社内

最終頁に続く

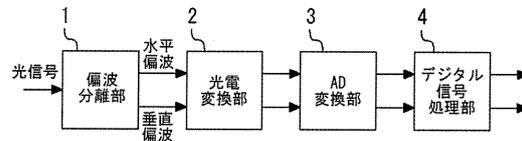
(54) 【発明の名称】 補償係数算出方法

(57) 【要約】

【課題】 信号の伝送特性を補償する補償係数を確実に算出することができ、等化精度を向上できる補償係数算出方法を得る。

【解決手段】 信号の伝送特性を補償する補償部5の補償係数を補償係数算出部6が算出する方法であって、まず、信号から既知信号を抽出する。次に、抽出した既知信号に疑似乱数を付加する。次に、疑似乱数を付加した既知信号と既知信号の真値との比較から補償係数を算出する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

信号の伝送特性を補償する補償部の補償係数を補償係数算出部が算出する方法であって

、
前記信号から既知信号を抽出するステップと、
抽出した前記既知信号に疑似乱数を付加する疑似乱数付加ステップと、
前記疑似乱数を付加した前記既知信号と前記既知信号の真値との比較から前記補償係数を算出する係数算出ステップとを備えることを特徴とする補償係数算出方法。

【請求項 2】

前記既知信号は長周期・連続既知パターンであり、
前記補償部は F I R フィルタを含み、
前記係数算出ステップは、最小平均 2 乗誤差法アルゴリズムを用いて、前記長周期・連続既知パターンを基に前記 F I R フィルタのタップ係数を算出するステップを有することを特徴とする請求項 1 に記載の補償係数算出方法。

10

【請求項 3】

前記疑似乱数を発生させる疑似乱数発生ステップと、
前記信号の前記既知信号の平均電力と前記疑似乱数の平均電力との比が所定値になるように前記疑似乱数の大きさを規格化するステップとを更に備え、
前記疑似乱数付加ステップは、規格化した前記疑似乱数を前記既知信号に付加することを特徴とする請求項 2 に記載の補償係数算出方法。

20

【請求項 4】

前記疑似乱数はガウス分布に従うことを特徴とする請求項 2 又は 3 に記載の補償係数算出方法。

【請求項 5】

前記補償部はバタフライ型フィルタを有し、
前記補償係数は前記バタフライ型フィルタのタップ係数であることを特徴とする請求項 2 ~ 4 の何れか 1 項に記載の補償係数算出方法。

【請求項 6】

前記補償部は、送信装置の送信特性を補償することを特徴とする請求項 1 ~ 5 の何れか 1 項に記載の補償係数算出方法。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、データ通信において信号の伝送特性を補償する補償部の補償係数を補償係数算出部が算出する方法に関する。

【背景技術】

【0002】

コヒーレント光通信では、伝送信号の歪をデジタル信号処理において補償することで、数十 G b i t / s 以上の大容量伝送を実現している。送信側では、送信回路の伝送特性をデジタル信号処理で前もって補償しておくことができる。また、受信側では、光ファイバの伝送路や受信回路で生じた波長分散、偏波多重分離、偏波分散、及び周波数・位相変動等をデジタル信号処理により補償できる。

40

【0003】

デジタル信号処理の中でも、時間的に変化する伝送路の環境に対して、常に適応的に補償する適応等化は最も重要な機能の一つである。更なる大容量化の実現のために、それらの更なる補償精度の向上が求められている。

【0004】

信号の伝送特性を補償する補償部は、一般的にはデジタルフィルタで構成され、そのデジタルフィルタに伝送信号の歪を相殺できるようなタップ係数を設定することで伝送信号を補償できる。従って、補償の精度は、タップ係数の適切性に依存してくる。特に、受信

50

側の適応等化に関して様々なアルゴリズムが提案されている。

【0005】

例えば特許文献1には、直交周波数分割多重 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) のシステムにおいて受信側で伝送特性を等化する方法として、バタフライ型フィルタを用いてそのフィルタ係数を既知のパイロット周波数データから最小平均2乗誤差法 (Minimal Mean Square Error, MMSE) を用いて計算する方法が提案されている。特許文献1の式(7)により伝送信号の共役転置との乗算結果の逆行列を計算することで、水平偏波用フィルタ係数と垂直偏波用フィルタ係数を求めることができる。また、非特許文献1には一般的なMSEアルゴリズムが紹介されている。

