

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5581967号
(P5581967)

(45) 発行日 平成26年9月3日(2014.9.3)

(24) 登録日 平成26年7月25日(2014.7.25)

(51) Int. Cl.		F I	
HO4L 27/00	(2006.01)	HO4L 27/00	B
HO3M 13/39	(2006.01)	HO3M 13/39	
HO4L 27/01	(2006.01)	HO4L 27/00	K

請求項の数 10 (全 27 頁)

(21) 出願番号	特願2010-237610 (P2010-237610)	(73) 特許権者	000004237
(22) 出願日	平成22年10月22日 (2010.10.22)		日本電気株式会社
(65) 公開番号	特開2012-90239 (P2012-90239A)		東京都港区芝五丁目7番1号
(43) 公開日	平成24年5月10日 (2012.5.10)	(74) 代理人	100109313
審査請求日	平成25年9月19日 (2013.9.19)		弁理士 机 昌彦
		(74) 代理人	100124154
			弁理士 下坂 直樹
		(72) 発明者	岡村 利彦
			東京都港区芝五丁目7番1号
			日本電気株式会社内
		審査官	彦田 克文

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 分散推定方法、分散推定装置、変調信号生成方法、変調信号生成装置、および、コンピュータ・プログラム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

受信信号に対する等化処理および誤り訂正符号復号処理を繰り返し実行する繰り返し等化処理において、前記誤り訂正符号復号処理の出力信号から変調信号を生成し、かつ該変調信号とその分散とを前記等化処理にフィードバックするために用いられる分散推定装置であって、

前記誤り訂正符号復号処理の出力信号の各ビットの信頼度の平均値を算出する信頼度平均値算出部と、

前記信頼度の平均値に基づいて前記変調信号の分散の平均値の推定値を算出する分散推定値算出部と、

を備えた分散推定装置。

【請求項2】

前記信頼度平均値算出部は、前記信頼度の平均値として、前記各ビットが0である確率と1である確率との差である確率差分の絶対値の平均値m1および前記確率差分の平方値の平均値m2を求めることを特徴とする請求項1に記載の分散推定装置。

【請求項3】

前記信頼度平均値算出部は、前記確率差分の平方値の平均値m2を前記確率差分の絶対値の平均値m1の平方値で近似することを特徴とする請求項2に記載の分散推定装置。

【請求項4】

受信信号に対する等化処理および誤り訂正符号復号処理を繰り返し実行する繰り返し等

化処理において、前記誤り訂正符号復号処理の出力信号から変調信号を生成して該変調信号および該変調信号の分散を前記等化処理にフィードバックする変調信号生成装置であって、

前記誤り訂正符号復号処理後の出力信号の各ビットの対数尤度を確率差分に変換する変換部と、

前記変換部によって変換された前記確率差分に対するインタリーブ処理およびパンクチャによるレート整合処理を行うレート整合・インタリーブ処理部と、

前記レート整合・インタリーブ処理部の出力信号に基づいて前記変調信号を生成するマッピング部と、

前記変換部によって変換された前記確率差分に基づいて、前記信頼度の平均値を算出する信頼度平均値算出部と、

前記信頼度の平均値に基づいて前記変調信号の分散の平均値の推定値を算出する分散推定値算出部と、

を備えた変調信号生成装置。

【請求項 5】

前記信頼度平均値算出部は、前記信頼度の平均値として、前記各ビットが 0 である確率と 1 である確率との差である確率差分の絶対値の平均値 m_1 および前記確率差分の平方値の平均値 m_2 を求めることを特徴とする請求項 4 に記載の変調信号生成装置。

【請求項 6】

前記レート整合・インタリーブ処理部は、前記変換部の出力信号の送信時の順序を表す順序情報を出し、

前記信頼度平均値算出部は、前記順序情報に基づいて、多値変調の信号点に対応するビットのレベル毎に、前記信頼度の平均値を算出することを特徴とする請求項 4 または請求項 5 に記載の変調信号生成装置。

【請求項 7】

受信信号に対する等化処理および誤り訂正符号復号処理を繰り返し実行する繰り返し等化処理において、前記誤り訂正符号復号処理の出力信号から変調信号を生成し、かつ該変調信号とその分散とを前記等化処理にフィードバックするために用いられる分散推定装置が、

前記誤り訂正符号復号処理の出力信号の各ビットの信頼度の平均値を算出する信頼度平均値算出ステップと、

前記信頼度の平均値に基づいて前記変調信号の分散の平均値の推定値を算出する分散推定値算出ステップと、

を実行する分散推定方法。

【請求項 8】

受信信号に対する等化処理および誤り訂正符号復号処理を繰り返し実行する繰り返し等化処理において、前記誤り訂正符号復号処理の出力信号から変調信号を生成して該変調信号および該変調信号の分散を前記等化処理にフィードバックする変調信号生成装置が、

前記誤り訂正符号復号処理後の出力信号の各ビットの対数尤度を確率差分に変換する変換ステップと、

前記変換ステップで変換された前記確率差分に対するインタリーブ処理およびパンクチャによるレート整合処理を行うレート整合・インタリーブ処理ステップと、

前記レート整合・インタリーブ処理ステップの出力信号に基づいて前記変調信号を生成するマッピングステップと、

前記変換ステップで変換された前記確率差分に基づいて、前記信頼度の平均値を算出する信頼度平均値算出ステップと、

前記信頼度の平均値に基づいて前記変調信号の分散の平均値の推定値を算出する分散推定値算出ステップと、

を実行する変調信号生成方法。

【請求項 9】

10

20

30

40

50

受信信号に対する等化処理および誤り訂正符号復号処理を繰り返し実行する繰り返し等化処理において、前記誤り訂正符号復号処理の出力信号から変調信号を生成し、かつ該変調信号とその分散とを前記等化処理にフィードバックするために用いられる分散推定装置に、

前記誤り訂正符号復号処理の出力信号の各ビットの信頼度の平均値を算出する信頼度平均値算出ステップと、

前記信頼度の平均値に基づいて前記変調信号の分散の平均値の推定値を算出する分散推定値算出ステップと、

を実行させるコンピュータ・プログラム。

【請求項 10】

10

受信信号に対する等化処理および誤り訂正符号復号処理を繰り返し実行する繰り返し等化処理において、前記誤り訂正符号復号処理の出力信号から変調信号を生成して該変調信号および該変調信号の分散を前記等化処理にフィードバックする変調信号生成装置に、

前記誤り訂正符号復号処理後の出力信号の各ビットの対数尤度を確率差分に変換する変換ステップと、

前記変換ステップで変換された前記確率差分に対するインタリーブ処理およびパンクチャによるレート整合処理を行うレート整合・インタリーブ処理ステップと、

前記レート整合・インタリーブ処理ステップの出力信号に基づいて前記変調信号を生成するマッピングステップと、

前記変換ステップで変換された前記確率差分に基づいて、前記信頼度の平均値を算出する信頼度平均値算出ステップと、

20

前記信頼度の平均値に基づいて前記変調信号の分散の平均値の推定値を算出する分散推定値算出ステップと、

を実行させるコンピュータ・プログラム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、デジタル通信における受信信号に対するベースバンド処理に関し、特に、繰り返し等化処理における分散推定方法、分散推定装置、変調信号生成方法、変調信号生成装置、および、コンピュータ・プログラムに関する。

30

【背景技術】

【0002】

デジタル通信における受信信号に対するベースバンド処理は、図10のように等化手段、復調手段、および、復号手段によって構成される。

【0003】

等化手段は、符号化された受信信号から再生対象となる信号を抽出する。例えば、モバイル通信においては、等化手段は、遅延波の畳み込みによる干渉（以下、シンボル間干渉という）、マルチアクセスにおけるユーザ間の干渉、あるいは、MIMO（Multiple-Input Multiple-Output）伝送における他のレイヤの干渉等を除去する。

【0004】

40

復調手段は、等化後の信号における各ビット（または複数のビットで構成されるシンボル）の尤度を算出する。

【0005】

復号手段は、この尤度を用いて誤り訂正符号の復号を行う。

【0006】

このような等化手段は、復調手段と併せて最尤復調を行うことが特性面では理想的である。しかし、最尤復調を行う場合、原理的には想定されるすべての送信信号の組み合わせに対してチャンネル（干渉）モデルに基づき受信信号と比較する処理を行うことになるため、一般に、等化手段の計算量は非常に大きくなる。

【0007】

50

そこで、比較的簡易な等化手段として、M M S E (Minimum Mean Squared Error) に基づき干渉を除去する M M S E 等化手段が知られている。以下、シンボル間干渉通信路に対する M M S E 等化手段について簡単に説明する。

【 0 0 0 8 】

シンボル間干渉通信路では、送信信号 $x[0], x[1], \dots$ に対する受信信号 $y[0], y[1], \dots$ は、次式 (1) のようにモデル化される。

【 0 0 0 9 】

【数 1】

$$y[t] = \sum_{i=0}^{d-1} h[i]x[t-i] + w[t] \quad (1) \quad 10$$

ここで、 $x[t]$ は、P S K (Phase Shift Keying) や Q A M (Quadratic Amplitude Modulation) 等によって変調された送信信号 (複素数で表現される) である。また、 $h[i]$ は、フェージング係数であり、局所的には一定であると仮定される。この係数は、パイロット信号等を用いて推定される。また、 $w[t]$ は、加法的白色ガウス雑音である。

【 0 0 1 0 】

M M S E 等化手段は、まず、受信信号から $x[t]$ を推定するために、適切な区間 $[t-M, t+N]$ を設定する。そして、M M S E 等化手段は、 $Y[t] = (y[t-M], \dots, y[t], \dots, y[t+N])^t$ に対して、次式 (2) で算出されるユークリッド距離の平均が最小となるフィルタ $A[t] = (a[-M], \dots, a[0], \dots, a[N])$ を求める。そして、M M S E 等化手段は、 $A[t]Y[t]^t$ を $x[t]$ の推定値とする。 20

【 0 0 1 1 】

【数 2】

$$d^2 = E\left(\|A[t]Y[t]^t - x[t]\|^2\right) \quad (2)$$

なお、式 (2) における平均 E は、すべての信号点は等確率で発生し、 $w[t]$ が白色ガウス雑音であるという仮定に基づいて計算される。 30

【 0 0 1 2 】

このような M M S E 等化手段は、簡易ではあるものの、その特性が最尤復調と比較して大きく劣る場合がある。

【 0 0 1 3 】

そこで、M M S E 等化手段に対してある程度の処理複雑度を許容することにより特性を向上することが可能な技術として、ターボ等化と呼ばれる繰り返し等化処理が知られている (非特許文献 1 参照)。

【 0 0 1 4 】

図 1 1 に示すように、ターボ等化を行うターボ等化手段は、図 1 0 に示した構成に加えて、復号手段による誤り訂正符号復号の出力を再び変調する変調信号生成手段を有している。ターボ等化手段は、変調信号生成手段の出力を等化手段へフィードバックする処理を反復的に繰り返すことによって、等化処理の特性を向上させている。なお、この繰り返し回数は、通常 2 ~ 数回で十分となる。 40

【 0 0 1 5 】

すなわち、ターボ等化手段では、等化手段は、フィードバックされた変調信号も用いて等化処理を実行する。このように、等化手段が復号手段の出力を軟出力 (信頼度情報) とすることにより、ターボ等化手段は、等化手段の特性を向上させることが可能となる。このとき、誤り訂正符号としてターボ符号や L D P C (low-density parity-check) 符号等が用いられている場合には、復号手段において元々軟出力復号が用いられているため、ターボ等化への対応は容易である。 50

【 0 0 1 6 】

ターボ等化手段における変調信号生成手段の処理について説明する。x[t]に対応する送信ビットに対する復号手段からの軟出力（対数尤度）の組をL[t]とすると、x[t]に対応する変調信号生成手段の出力は、次式（3）のように与えられる。

【 0 0 1 7 】

【数3】

$$E(x[t]) = \sum_{s \in \{\text{modulation points}\}} q(s|L[t])s \quad (3)$$

10

ここで、q(s|L[t])はL[t]が与えられたときの信号点sの確率であり、和はすべての変調信号点sに渡る。

【 0 0 1 8 】

また、MMSEに基づくターボ等化手段では、等化手段は、変調信号生成手段からの出力である変調信号E(x[t])とともにE(x[t])の信頼度を必要とする。このとき、変調信号がE(x[t])を平均とするガウス変数で表されると仮定する。すると、変調信号E(x[t])の信頼度はその分散 [t]²で表され、 [t]²は次式（4）のように定式化される。

【 0 0 1 9 】

【数4】

$$\sigma[t]^2 = \sum_{s \in \{\text{modulation points}\}} q(s|L[t])\|s - E(x[t])\|^2 = \sum_{s \in \{\text{modulation points}\}} q(s|L[t])\|s\|^2 - \|E(x[t])\|^2 \quad (4)$$

20

【 0 0 2 0 】

ここで、PSK変調においては、sの大きさは1と一定であるため、数（4）は次式（5）のように簡略化される。

【 0 0 2 1 】

【数5】

$$\sigma[t]^2 = 1 - \|E(x[t])\|^2 \quad (5)$$

30

MMSEに基づくターボ等化手段においては、変調信号の分散に対して高い精度は必要なく、 [t]²の平均値を求めれば十分となることが多い。したがって、MMSEに基づくターボ等化では、各変調信号E(x[t])に対する分散を、 [t]²の平均値を用いて一定の値に設定することによって、処理を大きく簡易化することができる。

【 0 0 2 2 】

このとき、シンボル間干渉通信路であれば、ターボ等化手段は、受信信号を周波数領域に変換してからターボ等化処理を実行することで、さらに処理を簡易化することができる。周波数領域のターボ等化については、例えば、非特許文献2および非特許文献3に記載されている。

40

【 0 0 2 3 】

次に、MMSEに基づくターボ等化手段における変調信号生成手段の処理について、図12を参照して詳細に説明する。

【 0 0 2 4 】

図12において、MMSEに基づくターボ等化手段における変調信号生成手段は、レート整合・インタリーブ手段と、変換手段と、マッピング手段と、分散算出手段とを含んでいる。

【 0 0 2 5 】

レート整合・インタリーブ手段は、モバイル通信において送信時に通常行われるレート

50

整合・インタリーブ処理に対応するものである。ここで、レート整合処理は、誤り訂正符号化と変調の間で指定の符号化率を達成するためのパンクチャを行う処理である。また、インタリーブ処理は、データの送信順序を変えてエラーの影響を無相関化する処理である。

【0026】

レート整合・インタリーブ手段は、インタリーブ処理後の軟出力をパンクチャを考慮してシンボル毎に区切ることにより、式(3)で用いられる $L[t]$ を生成する。これらのレート整合処理およびインタリーブ処理については、非特許文献4に記載されている。

【0027】

変換手段は、 $L[t]$ を構成する各ビットの対数尤度を確率差分に変換する。

10

【0028】

なお、以下の説明において、変調信号生成手段は、 2^{2^n} -QAM変調方式を用いるものとして説明する。 2^{2^n} -QAM変調では、変調対象の信号は、複素平面で表される信号点平面の x 軸および y 軸でそれぞれ n ビットで表される座標の信号点に変調される。この2組の n ビットを (x_0, \dots, x_{n-1}) , (y_0, \dots, y_{n-1}) で表す。このとき、 $L[t]$ は、時点 t の信号点に対してこの2 n 個の各ビットの対数尤度として与えられる。 x_i , y_i のインデックス i を変調方式におけるレベルと呼ぶことにする。

【0029】

この場合、変換手段は、時点 t のレベル i のビット $x_i[t]$ の対数尤度 $l_{x_i}[t]$ を、確率差分 $Dx_i[t]$ に変換する。ここで、 $l_{x_i}[t] = \log(\text{prob}(x_i[t]=0)/\text{prob}(x_i[t]=1))$ であり、 $\text{prob}(x_i[t]=b)$ は、時点 t で x_i がビット b となる確率を表している。このとき、確率差分 $Dx_i[t] = \text{prob}(x_i[t]=0) - \text{prob}(x_i[t]=1) = \tanh(l_{x_i}[t]/2)$ となるため、変換手段は、 $\tanh(l_{x_i}[t]/2)$ を算出することにより変換を行う。

20

【0030】

同様に、変換手段は、時点 t のレベル i のビット $y_i[t]$ の対数尤度 $l_{y_i}[t]$ を、確率差分 $Dy_i[t]$ に変換する。

【0031】

つまり、変換手段は、 \tanh の変換テーブルを用いることによってこれらの変換を実現する。

【0032】

なお、変換手段は、確率差分ではなく、 $\text{prob}(x_i[t]=1)$ および $\text{prob}(y_i[t]=1)$ といった確率そのものを出力してもよい。

30

【0033】

マッピング手段は、変換手段から出力される各ビットの確率差分 $Dx_i[t]$, $Dy_i[t]$ を式(3)に適用し、変調信号 $E(x[t])$ を算出する。そして、マッピング手段は、算出した変調信号 $E(x[t])$ を等化手段にフィードバックする。

【0034】

分散算出手段は、変換手段から出力される各ビットの確率差分 $Dx_i[t]$, $Dy_i[t]$ 、および、マッピング手段から出力される変調信号 $E(x[t])$ を式(4)に適用し、 $E(x[t])$ の分散 $[t]^2$ を求める。このとき、PSKであれば、簡略化された式(5)に基づいて分散を求めることができる。分散算出手段は、求めた分散 $[t]^2$ を等化手段にフィードバックする。

40

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0035】

【非特許文献1】M. Tüchler, R. Koetter, and A. C. Singer, "Turbo Equalization: Principles and New Results", IEEE Transactions on Communications, pp.754-767, 2002.