【0006】

図8は、従来 of 適応等化装置を示す図である。光ファイバなどの伝送路100を通過した受信信号は伝送特性を持つ。適応フィルタ101は、その伝送特性を補償する補償部であり、一般的にはFIRフィルタで構成される。FIRフィルタのタップ係数を設定することで、伝送路100で生じた歪等を補償することができる。また、伝送路100を、送信側の増幅器等の特性と考えれば、増幅器の出力信号の歪を事前に補償することもできる。

10

【0007】

係数算出部102は、タップ係数を計算するアルゴリズムとして最小平均2乗誤差法を使用する。適応フィルタ101の出力と既知の信号シーケンス(参照信号と称する)との誤差 $e(n)$ は以下の式で表される。

20

$$e(n) = d(n) - Y(n) = d(n) - W(n)^T X(n)$$

ここで、 $d(n)$ は参照信号、 $Y(n)$ は適応フィルタの出力、 $W(n)$ は適応フィルタのタップ係数、 T は転置行列、 $X(n)$ は伝送路を通過した受信信号である。

【0008】

符号の不確定を除去するため、誤差の自乗を平均化したものを指標MSEとする。

$$MSE = E[e(n)^2] = E[(d(n) - W(n)^T X(n))^2]$$

【0009】

この値が最小になる時のフィルタのタップ係数の解は、一般的にウィナー解として知られており、以下の式で求められる。 -1 は逆行列を示す。

$$W(n) = (X(n)^T X(n))^{-1} X(n)^T d(n)$$

30

【先行技術文献】

【特許文献】

【0010】

【特許文献1】特開2014-511076号公報

【非特許文献】

【0011】

【非特許文献1】電子情報通信学会「知識ベース」、8章復調技術

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0012】

上記の式は、受信信号 $X(n)$ とその参照信号 $d(n)$ とから、タップ係数を計算できることを示している。しかし、誤差が最小となるタップ係数を求めるには、逆行列を計算する必要がある。フィルタ構成が複雑になると、逆行列を求める際に値が収束せず発散する場合がある。特に、受信波形がナイキスト条件に近い(符号間干渉が小さい)程、係数が発散しやすい。更に、この場合、FIRフィルタにおいて、不要な高周波成分が持ち上がる場合もある。よって、フィルタ係数を確実に求めることができず、等化精度が低下するという問題があった。

40

【0013】

本発明は、上述のような課題を解決するためになされたもので、その目的は信号の伝送特性を補償する補償係数を確実に算出することができ、等化精度を向上できる補償係数算

50

出方法を得るものである。

【課題を解決するための手段】

【0014】

本発明に係る補償係数算出方法は、信号の伝送特性を補償する補償部の補償係数を補償係数算出部が算出する方法であって、前記信号から既知信号を抽出するステップと、抽出した前記既知信号に疑似乱数を付加する疑似乱数付加ステップと、前記疑似乱数を付加した前記既知信号と前記既知信号の真値との比較から前記補償係数を算出する係数算出ステップとを備えることを特徴とする。

【発明の効果】

【0015】

本発明により、信号の伝送特性を補償する補償係数を確実に算出することができ、等化精度を向上できる。

【図面の簡単な説明】

【0016】

【図1】本発明の実施の形態1に係る通信装置を示す図である。

【図2】本発明の実施の形態1に係る適応等化装置を示す図である。

【図3】Z1の分布を示す図である。

【図4】受信信号に疑似乱数を付加しない場合（比較例）と、疑似乱数を付加した場合（本実施の形態）を示す図である。

【図5】本発明の実施の形態1の方法でタップ係数を算出した場合と、比較例の方法でタップ係数を算出した場合で周波数特性を比較した図である。

【図6】本発明の実施の形態2に係る適応等化装置を示す図である。

【図7】本発明の実施の形態3に係る送信装置を示す図である。

【図8】従来 of 適応等化装置を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0017】

本発明の実施の形態に係る補償係数算出方法について図面を参照して説明する。同じ又は対応する構成要素には同じ符号を付し、説明の繰り返しを省略する場合がある。

【0018】

実施の形態1

図1は、本発明の実施の形態1に係る通信装置を示す図である。この通信装置は、送信側から送信された光信号を受信するデジタルコヒーレント光受信器である。

【0019】

偏波分離部1は、光信号を水平偏波と垂直偏波に分離する。光電変換部2は、1組の光信号をアナログ電気信号に変換する。A/D（Analog to Digital）変換部3は、1組のアナログ電気信号を所定のサンプリング周波数で標本化することで1組のデジタル電気信号に変換する。デジタル信号処理部4は、A/D変換部3から出力されたデジタル電気信号である受信信号に対してデジタル信号処理を行うことで、送信データを復元（復調）する。デジタル信号処理部4は、以下に説明する適応等化装置を有する。