【非特許文献2】M. Tüchler and J. Hagenauer, "Linear time and frequency domain Turbo equalization", Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), pp.1449-

50

1453, 2001

【非特許文献3】C. Laot, R. L. Bidan, and D. Leroux “Low-Complexity MMSE Turbo Equalization: A Possible Solution for EDGE”, Proc. IEEE Transactions on Wireless Communications, pp.965-974, 2005.

【非特許文献4】[Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding(Release 8), 3GPP TS 36.212 v8.8.0, 2009.

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0036】

しかしながら、繰り返し等化処理における変調信号生成手段は、高速化・容量増大のために多値変調が適用される場合には、簡略化された式(5)を用いて分散を算出することができず、複雑な式(4)を用いなければならない。このため、繰り返し等化処理の変調信号生成手段では、変調信号の分散を算出する処理の複雑度が大きくなるという課題があった。繰り返し等化処理の実用化においては、多値変調が適用される場合にも、フィードバックされる変調信号の分散の算出を効率的に行う技術が望まれる。

【0037】

本発明は、上述の課題を解決するためになされたもので、多値変調が適用される場合の繰り返し等化処理の変調信号生成処理において、変調信号の分散を効率的に算出することができる分散推定方法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】

【0038】

本発明の分散推定方法は、受信信号に対する等化処理および誤り訂正符号復号処理を繰り返し実行する繰り返し等化処理において、前記誤り訂正符号復号処理の出力信号から変調信号を生成して該変調信号および該変調信号の分散を前記等化処理にフィードバックする変調信号生成処理において分散推定装置が、前記誤り訂正符号復号処理の出力信号の各ビットの信頼度の平均値を算出する信頼度平均値算出ステップと、前記信頼度の平均値に基づいて前記変調信号の分散の平均値の推定値を算出する分散推定値算出ステップと、を実行する。

【0039】

また、本発明の変調信号生成方法は、受信信号に対する等化処理および誤り訂正符号復号処理を繰り返し実行する繰り返し等化処理において、前記誤り訂正符号復号処理の出力信号から変調信号を生成して該変調信号および該変調信号の分散を前記等化処理にフィードバックする変調信号生成装置が、前記誤り訂正符号復号処理後の出力信号の各ビットの対数尤度を確率差分に変換する変換ステップと、前記変換ステップで変換された前記確率差分に対するインタリーブ処理およびパンクチャによるレート整合処理を行うレート整合・インタリーブ処理ステップと、前記レート整合・インタリーブ処理ステップの出力信号に基づいて前記変調信号を生成するマッピングステップと、前記変換ステップで変換された前記確率差分に基づいて、前記信頼度の平均値を算出する信頼度平均値算出ステップと、前記信頼度の平均値に基づいて前記変調信号の分散の平均値の推定値を算出する分散推定値算出ステップと、を実行する。

【0040】

また、本発明の分散推定装置は、受信信号に対する等化処理および誤り訂正符号復号処理を繰り返し実行する繰り返し等化処理において、前記誤り訂正符号復号処理の出力信号から変調信号を生成して該変調信号および該変調信号の分散を前記等化処理にフィードバックする変調信号生成処理において、前記誤り訂正符号復号処理の出力信号の各ビットの信頼度の平均値を算出する信頼度平均値算出部と、前記信頼度の平均値に基づいて前記変調信号の分散の平均値の推定値を算出する分散推定値算出部と、を備える。

【0041】

また、本発明の変調信号生成装置は、受信信号に対する等化処理および誤り訂正符号復

10

20

30

40

50

号処理を繰り返し実行する繰り返し等化処理において、前記誤り訂正符号復号処理の出力信号から変調信号を生成して該変調信号および該変調信号の分散を前記等化処理にフィードバックする変調信号生成装置であって、前記誤り訂正符号復号処理後の出力信号の各ビットの対数尤度を確率差分に変換する変換部と、前記変換部によって変換された前記確率差分に対するインタリーブ処理およびパンクチャによるレート整合処理を行うレート整合・インタリーブ処理部と、前記レート整合・インタリーブ処理部の出力信号に基づいて前記変調信号を生成するマッピング部と、前記変換部によって変換された前記確率差分に基づいて、前記各ビットの信頼度の平均値を算出する信頼度平均値算出部と、前記信頼度の平均値に基づいて前記変調信号の分散の平均値の推定値を算出する分散推定値算出部と、を備える。

10

【0042】

また、本発明のコンピュータ・プログラムは、受信信号に対する等化処理および誤り訂正符号復号処理を繰り返し実行する繰り返し等化処理において、前記誤り訂正符号復号処理の出力信号から変調信号を生成して該変調信号および該変調信号の分散を前記等化処理にフィードバックする変調信号生成処理において分散推定装置に、前記誤り訂正符号復号処理の出力信号の各ビットの信頼度の平均値を算出する信頼度平均値算出ステップと、前記信頼度の平均値に基づいて前記変調信号の分散の平均値の推定値を算出する分散推定値算出ステップと、を実行させる。

【0043】

また、本発明のコンピュータ・プログラムは、受信信号に対する等化処理および誤り訂正符号復号処理を繰り返し実行する繰り返し等化処理において、前記誤り訂正符号復号処理の出力信号から変調信号を生成して該変調信号および該変調信号の分散を前記等化処理にフィードバックする変調信号生成装置に、前記誤り訂正符号復号処理後の出力信号の各ビットの対数尤度を確率差分に変換する変換ステップと、前記変換ステップで変換された前記確率差分に対するインタリーブ処理およびパンクチャによるレート整合処理を行うレート整合・インタリーブ処理ステップと、前記レート整合・インタリーブ処理ステップの出力信号に基づいて前記変調信号を生成するマッピングステップと、前記変換ステップで変換された前記確率差分に基づいて、前記信頼度の平均値を算出する信頼度平均値算出ステップと、前記信頼度の平均値に基づいて前記変調信号の分散の平均値の推定値を算出する分散推定値算出ステップと、を実行させる。

20

30

【発明の効果】

【0044】

本発明は、多値変調が適用される場合の繰り返し等化処理の変調信号生成処理において、変調信号の分散を効率的に算出することができる分散推定方法を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【0045】

【図1】本発明の第1の実施の形態としての分散推定装置の構成を示す機能ブロック図である。

【図2】本発明の第1の実施の形態としての分散推定装置の動作を説明するフローチャートである。

40

【図3】本発明の第2の実施の形態としての変調信号生成装置の構成を示す機能ブロック図である。

【図4】本発明の第2の実施の形態としての変調信号生成装置の動作を説明するフローチャートである。

【図5】本発明の第3の実施の形態としての変調信号生成装置の構成を示す機能ブロック図である。

【図6】本発明の第3の実施の形態としての変調信号生成装置の動作を説明するフローチャートである。

【図7】本発明の第3の実施の形態としての変調信号生成装置の他の構成を示す機能ブロ

50

ック図である。

【図 8】QAM変調における信号点(x軸)と送信ビットとの対応例を説明する図である。

【図 9】本発明の第 4 の実施の形態としての変調信号生成装置による分散推定を用いたターボ等化処理のシミュレーションによって得られたフレームエラーレートを示すグラフである。

【図 10】関連技術のベースバンド処理を説明する図である。

【図 11】関連技術の繰り返し等化処理を説明する図である。

【図 12】関連技術の繰り返し等化処理における変調信号生成処理を説明する図である。

【発明を実施するための形態】

【0046】

10

以下、本発明の実施の形態について、図面を参照して詳細に説明する。

【0047】

(第 1 の実施の形態)

本発明の第 1 の実施の形態としての分散推定装置 1 の構成を図 1 に示す。

【0048】

図 1 において、分散推定装置 1 は、信頼度平均値算出部 11 と、分散推定値算出部 12 とを備えている。

【0049】

ここで、分散推定装置 1 は、CPU (Central Processing Unit) と、RAM (Random Access Memory) と、ROM (Read Only Memory) と、ハードディスク等の記憶装置と、無線通信モジュールとを有するコンピュータ装置によって構成されている。分散推定装置 1 の各機能ブロックは、ROM または記憶装置に記憶されたコンピュータ・プログラムを CPU によって RAM に読み込んで実行する CPU によって構成される。