【0020】

図2は、本発明の実施の形態1に係る適応等化装置を示す図である。適応フィルタ5は、受信信号の伝送特性を補償する補償部であり、FIRフィルタを含む。この適応フィルタ5の補償係数を補償係数算出部6が算出する。補償係数算出部6において、既知信号抽出部7が受信信号から既知信号を抽出する。既知信号として、比較的長周期で複数シンボルで構成される連続既知パターン（「長周期・連続既知パターン」以後「LP」と称する）が使用される。例えば、LPとして、伝送信号のパケット、OTU（Optical-channel Transport Unit：数万シンボル）フレームに1回か数回の割合で、既知の数百シンボル（例えば、128シンボル、256シンボル、512シンボル等）が付加される。

【0021】

疑似乱数発生部8は、ガウス分布に従う疑似乱数 $Z(n)$ を発生させる。具体的には、

10

20

30

40

50

一様分布の乱数を生成し、ボックス・ミュラー法を用いてガウス分布化する。例えば、 α 、 β を一様分布の乱数とすると、以下の式からガウス分布に従う乱数 Z_1 、 Z_2 が得られる。

【数 1】

$$Z_1 = \sqrt{-2 \log \alpha} \cos(2\pi\beta)$$

$$Z_2 = \sqrt{-2 \log \alpha} \sin(2\pi\beta)$$

なお、一様分布の乱数は、疑似乱数ビットシーケンス P R B S（例えば、2 3 段、3 1 段）から所定のビット数分だけ使用することで容易に得られる。また、ソフトウェアで構成する場合、ソフトウェアのツールの中に、ランダムデータとして生成する機能があり、それも使える。

【0 0 2 2】

図 3 は、 Z_1 の分布を示す図である。 Z_1 がガウス分布に従っていることが分かる。 Z_1 、 Z_2 の確率密度分布 $p(z)$ は以下の式で表される。

【数 2】

$$p(Z_1, Z_2) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{Z_1^2 + Z_2^2}{2\sigma^2}\right]$$

ここで、 σ^2 はガウス分布の分散である。ここで、 $\sigma = 1$ とすると、 $p(Z_1, Z_2)$ は平均 0、分散 1 の標準ガウス分布となる。

【0 0 2 3】

規格化部 9 は、疑似乱数を雑音とみなして、設定した S/N になるように疑似乱数 $Z(n)$ の大きさを規格化する。即ち、規格化部 9 は、以下の式のように、受信信号の既知信号の平均電力と疑似乱数 $Z(n)$ の平均電力との比が、外部から与えられた S/N （信号対雑音比）になるようにガウス分布の分散 σ^2 を規定して、疑似乱数 $Z(n)$ の大きさを規格化する。

【数 3】

$$\frac{S}{N} = \frac{\text{既知信号の平均電力}}{\text{疑似乱数の電力}} = \frac{\text{Ave}(\text{既知信号の強度}^2)}{\text{ガウス分布の分散 } \sigma^2}$$

ここで、 $\text{Ave}(\text{既知信号の強度}^2)$ は既知信号の強度（電圧）の二乗平均値である。また、ガウス分布している疑似乱数の平均電力は標準偏差 σ の二乗で示される。

【0 0 2 4】

標準ガウス分布（平均 0、分散 σ^2 ）の場合は、規格化された疑似乱数 NZ は Z_1 、 Z_2 にそれぞれ σ を乗算して以下の式で示される。

【数 4】

$$NZ_1 = \sigma \sqrt{-2 \log \alpha} \cos(2\pi\beta)$$

$$NZ_2 = \sigma \sqrt{-2 \log \alpha} \sin(2\pi\beta)$$

この時、上記の疑似乱数 NZ の電力はそれぞれ σ^2 となる。

疑似乱数 Z を NZ に規格化するための σ は、下記の式で示すように、既知信号強度の二乗平均値と外部から与えられた S/N から求まる。

$$\sigma = [\text{Ave}(\text{既知信号の強度の二乗}) / (S/N)]^{(1/2)}$$

【0 0 2 5】

疑似乱数付加部 10 は、抽出した既知信号に、規格化した疑似乱数 $NZ(n)$ を付加する。 NZ_1 と NZ_2 のどちらを使用してもよい。なお、上記の説明では、疑似乱数として一様分布からガウス分布に変換した値を用いたが、ガウス分布に限定されず、類似の分布

又は一様分布を用いてもよい。

【 0 0 2 6 】

参照信号記憶部 1 1 には、送信側でデータ信号に挿入した L P の真値が参照信号として予め記憶されている。参照信号は、L P が本来取りうる位相を有する。

【 0 0 2 7 】

係数算出部 1 2 は、疑似乱数を付加した既知信号と参照信号との比較から適応フィルタ 5 の補償係数を算出する。具体的には、係数算出部 1 2 は、最小平均 2 乗誤差法アルゴリズムを用いて、適応フィルタ 5 の出力と参照信号との誤差 $e(n)$ の自乗平均が最小になるような適応フィルタ 5 のタップ係数を算出する。従来の M S E アルゴリズムと同様にタップ係数は以下の式で求められる。

$$W(n) = ((X(n) + NZ)^T (X(n) + NZ))^{-1} (X(n) + NZ)^T d(n)$$

ここで、 $W(n)$ は適応フィルタ 5 のタップ係数、 $X(n)$ は受信信号、 T は転置行列、 $d(n)$ は参照信号である。

【 0 0 2 8 】

図 4 は、受信信号に疑似乱数を付加しない場合（比較例）と、疑似乱数を付加した場合（本実施の形態）を示す図である。なお、この図は、説明上雑音の無い信号に疑似乱数を付加するイメージを示すもので、必ずしも実際の疑似乱数を付加した状態を正確に示しているとは限らない。上述のように M S E アルゴリズムにおいてフィルタのタップ係数を算出する場合、受信信号に疑似乱数を付加することによって、逆行列を求める際に発散を防ぐことができる。これは内部の計算において、除算を行う場合に分母の値が微小になることを防いでいるためとみられる。勿論、その他の理由も含まれるが、実際の計算においてその有効性は確認している。

【 0 0 2 9 】

以上説明したように、本実施の形態では、既知信号に疑似乱数を付加することで、既知信号の真値との最小の誤差が有限となり計算における発散を防止することができる。従って、信号の伝送特性を補償する補償係数を確実に算出することができ、等化精度を向上できる。

【 0 0 3 0 】

図 5 は、本発明の実施の形態 1 の方法でタップ係数を算出した場合と、比較例の方法でタップ係数を算出した場合で周波数特性を比較した図である。本実施の形態の疑似乱数の規格化において $SNR = 10 \text{ dB}$ としている。従来の方では 20 GHz 以上の不要な高周波成分が増大しているのに対して、本実施の形態の方法では 20 GHz 以上の不要な高周波成分が大幅に低減できている。なお、このような高周波成分を低減する割合は、規格化部 9 に設定する SNR を変えることにより制御することができる。

【 0 0 3 1 】

実施の形態 2 .

図 6 は、本発明の実施の形態 2 に係る適応等化装置を示す図である。光信号を水平偏波と垂直偏波に分離し、それぞれ適応フィルタ 5 で補償する場合、偏波間のクロストークの影響のため、適応フィルタ 5 はバタフライ型フィルタを有する。

【 0 0 3 2 】

バタフライ型フィルタは 4 つの n 段の F I R フィルタで構成される。適応フィルタ 5 の水平偏波成分の出力 Y_h 、垂直偏波成分の出力 Y_v は以下の式で表される。

【 数 5 】

$$Y_h = [X][H] = [H_in \quad V_in] \begin{bmatrix} HH \\ VH \end{bmatrix}$$

$$Y_v = [X][V] = [H_in \quad V_in] \begin{bmatrix} HV \\ VV \end{bmatrix}$$

10

20

30

40

50

ここで、HH、VH、HV、VVはそれぞれ4つのFIRフィルタのタップ係数、H_inは適応フィルタ5への水平偏波の入力、V_inは垂直偏波の入力である。

【0033】

HH、VH、HV、VVはそれぞれHH₁~HH_n、VH₁~VH_n、HV₁~HV_n、VV₁~VV_nで示される。H_inはサンプリングデータ列H_in₁, H_in₂, …で示され、V_inはサンプリングデータ列V_in₁, V_in₂, …で示される。それぞれのサンプリングデータ列がバタフライ型フィルタに入力された時の出力Y_h, Y_vは以下の式で表される。