20

【0050】

また、分散推定装置 1 は、繰り返し等化処理において復号装置 92 からの出力を変調して等化装置 91 にフィードバックする変調信号生成装置 10 に備えられている。

【0051】

ここで、等化装置 91 は、図 11 に示す関連技術のターボ等化手段における等化手段に対応するもので、無線通信モジュールを介して受信された受信信号 $y[t]$ を入力する。等化装置 91 は、受信信号 $y[t]$ に対して、通信路における干渉を除去する等化処理を行う。この受信信号 $y[t]$ は、送信装置において送信対象のデータが誤り訂正符号により符号化され変調された送信信号 $x[t]$ に対応するものである。

30

【0052】

また、等化装置 91 は、復号装置 92 からの出力信号が変調された変調信号およびその分散がフィードバックされることにより、受信信号 $y[t]$ に加えてフィードバックされた情報も用いて等化処理を繰り返し実行する。

【0053】

例えば、等化装置 91 は、MMSE に基づく等化処理を実行するものであってもよい。

【0054】

復号装置 92 は、等化装置 91 からの出力に対して誤り訂正符号の復号を行い、送信信号 $x[t]$ における各ビットに対する対数尤度の組 $L[t]$ を軟出力する。

40

【0055】

変調信号生成装置 10 は、復号装置 92 からの軟出力 $L[t]$ を変調して変調信号を生成する。このとき、変調信号生成装置 10 は、例えば、式 (3) に基づいて変調信号 $E(x[t])$ を生成すればよい。そして、変調信号生成装置 10 は、変調信号 $E(x[t])$ および分散推定装置 1 によって推定された分散を等化装置 91 にフィードバックする。

【0056】

信頼度平均値算出部 11 は、復号装置 92 からの軟出力 $L[t]$ の各ビットの信頼度の平均値を求める。

【0057】

50

例えば、信頼度平均値算出部 11 は、信頼度の平均値として、例えば、復号装置 92 からの軟出力 $L[t]$ を構成する各ビットがそれぞれビット 0 である確率もしくはビット 1 である確率を算出してもよい。

【0058】

あるいは、信頼度平均値算出部 11 は、復号装置 92 からの軟出力 $L[t]$ を構成する各ビットが 0 である確率と 1 である確率との差である確率差分の平均値を求めてもよい。この場合、信頼度平均値算出部 11 は、各ビットの確率差分の絶対値の平均値 m_1 、および、各ビットの確率差分の平方値の平均値 m_2 を、信頼度の平均値として算出してもよい。

【0059】

なお、信頼度平均値算出部 11 は、これらの信頼度の平均値を算出する処理を、 $L[t]$ を構成する全てのビットに対して行う必要はなく、あらかじめ定められた個数のビットに対して求めてもよい。

10

【0060】

分散推定値算出部 12 は、信頼度の平均値に基づいて、変調信号 $E(x[t])$ の分散の平均値の推定値を算出する。そして、分散推定値算出部 12 は、分散の平均値の推定値を等化装置 91 にフィードバックする。

【0061】

具体的には、分散推定値算出部 12 は、式 (4) における各信号点の確率に信頼度の平均値を適用することにより、変調信号 $E(x[t])$ の分散の平均値の推定値を算出すればよい。

20

【0062】

すなわち、分散推定値算出部 12 は、式 (4) の処理を信号点毎ではなく、複数の信号点に対して 1 回実行することにより、分散の平均値の推定値を算出する。

【0063】

以上のように構成された分散推定装置 1 の動作について図 2 を参照して説明する。

【0064】

まず、信頼度平均値算出部 11 は、復号装置 92 からの出力信号の各ビットの信頼度の平均値を算出する (ステップ S1)。

【0065】

例えば、上述のように、信頼度平均値算出部 11 は、復号装置 92 の軟出力 $L[t]$ を構成する各ビットの対数尤度から求められる確率差分を用いて、確率差分の絶対値の平均値 m_1 、および、確率差分の平方値の平均値 m_2 を、信頼度の平均値として算出してもよい。

30

【0066】

次に、分散推定値算出部 12 は、信頼度の平均値に基づいて変調信号 $E(x[t])$ の分散の平均値の推定値を算出する (ステップ S2)。

【0067】

例えば、分散推定値算出部 12 は、ステップ S1 で求めた確率差分の絶対値の平均値 m_1 、および、確率差分の平方値の平均値 m_2 を式 (4) に適用することにより分散の平均値の推定値を算出してもよい。

【0068】

以上で、分散推定装置 1 は、変調信号の分散の平均値を推定する動作を終了する。

40

【0069】

なお、信頼度平均値算出部 11 は、平均値 m_2 を平均値 m_1 の平方で近似してもよい。

【0070】

次に、本発明の第 1 の実施の形態の効果について述べる。

【0071】

本発明の第 1 の実施の形態としての分散推定装置は、多値変調が適用される場合の繰り返し等化处理の変調信号生成処理において、フィードバックされる変調信号の分散を効率的に算出することができる。

【0072】

50

その理由は、信頼度平均値算出部が、復号装置の軟出力から求められる信頼度を平均化し、平均化した信頼度に基づいて、分散推定値算出部が分散の平均値を推定するためである。このため、分散推定値算出部は、式(4)の処理を信号点毎ではなく、例えば一つの符号語に対応する複数の信号点に対して1回実行すれば分散の平均値の推定値を算出できるからである。これにより、本発明の第1の実施の形態としての分散推定装置は、繰り返し等化処理の変調信号生成処理において64QAM等の多値変調が適用される場合であっても、変調信号の分散を算出する演算処理を大きく削減することができる。

【0073】

さらに、信頼度平均値算出部が、確率差分の絶対値の平均 m_1 を平方した値をもって確率差分の平方値の平均値 m_2 を近似する場合には、本発明の第1の実施の形態としての分散推定装置は、変調信号の分散をさらに効率的に算出することができる。

10

【0074】

その理由は、信頼度平均値算出部が、各ビットの確率差分の平方値を求める乗算処理をさらに削減することができるためである。繰り返し等化処理では、必要となる変調信号の分散に高い精度を必要としないため、このような近似を行ってもターボ等化における特性の劣化を抑えることができるからである。

【0075】

(第2の実施の形態)

次に、本発明の第2の実施の形態について、図面を参照して詳細に説明する。なお、本実施の形態の説明で参照する各図面において、本発明の第1の実施の形態と同一の構成には同一の符号を付して本実施の形態における詳細な説明を省略する。

20

【0076】

まず、本発明の第2の実施の形態としての変調信号生成装置20の構成を図3に示す。図3において、変調信号生成装置20は、レート整合・インタリーブ処理部21と、変換部22と、マッピング部23と、分散推定部24とを備えている。また、分散推定部24は、信頼度平均値算出部241と、分散推定値算出部242とを備えている。

【0077】

なお、変調信号生成装置20は、 2^{2^n} -QAM変調方式を用いるものとして以下の説明を行う。この場合、変調信号生成装置20は、復号装置92の軟出力 $L[t]$ として、時点 t の信号点に対する2組の n ビット (x_0, \dots, x_{n-1}) , (y_0, \dots, y_{n-1}) の対数尤度を得る。 x_i , y_i のインデックス i は変調方式におけるレベルである。

30

【0078】

変換部22は、 $L[t]$ を構成する各ビットの対数尤度を確率差分に変換する。具体的には、変換部22は、時点 t のレベル i のビット $x_i[t]$ の対数尤度 $l_{x_i}[t] = \log(\text{prob}(x_i[t]=0)/\text{prob}(x_i[t]=1))$ を、確率差分 $Dx_i[t]$ に変換する。すなわち、変換部22は、確率差分 $Dx_i[t] = \text{prob}(x_i[t]=0) - \text{prob}(x_i[t]=1) = \tanh(l_{x_i}[t]/2)$ を算出する。

【0079】

同様に、変換部22は、時点 t のレベル i のビット $y_i[t]$ の対数尤度 $l_{y_i}[t]$ を、確率差分 $Dy_t[i]$ に変換する。

【0080】

40

レート整合・インタリーブ処理部21は、変換部22によって求められた各ビットの確率差分 $Dx_i[t]$, $Dy_i[t]$ に対して、インタリーブ処理およびレート整合処理を行う。