【数6】

$$\begin{bmatrix} Y_{h1} \\ Y_{h2} \\ Y_{h3} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ Y_{hM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{in_1} & H_{in_2} & H_{in_3} \cdots & H_{in_n} & V_{in_1} & V_{in_2} & V_{in_3} \cdots & V_{in_n} \\ H_{in_3} & H_{in_4} & H_{in_5} \cdots & H_{in_{n+2}} & V_{in_3} & V_{in_4} & V_{in_5} \cdots & V_{in_{n+2}} \\ H_{in_5} & H_{in_6} & H_{in_7} \cdots & H_{in_{n+4}} & V_{in_5} & V_{in_6} & V_{in_7} \cdots & V_{in_{n+4}} \\ \vdots & \vdots \\ H_{in_{L-n+1}} & H_{in_{L-n+2}} & H_{in_{L-n+3}} \cdots & H_{in_L} & V_{in_{L-n+1}} & V_{in_{L-n+2}} & V_{in_{L-n+3}} \cdots & V_{in_L} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} HH_1 \\ HH_2 \\ HH_3 \\ \vdots \\ HH_n \\ VH_1 \\ VH_2 \\ VH_3 \\ \vdots \\ VH_n \end{bmatrix} \quad (10)$$

10

20

$$\begin{bmatrix} Y_{v1} \\ Y_{v2} \\ Y_{v3} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ Y_{vM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{in_1} & H_{in_2} & H_{in_3} \cdots & H_{in_n} & V_{in_1} & V_{in_2} & V_{in_3} \cdots & V_{in_n} \\ H_{in_3} & H_{in_4} & H_{in_5} \cdots & H_{in_{n+2}} & V_{in_3} & V_{in_4} & V_{in_5} \cdots & V_{in_{n+2}} \\ H_{in_5} & H_{in_6} & H_{in_7} \cdots & H_{in_{n+4}} & V_{in_5} & V_{in_6} & V_{in_7} \cdots & V_{in_{n+4}} \\ \vdots & \vdots \\ H_{in_{L-n+1}} & H_{in_{L-n+2}} & H_{in_{L-n+3}} \cdots & H_{in_L} & V_{in_{L-n+1}} & V_{in_{L-n+2}} & V_{in_{L-n+3}} \cdots & V_{in_L} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} HV_1 \\ HV_2 \\ HV_3 \\ \vdots \\ HV_n \\ VV_1 \\ VV_2 \\ VV_3 \\ \vdots \\ VV_n \end{bmatrix} \quad (20)$$

【0034】

但し、1シンボル当たり2サンプリングしてサンプリングデータを取得する場合、FIRフィルタはサンプリング毎にデータがセットされるが、フィルタへの入力のタイミングはシンボル毎に行うことが効率的である。従って、次のタイミングでは、2サンプリング毎にデータが入力される。

【0035】

既知信号抽出部7は、水平偏波入力H_in及び垂直偏波入力V_inからそれぞれLPを抽出する。疑似乱数付加部10は、抽出した水平偏波入力及び垂直偏波入力のLPにそれぞれ規格化された疑似乱数NZ1(n), NZ2(n)を付加する。参照信号記憶部11には、水平偏波のLPの参照信号LP_h、垂直偏波のLPの参照信号LP_vが予め記憶されている。

【0036】

係数算出部12は、疑似乱数が付加されたLPの受信信号と参照信号LP_h, LP_vとの誤差が最小になるバタフライ型フィルタのフィルタ係数を求める。上式においてY_h = LP_h、Y_v = LP_vとおくことで計算される。従って、[X][H] = [LP_h]は以下のように計算される。

30

40

【数 7】

$$\begin{bmatrix} H_{in_1+NZ1(1)} & H_{in_2+NZ2(1)} & H_{in_3+NZ1(2)\dots} & H_{in_n+NZ2(n/2)} \\ H_{in_3+NZ1(2)} & H_{in_4+NZ2(2)} & H_{in_5+NZ1(3)\dots} & H_{in_{n+2}+NZ2(n/2+1)} \\ H_{in_5+NZ1(3)} & H_{in_6+NZ2(3)} & H_{in_7+NZ1(4)\dots} & H_{in_{n+4}+NZ2(n/2+2)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ H_{in_{L-n+1}+NZ1((L-n+1)/2)} & H_{in_{L-n+2}+NZ2((L-n+1)/2)} & H_{in_{L-n+3}+NZ1((L-n+1)/2+1)} & \dots & H_{in_L+NZ2(n/2+L-n)} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{in_1+NZ1(1)} & V_{in_2+NZ2(1)} & V_{in_3+NZ1(2)\dots} & V_{in_n+NZ2(n/2)} \\ V_{in_3+NZ1(2)} & V_{in_4+NZ2(2)} & V_{in_5+NZ1(3)\dots} & V_{in_{n+2}+NZ2(n/2+1)} \\ V_{in_5+NZ1(3)} & V_{in_6+NZ2(3)} & V_{in_7+NZ1(4)\dots} & V_{in_{n+4}+NZ2(n/2+2)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ V_{in_{L-n+1}+NZ1((L-n+1)/2)} & V_{in_{L-n+2}+NZ2((L-n+1)/2)} & V_{in_{L-n+3}+NZ1((L-n+1)/2+1)\dots} & V_{in_L+NZ2(n/2+L-n)} \end{bmatrix}$$

10

$$\begin{bmatrix} HH_1 \\ HH_2 \\ HH_3 \\ \vdots \\ HH_n \\ VH_1 \\ VH_2 \\ VH_3 \\ \vdots \\ VH_n \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} LP_{h1} \\ LP_{h2} \\ LP_{h3} \\ \vdots \\ LP_{hm} \end{bmatrix} =$$

20

なお、 $[X][V] = [LP_v]$ も同様に計算される。

【0037】

ここでは、規格化された疑似乱数 NZ 1 はサンプルデータ列の奇数番目のデータに付加され、規格化された疑似乱数 NZ 2 はサンプルデータ列の偶数番目のデータに付加されている。これは、よりランダム性を増大させ、MSE アルゴリズムにおいて収束の確実性と高周波域の増加の防止を向上させるためである。また、上記の式では、疑似乱数 NZ の追加の一例を示したにすぎず、ランダム性が担保できれば、上述の方法に限定されず、NZ 1 と NZ 2 を使い分ける必要もなく、変数も任意で構わない。また、付加する疑似乱数は、水平偏波の受信信号と垂直偏波の受信信号とで同じでも異なってもよい。

30

【0038】

本実施の形態の MSE アルゴリズムでは平均自乗誤差 (MSE) は以下の式で示される。

【数 8】

$$e_h = \|X \cdot H - LP_h\|^2, \quad e_v = \|X \cdot V - LP_v\|^2$$

更に、平均自乗誤差が最小となる時のタップ係数は以下の式で求まる。

$$H = (X^H X)^{-1} X^H LP_h, \quad V = (X^H X)^{-1} X^H LP_v$$

但し、受信信号 X のサンプルデータには疑似乱数が付加されている。

40

【0039】

以上説明したように、本実施の形態では、適応フィルタ 5 がパタフライ型フィルタを有し、補償係数はパタフライ型フィルタのタップ係数である。このようにダブル偏波受信用適応等化フィルタのフィルタ係数算出に本発明を適用した場合にも、シングル偏波受信用適応等化フィルタの場合と同様に、伝送特性を補償する補償係数を確実に算出することができ、等化精度を向上できる。

【0040】

実施の形態 3 .

図 7 は、本発明の実施の形態 3 に係る送信装置を示す図である。本実施の形態は、本発明の補償係数算出方法を送信装置に適用した構成例である。補償部 13 は、送信装置の送

50

信特性を補償する機能を有する。増幅器 1 4 が補償部 1 3 の出力を増幅する。

【 0 0 4 1 】

増幅器 1 4 の出力がフィードバックされて既知信号抽出部 7 に入力される。その他の構成及び動作は、受信回路に本発明を適用した実施の形態 1, 2 と同様である。このように、送信回路に本発明を適用した場合でも、MSE アルゴリズムにおいて発散することなく、伝送特性を補償する補償係数を確実に算出することができ、等化精度を向上できる。

【 0 0 4 2 】

なお、実施の形態 1 ~ 3 の補償係数算出方法を実現するためのプログラムをコンピュータ読み取り可能な記録媒体に記録して、この記録媒体に記録されたプログラムをコンピュータシステム又はプログラマブルロジックデバイスに読み込ませ、実行することにより補償係数算出を行ってもよい。なお、ここでいう「コンピュータシステム」とは、OS や周辺機器等のハードウェアを含むものとする。また、「コンピュータシステム」は、ホームページ提供環境（あるいは表示環境）を備えた WWW システムも含むものとする。また、「コンピュータ読み取り可能な記録媒体」とは、フレキシブルディスク、光磁気ディスク、ROM、CD-ROM 等の可搬媒体、コンピュータシステムに内蔵されるハードディスク等の記憶装置のことをいう。更に「コンピュータ読み取り可能な記録媒体」とは、インターネット等のネットワークや電話回線等の通信回線を介してプログラムが送信された場合のサーバやクライアントとなるコンピュータシステム内部の揮発性メモリ（RAM）のように、一定時間プログラムを保持しているものも含むものとする。また、上記プログラムは、このプログラムを記憶装置等に格納したコンピュータシステムから、伝送媒体を介して、あるいは、伝送媒体中の伝送波により他のコンピュータシステムに伝送されてもよい。ここで、プログラムを伝送する「伝送媒体」は、インターネット等のネットワーク（通信網）や電話回線等の通信回線（通信線）のように情報を伝送する機能を有する媒体のことをいう。また、上記プログラムは、前述した機能の一部を実現するためのものであってもよい。更に、前述した機能をコンピュータシステムに既に記録されているプログラムとの組み合わせで実現できるもの、いわゆる差分ファイル（差分プログラム）であってもよい。