【0081】

マッピング部23は、レート整合・インタリーブ処理部21から出力される各ビットの確率差分 $Dx_i[t]$, $Dy_i[t]$ を式(3)に適用し、変調信号 $E(x[t])$ を算出する。そして、マッピング部23は、算出した変調信号 $E(x[t])$ を等化装置91にフィードバックする。

【0082】

分散推定部24は、信頼度平均値算出部241および分散推定値算出部242を用いて算出した変調信号 $E(x[t])$ の分散の平均値の推定値 σ^2 を等化装置91にフィードバックする。

50

【 0 0 8 3 】

信頼度平均値算出部 2 4 1 は、変換部 2 2 によって変換された確率差分に基づいて、確率差分の絶対値の平均値 m_1 、および、各ビットの確率差分の平方値の平均値 m_2 を、信頼度の平均値として求める。

【 0 0 8 4 】

分散推定値算出部 2 4 2 は、これらの信頼度の平均値に基づいて変調信号 $E(x[t])$ の分散の平均値の推定値 σ^2 を算出する。

【 0 0 8 5 】

ここで、確率差分の絶対値の平均値 m_1 は、各ビットを 0 と設定したときの変調信号の信頼度の平均と解釈することができる。したがって、確率差分の絶対値の平均値 m_1 を式 (4) に適用して計算される分散推定値は、all 0 のビット列に対応する信号点を基準信号とした場合の分散の平均値の推定値とみなすことができる。

【 0 0 8 6 】

一方、平均値 m_1 のシグネチャを負とした $-m_1$ を用いて式 (4) で計算される分散推定値は、ビット 1 に対応する信号点を基準信号とした場合の変調信号の分散の平均値の推定値と考えることができる。

【 0 0 8 7 】

このとき、基準信号が QAM 変調の端点となっている場合には、分散推定値算出部 2 4 2 は、分散を過大評価することになる。

【 0 0 8 8 】

そこで、分散推定値算出部 2 4 2 は、原点に比較的近い点に対応するように基準信号を設定する。そして、分散推定値算出部 2 4 2 は、基準信号の各レベルに応じて m_1 に正負の符号を付加したものを式 (4) に適用することにより、分散の平均値の推定値 σ^2 を算出する。

【 0 0 8 9 】

例えば $64 = 2^2 \times 3^2$ QAM 変調 ($n = 3$ レベル) の x 軸で信号点に対応するビット列が、111、110、100、101、001、000、010、011 と与えられた場合を想定する。

【 0 0 9 0 】

例えば、分散推定値算出部 2 4 2 は、原点に比較的近い点として、「001」を基準信号とし、これに対応する ($m_1, m_1, -m_1$) と平均値 m_2 とを式 (4) に適用し、分散の平均値の推定値 σ^2 を算出する。

【 0 0 9 1 】

あるいは、分散推定値算出部 2 4 2 は、原点に比較的近い点として「000」を基準信号とし、これに対応するように (m_1, m_1, m_1) と平均値 m_2 とを式 (4) に適用し、分散の平均値の推定値 σ^2 を算出する。

【 0 0 9 2 】

あるいは、分散推定値算出部 2 4 2 は、原点に比較的近い点として「101」もしくは「100」を基準信号としてもよい。

【 0 0 9 3 】

このように平均値 m_1 および m_2 を式 (4) に適用することにより、分散推定値算出部 2 4 2 は、式 (4) の処理を信号点毎ではなく、複数の信号点に対して 1 回実行することにより、分散の平均値の推定値を算出する。

【 0 0 9 4 】

以上のように構成された変調信号生成装置 2 0 における変調信号生成動作について図 4 を用いて説明する。

【 0 0 9 5 】

まず、変換部 2 2 は、復号装置 9 2 からの軟出力 $L(t)$ の各ビットの対数尤度を確率差分 $Dx_i[t]$ 、 $Dy_i[t]$ に変換する (ステップ S 1 1)。

【 0 0 9 6 】

10

20

30

40

50

次に、レート整合・インタリーブ処理部 2 1 は、変換部 2 2 からの出力に対し、インタリーブ処理およびレート整合処理を行う（ステップ S 1 2）。

【0097】

次に、マッピング部 2 3 は、レート整合・インタリーブ処理部 2 1 からの出力信号を用いて、式（3）に示した変調信号 $E(x[t])$ を算出する（ステップ S 1 3）。

【0098】

また、ステップ S 1 1 が実行された後、信頼度平均値算出部 2 4 1 は、ステップ S 1 1 で算出された確率差分 $Dx_i[t]$ 、 $Dy_i[t]$ に基づいて、信頼度の平均値として、確率差分の絶対値の平均値 m_1 、および、確率差分の平方値の平均値 m_2 を求める（ステップ S 1 4）。

10

【0099】

ここで、信頼度平均値算出部 2 4 1 は、確率差分の絶対値の平均値 m_1 の平方値を用いて、確率差分の平方値の平均値 m_2 を近似してもよい。

【0100】

次に、分散推定値算出部 2 4 2 は、確率差分の絶対値の平均値 m_1 、および、確率差分の平方値の平均値 m_2 を式（4）に適用することにより、分散の平均値の推定値 σ^2 を算出する（ステップ S 1 5）。

【0101】

なお、分散推定部 2 4 によるステップ S 1 4 およびステップ S 1 5 の処理は、レート整合・インタリーブ処理部 2 1 およびマッピング部 2 3 によるステップ S 1 2 およびステップ S 1 3 の処理と並列に実行可能である。

20

【0102】

以上で、変調信号生成装置 2 0 は、変調信号生成動作を終了する。

【0103】

次に、本発明の第 2 の実施の形態の効果について述べる。

【0104】

本発明の第 2 の実施の形態としての変調信号生成装置は、多値変調が適用される場合の繰り返し等化処理の変調信号生成処理において、等化装置にフィードバックする変調信号の分散を効率的に算出することができる。

【0105】

その理由は、信頼度平均値算出部が、復号装置の軟出力から計算した各ビットの確率差分の絶対値および確率差分の平方値を平均化し、これらの平均値に基づいて分散推定値算出部が分散の平均値を推定するためである。このため、分散推定値算出部は、式（4）の処理を、信号点毎ではなく、例えば一つの符号語に対応する信号点全体に対して 1 回実行すれば分散の平均値の推定値を算出できるからである。これにより、本発明の第 2 の実施の形態としての変調信号生成装置は、繰り返し等化処理の変調信号生成処理において 64QAM 等の多値変調が適用される場合であっても、変調信号の分散を推定する演算処理を大きく削減することができる。

30

【0106】

さらに、信頼度平均値算出部が、確率差分の絶対値の平均値 m_1 を平方した値をもって確率差分の平方値の平均値 m_2 を近似する場合、本発明の第 2 の実施の形態としての変調信号生成装置は、変調信号の分散をさらに効率的に算出することができる。

40

【0107】

その理由は、信頼度平均値算出部が、各確率差分の平方値を求める乗算処理をさらに削減することができるためである。繰り返し等化処理では、必要となる変調信号の分散に高い精度を必要としないため、このような近似を行ってもターボ等化における特性の劣化を抑えることができるからである。

【0108】

また、本発明の第 2 の実施の形態としての変調信号生成装置は、変調信号を生成する処理と平行して分散を推定する処理を行うことができるため、分散推定処理に起因する等化

50

処理実行までの遅延を解消することができる。

【0109】

(第3の実施の形態)

次に、本発明の第3の実施の形態について、図面を参照して詳細に説明する。なお、本実施の形態の説明で参照する各図面において、本発明の第2の実施の形態と同一の構成には同一の符号を付して本実施の形態における詳細な説明を省略する。

【0110】

まず、本発明の第3の実施の形態としての変調信号生成装置30の構成を図5に示す。図5において、変調信号生成装置30は、本発明の第2の実施の形態としての変調信号生成装置20に対して、レート整合・インタリーブ処理部21に替えてレート整合・インタリーブ処理部31と、分散推定部24に替えて分散推定部34とを備えている。また、分散推定部34は、信頼度平均値算出部341と、分散推定値算出部342とを備えている。

10

【0111】

レート整合・インタリーブ処理部31は、本発明の第2の実施の形態におけるレート整合・インタリーブ処理部21と同様に構成されるのに加え、さらに、変換部22から出力されて分散推定部24に入力される信号に対応する送信信号の送信時の順序を表す順序情報を、分散推定部24に対して出力する。

【0112】

ここで、順序情報とは、例えば、変換部22から出力されて分散推定部34に入力される信号のレベル情報やパルクチャ情報等であってもよい。なお、受信信号が組織符号であれば、レート整合・インタリーブ処理部31は、順序情報として少なくともレベル情報を分散推定部34に対して出力すればよい。なぜなら、受信信号が組織符号であれば、パルクチャはパリティのみに適用されるため、情報系列、パリティ系列の順に送信されるとすれば、分散推定部34は、情報系列の各ビットに対する尤度から分散推定を行うようにすればよいからである。