【 符号の説明 】

【 0 0 4 3 】

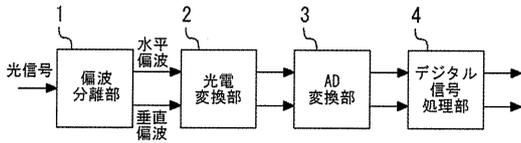
5 適応フィルタ、 6 補償係数算出部、 7 既知信号抽出部、 8 疑似乱数発生部、 9 規格化部、 10 疑似乱数付加部、 11 参照信号記憶部、 12 係数算出部、 13 補償部

10

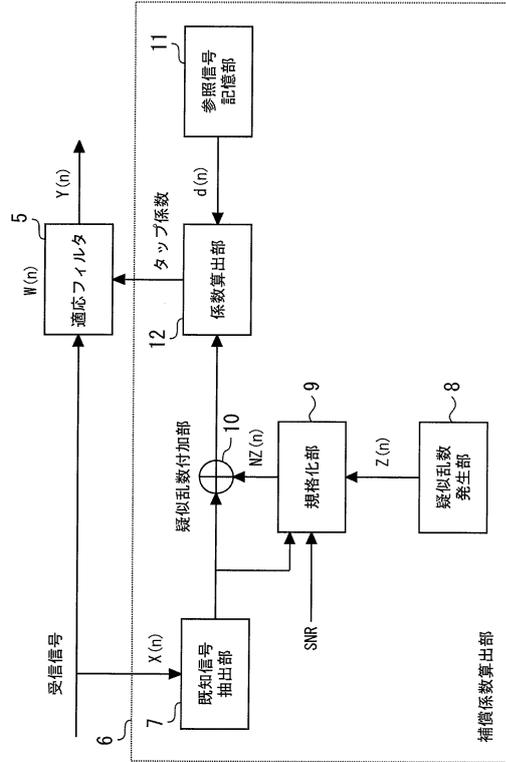
20

30

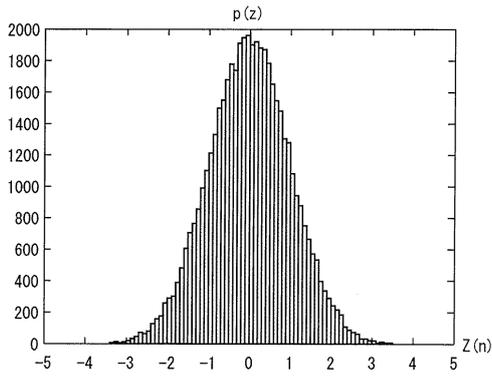
【 図 1 】



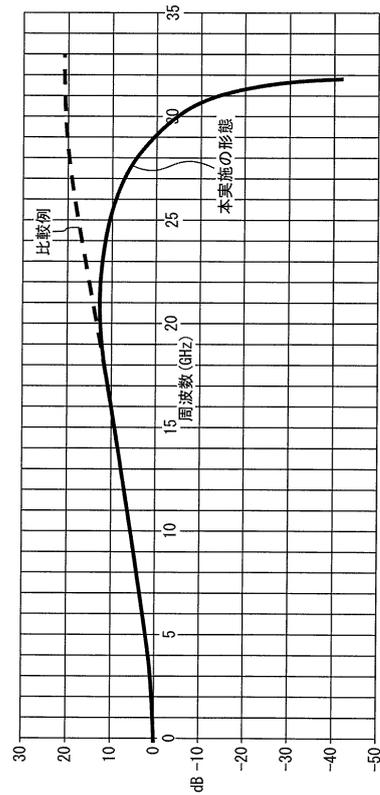
【 図 2 】



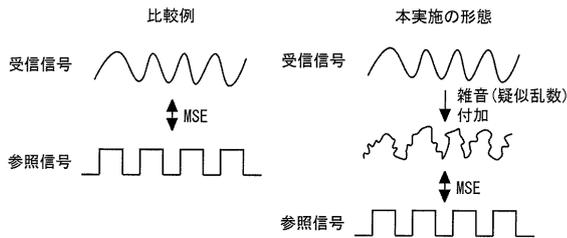
【 図 3 】



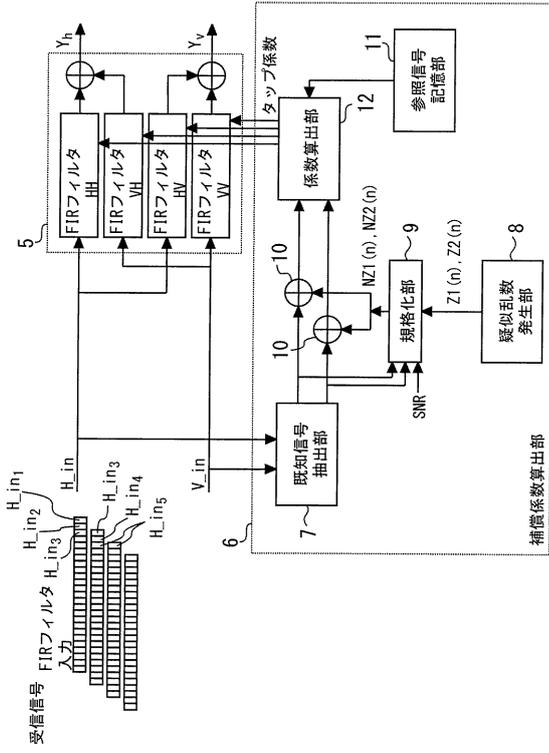
【 図 5 】



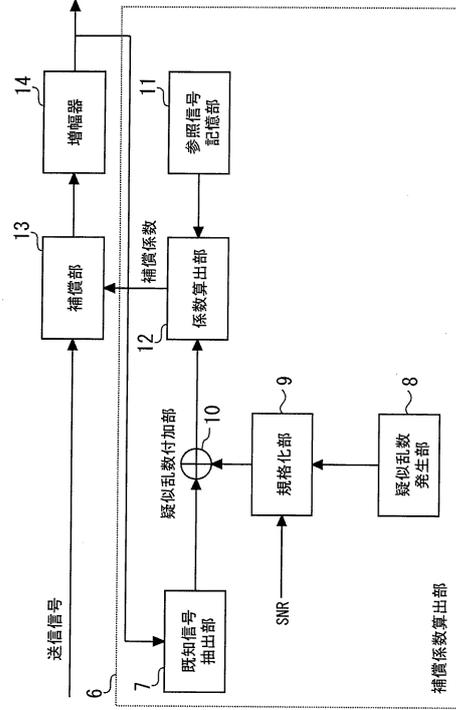
【 図 4 】



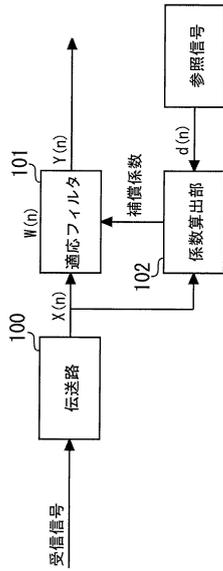
【図6】



【図7】



【図8】



フロントページの続き

- (72)発明者 山崎 悦史
神奈川県横浜市神奈川区新浦島町一丁目1番地32 NTTエレクトロニクス株式会社内
- (72)発明者 吉田 祐樹
神奈川県横浜市神奈川区新浦島町一丁目1番地32 NTTエレクトロニクス株式会社内
- (72)発明者 大山 勝一
神奈川県横浜市神奈川区新浦島町一丁目1番地32 NTTエレクトロニクス株式会社内
- (72)発明者 大沼 靖治
神奈川県横浜市神奈川区新浦島町一丁目1番地32 NTTエレクトロニクス株式会社内
- (72)発明者 山岸 明洋
神奈川県横浜市神奈川区新浦島町一丁目1番地32 NTTエレクトロニクス株式会社内

Fターム(参考) 5K046 EE02 EE06 EF03 EF13

5K102 AA52 AH11 KA01 KA39 MA02 MB13 MC23 MD02 MH03 MH14

RD02 RD11 RD26 RD28