20

【0113】

分散推定部34の信頼度平均値算出部341は、レート整合・インタリーブ処理部31から出力される順序情報に基づいて、変換部22からの現時点での入力信号に対応する変調方式のレベルを算出する。そして、信頼度平均値算出部341は、求めたレベル毎に、確率差分の絶対値の平均値 m_1 および確率差分の平方値の平均値 m_2 を算出する。

30

【0114】

例えば、信頼度平均値算出部341は、入力信号が入力順で信号点に割り当てられ、 2^{2n} -QAM変調である場合、単純に n を法としたmoduloを計算することで対応するレベルを算出してもよい。

【0115】

分散推定部34の分散推定値算出部342は、レベル毎に算出された確率差分の絶対値の平均値 m_1 および確率差分の平方値の平均値 m_2 を式(4)に適用することにより、分散の平均値の推定値を算出する。

【0116】

具体的には、分散推定値算出部342は、本発明の第2の実施の形態における分散推定値算出部242と同様に原点に比較的近い点に対応するように基準信号を設定する。ここで、レベル i のビットの確率差分の絶対値の平均値を m_{1_i} とすると、分散推定値算出部342は、基準信号に対応するように m_{1_i} に正負の符号を付加し、式(4)に基づいて分散の平均値を算出する。

40

【0117】

例えば、64QAM変調の x 軸で信号点に対応するビット列が111、110、100、101、001、000、010、011と与えられたとする。

【0118】

50

例えば、分散推定値算出部 3 4 2 は、基準信号を「001」に設定し、 $(m1_0, m1_1, -m1_2)$ を各レベルの入力として、式(4)に基づき分散の計算を実行してもよい。

【0119】

あるいは、分散推定値算出部 3 4 2 は、基準信号を「000」に設定し、 $(m1_0, m1_1, m1_2)$ を各レベルの入力として、式(4)に基づき分散の計算を実行してもよい。

【0120】

このように平均値 $m1_i$ および $m2_i$ を式(4)に適用することにより、分散推定値算出部 3 4 2 は、式(4)の処理を信号点毎ではなく、複数の信号点に対して1回実行することにより、分散の平均値の推定値を算出する。

【0121】

以上のように構成された変調信号生成装置 3 0 の動作について、図 6 を参照して説明する。

【0122】

まず、変換部 2 2 は、本発明の第 2 の実施の形態と同様に、確率差分 $Dx_i[t]$ 、 $Dy_i[t]$ を算出する(ステップ S 1 1)。

【0123】

次に、レート整合・インタリーブ処理部 3 1 は、変換部 2 2 からの出力に対し、インタリーブ処理およびレート整合処理を行うとともに、変換部 2 2 から出力され分散推定部 3 4 に入力される信号の順序情報を出力する(ステップ S 2 1)

なお、ステップ S 2 1 において、レート整合・インタリーブ処理部 2 1 は、インタリーブ処理・レート整合処理および順序情報の出力処理を平行して実行する。

【0124】

次に、マッピング部 2 3 は、本発明の第 2 の実施の形態と同様に、変調信号 $E(x[t])$ を算出する(ステップ S 1 3)。

【0125】

一方、ステップ S 1 1 が実行された後、信頼度平均値算出部 3 4 1 は、ステップ S 1 1 で算出された確率差分 $Dx_i[t]$ 、 $Dy_i[t]$ と、ステップ S 2 1 で出力された順序情報とに基づいて、レベル毎に、確率差分の絶対値の平均値 $m1_i$ 、および、確率差分の平方値の平均値 $m2_i$ を求める(ステップ S 2 2)。

【0126】

ここで、信頼度平均値算出部 3 4 1 は、各レベルの確率差分の絶対値の平均値 $m1_i$ の平方値を用いて、各レベルの確率差分の平方値の平均値 $m2_i$ を近似してもよい。

【0127】

次に、分散推定値算出部 3 4 2 は、レベル毎の平均値 $m1_i$ 、および、平均値 $m2_i$ を式(4)に適用することにより、分散の平均値の推定値を算出する(ステップ S 2 3)。

【0128】

以上で、変調信号生成装置 3 0 は動作を終了する。

【0129】

次に、本発明の第 3 の実施の形態の効果について述べる。

【0130】

本発明の第 3 の実施の形態としての変調信号生成装置は、繰り返し等化処理における変調信号生成処理において多値変調が適用される場合に分散の平均値の推定値を効率的に算出しながらも、その精度をより向上させることができる。

【0131】

その理由は、レート整合・インタリーブ処理部が、変換部からの出力信号の順序情報を分散推定部に通知し、分散推定部が、通知された順序情報に基づいてレベル毎に算出した信頼度の平均値を用いて分散の平均値の推定値を算出するからである。このため、本発明の第 3 の実施の形態としての変調信号生成装置は、多値変調において信号レベルによって受信値の平均値が異なることに応じて、復号装置から出力される対数尤度の信頼度の平均値が異なってくることに対応することができるからである。

10

20

30

40

50

【 0 1 3 2 】

なお、本発明の第2および第3の実施の形態における各機能ブロックを用いて、図7に示すよう変調信号生成装置40を構成することも可能である。図7のように構成した変調信号生成装置40は、レート整合・インタリーブ処理と分散推定処理とを平行に実行できないものの、変換部22において対数尤度比から確率差分へ変換する際に行われるビット数の拡張に対応するようレート整合・インタリーブ処理部を構成する必要がない。したがって、図7の変調信号生成装置40は、レート整合・インタリーブ処理部を既存の技術と同一の実装で実現することができるというメリットがある。

【 0 1 3 3 】

(第4の実施の形態)

次に、本発明の第4の実施の形態について、図面を参照して詳細に説明する。

【 0 1 3 4 】

本実施の形態では、本発明の第2および第3の実施の形態としての変調信号生成装置20および変調信号生成装置30を用いて、非特許文献4に記載された3GPP LTE (3rd Generation Partnership Project long-term evolution) の変調方式(QPSK, 16QAM, 64QAM)を適用した例について説明する。

【 0 1 3 5 】

まず、本発明の第2の実施の形態としての変調信号生成装置20を用いて、変調方式(QPSK, 16QAM, 64QAM)を適用した場合について説明する。

【 0 1 3 6 】

ここで、まず、QPSK, 16QAM, 64QAM方式における、ビット列から信号点へのマッピングについて、図8を用いて説明する。なお、図8は、x軸についてのみ示しているが、y軸についても同様に説明される。図8において、これらの信号点の各座標は、平均電力が1となるように設定されている(各軸でみれば平均電力が1/2となるように設定されている)。

【 0 1 3 7 】

また、16QAM, 64QAMにおいては、信号点に対応するビット列の右からレベル0, レベル1, ...と呼ぶものとする。レベル*i*の確率差分を $D_i[t]$ とおく。このとき、式(3)は、各方式の各軸において次のように表される。

【 0 1 3 8 】

[QPSK]

【数6】

$$E(x[t]) = D_0[t] / \sqrt{2}$$

(6)

【 0 1 3 9 】

[16QAM]

【数7】

$$E(x[t]) = D_1[t](2 - D_0[t]) / \sqrt{10}$$

(7)

【 0 1 4 0 】

[64QAM]

【数8】

$$E(x[t]) = D_2[t](4 - D_1[t](2 - D_0[t])) / \sqrt{42}$$

(8)

式(6)~(8)を式(4)に適用すると、分散の平均値の推定値は、各方式の各軸について $D_i[t]$ を用いて次のように表すことができる。

10

20

30

40

50

【 0 1 4 1 】

[QPSK]

【 数 9 】

$$\sigma[t]^2 = (1 - D_0[t]^2) / 2 \quad (9)$$

【 0 1 4 2 】

[16QAM]

【 数 1 0 】

$$\sigma[t]^2 = (1 + 4(1 - D_0[t]) - D_1[t](2 - D_0[t]^2)) / 10 \quad (10)$$

【 0 1 4 3 】

[64QAM]

【 数 1 1 】

$$\sigma[t]^2 = (21 - 4D_0[t] - 8D_1[t](2 - D_0[t]) - (D_2[t](4 - D_1[t](2 - D_0[t])))^2) / 42 \quad (11)$$

【 0 1 4 4 】

ここで、分散の平均値の推定値を求める場合、式(9)～(11)を各時点tについて求めた結果を平均することが自然であるが、本実施の形態は、確率差分を平均化したm1およびm2を式(9)～(11)のD_i[t]に適用することにより分散の平均の推定値を求める。このように近似することができる理由は、インタリーブ処理において異なるレベルのD_iは独立であるとみなすことが可能だからである。ターボ等化においては、精度の高い分散の推定が必要ないこともあり、このような近似がターボ等化の特性へ与える影響は少ない。

【 0 1 4 5 】

変換部22は、復号装置92から出力される対数尤度が復号装置92内で処理がしやすいようにスケール変換されていることを考慮して、D[j] = tanh(l[j]/2)を算出する。ここで、l[0], l[1], l[2], ...は、復号装置92からの出力(各ビットの対数尤度)である。

【 0 1 4 6 】

信頼度平均値算出部241は、変換部22によって算出されたD[j]を次式(12)および(13)に適用してm1およびm2を求める。

【 0 1 4 7 】

【 数 1 2 】

$$m1 = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} |D[j]| \quad (12)$$

【 0 1 4 8 】

【 数 1 3 】

$$m2 = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} D[j]^2 \quad (13)$$

このように、信頼度平均値算出部241は、逐次的に和を求めることによりm1, m2を算出する。なお、Mは符号語全体である必要はなく、符号後の途中で打ち切られたものであってもよい。

10

20

30

40

50

【 0 1 4 9 】

分散推定値算出部 2 4 2 は、信頼度平均値算出部 2 4 1 によって算出された信頼度の平均値 m_1 および m_2 を式 (9) ~ (1 1) に適用する。このとき、分散推定値算出部 2 4 2 は、異なる i および j に対する $D[i]$ および $D[j]$ を独立であるとみなすことにより、 $D[i]D[j]$ には m_1^2 をアサインし、 $D[i]^2$ には m_2 をアサインして計算を実行する。

【 0 1 5 0 】

例えば、図 8 に示した信号点マッピングの 16QAM で「00」を基準信号とすると、分散推定値算出部 2 4 2 は、 $(D_{-1}[t], D_{-0}[t])$ を (m_1, m_1) として式 (1 0) を実行する。

【 0 1 5 1 】

また、例えば、図 8 に示した信号点マッピングの 64QAM で「001」を基準信号点とすると、分散推定値算出部 2 4 2 は、 $(D_{-2}[t], D_{-1}[t], D_{-0}[t])$ を $(m_1, m_1, -m_1)$ として式 (1 1) を実行する。

【 0 1 5 2 】

このように、分散推定値算出部 2 4 2 によって式 (9) ~ (1 1) に m_1 および m_2 がアサインされた式はそれぞれ次の通りとなる。

【 0 1 5 3 】

【数 1 4】

$$\sigma^2 = (1 - m_2) / 2 \quad (14)$$

【 0 1 5 4 】

[16QAM]

【数 1 5】

$$\sigma^2 = (1 + 4(1 - m_1) - m_2(4 - 4m_1 + m_2)) / 10 \quad (15)$$

【 0 1 5 5 】

[64QAM]

【数 1 6】

$$\sigma^2 = (21 + 4m_1 - 8m_1(2 + m_1) - m_2(16 - 8m_1(2 + m_1) + m_2(4 + 4m_1 + m_2))) / 42 \quad (16)$$

【 0 1 5 6 】

また、分散推定値算出部 2 4 2 は、算出した σ^2 に所定の係数を乗ずる補正を行うことが好ましい。なぜなら、最初に信頼度の平均値を求めてから分散の平均値の推定値を算出する場合には、式 (9) ~ (1 1) を各時点 t で求めてからこれを平均化する場合と比較して分散を大きく評価する傾向にあるからである。

【 0 1 5 7 】

また、分散推定値算出部 2 4 2 は、式 (1 4) ~ (1 6) において、 m_2 を m_1^2 で近似してもよい。

【 0 1 5 8 】

また、その場合、分散推定値算出部 2 4 2 は、算出した分散 σ^2 に所定の係数を乗じて補正することが好ましい。なぜなら、 $m_1^2 = m_2$ が成り立つため、式 (1 4) ~ (1 6) において m_2 を m_1^2 で近似すると、近似せずに m_2 を用いた場合と比較して、分散平均値算出部 2 4 2 は、平均値 m_2 を大きく評価することになるからである。

【 0 1 5 9 】

次に、本発明の第 3 の実施の形態としての変調信号生成装置 3 0 を用いて、変調方式 (16QAM, 64QAM) を適用した場合について説明する。

【 0 1 6 0 】

10

20

30

40

50

レート整合・インタリーブ処理部31は、信号点の送信ポジション(順序情報)を分散推定部34に伝える。ここで、 $K = a \times b$ の大きさのブロックインタリーブを用いる場合、 $l[j]$ ($j=0,1,\dots,K-1$)の送信ポジション $p[j]$ は、 $p[j]=a \times (j \bmod a) + \text{int}(j/b)$ となる。ここで、 $(j \bmod a)$ は j の a による剰余を表し、 $\text{int}(j/b)$ は j を b で除算したときの商を表している。

【0161】

信頼度平均値算出部341は、 2^{2^n} -QAM変調であれば、レート整合・インタリーブ処理部31から出力された送信ポジション $p[j]$ に基づいて、 $(p[j] \bmod n)$ を計算することにより、変換部22から入力される信号が対応するレベルを算出する。本実施の形態では、単純に $p[j]=j$ となる。

10

【0162】

また、信頼度平均値算出部341は、算出したレベル毎に、 $m1_i$ 、 $m2_i$ を算出する。

【0163】

分散推定値算出部342は、レベル毎の $m1_i$ 、 $m2_i$ を16QAM、64QAMにおける式(10)および式(11)に適用した次式(17)および(18)を用いることにより、分散の平均値の推定値を算出する。

【0164】

[16QAM]

【数17】

$$\sigma^2 = (1 + 4(1 - m1_0) - m2_1(4 - 4m1_0 + m2_0)) / 10 \quad (17)$$

20

【0165】

[64QAM]

【数18】

$$\sigma^2 = (21 + 4m1_0 - 8m1_1(2 + m1_0) - m2_2(16 - 8m1_1(2 + m1_0) + m2_1(4 + 4m1_0 + m2_0))) / 42 \quad (18)$$

【0166】

次に、本発明の第4の実施の形態としての変調信号生成装置の効果を、図9を用いて説明する。図9は、本発明の第4の実施の形態の変調信号生成装置を用いた繰り返し等化処理のシミュレーションによって得られたフレームエラーレートを示すグラフである。

30

【0167】

なお、図9に示した特性は、誤り訂正符号(ターボ符号)、変調方式(64QAM)およびレート整合・インタリーブ処理として、非特許文献4に記載された技術を用いた場合に得られたものである。ここで、誤り訂正符号の情報長は1440、符号化率は1/2である。また、シンボル間干渉チャネルは式(1)において $d=5$ で $\{h[0], h[1], h[2], h[3], h[4]\} = \{2-0.4i, 1.5+1.8i, 1, 2-1.3i, 0.8+1.6i\}$ と設定している(i は虚数単位)。また、等化処理は、サイズ64の離散フーリエ変換で周波数領域等化を行っている(送信時にCyclic Prefixを付加した)。また、ターボ等化の繰り返し回数は4回である。

【0168】

図9の各グラフは、本発明の第4の実施の形態の変調信号生成装置が、次の各設定において、変調信号の分散推定処理を行った場合の結果を示している。

40

【0169】

(A) : [式8]で変調信号毎に分散を求めてから平均化

(B) : [式16]に基づき分散の平均値の推定値を算出

(C) : [式16]で $m2 = m1^2$ の近似を用いて分散の平均値の推定値を算出

(D) : [式18]で $m2 = m1^2$ の近似を用いて分散の平均値の推定値を算出

(B)0.5, (C)0.5, (D)0.5 : (B), (C), (D)において得られた分散の平均値の推定値に対して0.5倍の補正を適用

本発明の第4の実施の形態としての変調信号生成装置は、(B), (D)による分散推定処理

50

を行うことにより、本発明の分散推定方法を用いていない(A)と比較して0.2dB程度の劣化で済んでいる。また、本発明の第4の実施の形態としての変調信号生成装置は、(C)のように m_1 の平方値をもって m_2 を近似した場合でも、近似していない(B)より0.1dB以内の特性を得ている。また、本発明の第4の実施の形態としての変調信号生成装置は、(B)、(C)、(D)

の分散推定値を0.5倍する補正を行った(B)0.5、(C)0.5、(D)0.5では、本発明の分散推定方法を用いていない(A)とほぼ同一の特性を得ることができている。

【0170】

このように、本発明の第4の実施の形態としての変調信号生成装置は、分散の推定処理を大きく簡易化しながらも、繰り返し等化処理の特性を劣化させず、十分な特性を得ることができる。

10

【0171】

なお、上述した本発明の各実施の形態において、各フローチャートを参照して説明した分散推定装置および変調信号生成装置の動作を、本発明のコンピュータ・プログラムとして各装置の記憶装置(記憶媒体)に格納しておき、係るコンピュータ・プログラムを当該CPUが読み出して実行するようにしてもよい。そして、このような場合において、本発明は、係るコンピュータ・プログラムのコード或いは記憶媒体によって構成される。

【0172】

また、上述した本発明の各実施の形態において、各機能ブロックの一部または全部は、ハードウェア回路として構成されてもよい。

20

【0173】

また、上述した各実施の形態は、適宜組み合わせられて実施されることが可能である。

【0174】

また、本発明は、上述した各実施の形態に限定されず、様々な態様で実施されることが可能である。

【0175】

また、上記の実施形態の一部又は全部は、以下の付記のようにも記載されうるが、以下には限られない。

(付記1)

受信信号に対する等化処理および誤り訂正符号復号処理を繰り返し実行する繰り返し等化処理において、前記誤り訂正符号復号処理の出力信号から変調信号を生成して該変調信号および該変調信号の分散を前記等化処理にフィードバックする変調信号生成処理において、

30

前記誤り訂正符号復号処理の出力信号の各ビットの信頼度の平均値を算出する信頼度平均値算出部と、

前記信頼度の平均値に基づいて前記変調信号の分散の平均値の推定値を算出する分散推定値算出部と、

を備えた分散推定装置。

(付記2)

前記信頼度平均値算出部は、前記信頼度の平均値として、前記各ビットが0である確率と1である確率との差である確率差分の絶対値の平均値 m_1 および前記確率差分の平方値の平均値 m_2 を求めるとを特徴とする付記1に記載の分散推定装置。

40

(付記3)

前記信頼度平均値算出部は、前記確率差分の平方値の平均値 m_2 を前記確率差分の絶対値の平均値 m_1 の平方値で近似することを特徴とする付記2に記載の分散推定装置。

(付記4)

前記分散推定値算出部は、前記分散の平均値の推定値に所定の係数を乗じて補正することを特徴とする付記1から付記3のいずれかに記載の分散推定装置。

(付記5)

前記信頼度平均値算出部は、前記信頼度の平均値を、多値変調の信号点に対応するピッ

50

トのレベル毎に求めることを特徴とする付記 1 から付記 4 のいずれかに記載の分散推定装置。

(付記 6)

受信信号に対する等化処理および誤り訂正符号復号処理を繰り返し実行する繰り返し等化処理において、前記誤り訂正符号復号処理の出力信号から変調信号を生成して該変調信号および該変調信号の分散を前記等化処理にフィードバックする変調信号生成装置であって、

前記誤り訂正符号復号処理後の出力信号の各ビットの対数尤度を確率差分に変換する変換部と、

前記変換部によって変換された前記確率差分に対するインタリーブ処理およびパンクチャによるレート整合処理を行うレート整合・インタリーブ処理部と、

前記レート整合・インタリーブ処理部の出力信号に基づいて前記変調信号を生成するマッピング部と、

前記変換部によって変換された前記確率差分に基づいて、前記信頼度の平均値を算出する信頼度平均値算出部と、

前記信頼度の平均値に基づいて前記変調信号の分散の平均値の推定値を算出する分散推定値算出部と、

を備えた変調信号生成装置。

(付記 7)

前記信頼度平均値算出部は、前記信頼度の平均値として、前記各ビットが 0 である確率と 1 である確率との差である確率差分の絶対値の平均値 m_1 および前記確率差分の平方値の平均値 m_2 を求めることを特徴とする付記 6 に記載の変調信号生成装置。

(付記 8)

前記分散推定値算出部は、前記分散の平均値の推定値に所定の係数を乗じて補正することを特徴とする付記 6 または付記 7 に記載の変調信号生成装置。

(付記 9)

前記レート整合・インタリーブ処理部は、前記変換部の出力信号の送信時の順序を表す順序情報を出力し、

前記信頼度平均値算出部は、前記順序情報に基づいて、多値変調の信号点に対応するビットのレベル毎に、前記信頼度の平均値を算出することを特徴とする付記 6 から付記 8 のいずれかに記載の変調信号生成装置。

(付記 10)

前記レート整合・インタリーブ処理部は、前記誤り訂正符号復号処理からの出力信号に対して、前記インタリーブ処理および前記レート整合処理を実行し、

前記変換部は、前記レート整合・インタリーブ処理部の出力信号を前記確率差分に変換することを特徴とする付記 6 から付記 9 のいずれかに記載の変調信号生成装置。

(付記 11)

前記信頼度平均値算出部は、前記確率差分の平方値の平均値 m_2 を前記確率差分の絶対値の平均値 m_1 の平方値で近似することを特徴とする付記 7 から付記 10 のいずれかに記載の変調信号生成装置。

(付記 12)

受信信号に対する等化処理および誤り訂正符号復号処理を繰り返し実行する繰り返し等化処理において、前記誤り訂正符号復号処理の出力信号から変調信号を生成して該変調信号および該変調信号の分散を前記等化処理にフィードバックする変調信号生成処理において分散推定装置が、

前記誤り訂正符号復号処理の出力信号の各ビットの信頼度の平均値を算出する信頼度平均値算出ステップと、

前記信頼度の平均値に基づいて前記変調信号の分散の平均値の推定値を算出する分散推定値算出ステップと、

を実行する分散推定方法。

10

20

30

40

50

(付記 13)

前記信頼度平均値算出ステップにおいて、前記信頼度の平均値として、前記各ビットが 0 である確率と 1 である確率との差である確率差分の絶対値の平均値 m_1 および前記確率差分の平方値の平均値 m_2 を求めることを特徴とする付記 12 に記載の分散推定方法。

(付記 14)

受信信号に対する等化処理および誤り訂正符号復号処理を繰り返し実行する繰り返し等化処理において、前記誤り訂正符号復号処理の出力信号から変調信号を生成して該変調信号および該変調信号の分散を前記等化処理にフィードバックする変調信号生成装置が、

前記誤り訂正符号復号処理後の出力信号の各ビットの対数尤度を確率差分に変換する変換ステップと、

前記変換ステップで変換された前記確率差分に対するインタリーブ処理およびパンクチャによるレート整合処理を行うレート整合・インタリーブ処理ステップと、

前記レート整合・インタリーブ処理ステップの出力信号に基づいて前記変調信号を生成するマッピングステップと、

前記変換ステップで変換された前記確率差分に基づいて、前記信頼度の平均値を算出する信頼度平均値算出ステップと、

前記信頼度の平均値に基づいて前記変調信号の分散の平均値の推定値を算出する分散推定値算出ステップと、

を実行する変調信号生成方法。

(付記 15)

前記信頼度平均値算出ステップにおいて、前記信頼度の平均値として、前記各ビットが 0 である確率と 1 である確率との差である確率差分の絶対値の平均値 m_1 および前記確率差分の平方値の平均値 m_2 を求めることを特徴とする付記 14 に記載の変調信号生成方法。

(付記 16)

受信信号に対する等化処理および誤り訂正符号復号処理を繰り返し実行する繰り返し等化処理において、前記誤り訂正符号復号処理の出力信号から変調信号を生成して該変調信号および該変調信号の分散を前記等化処理にフィードバックする変調信号生成処理において分散推定装置に、

前記誤り訂正符号復号処理の出力信号の各ビットの信頼度の平均値を算出する信頼度平均値算出ステップと、

前記信頼度の平均値に基づいて前記変調信号の分散の平均値の推定値を算出する分散推定値算出ステップと、

を実行させるコンピュータ・プログラム。

(付記 17)

前記信頼度平均値算出ステップにおいて、前記信頼度の平均値として、前記各ビットが 0 である確率と 1 である確率との差である確率差分の絶対値の平均値 m_1 および前記確率差分の平方値の平均値 m_2 を求めることを特徴とする付記 16 に記載のコンピュータ・プログラム。

(付記 18)

受信信号に対する等化処理および誤り訂正符号復号処理を繰り返し実行する繰り返し等化処理において、前記誤り訂正符号復号処理の出力信号から変調信号を生成して該変調信号および該変調信号の分散を前記等化処理にフィードバックする変調信号生成装置に、

前記誤り訂正符号復号処理後の出力信号の各ビットの対数尤度を確率差分に変換する変換ステップと、

前記変換ステップで変換された前記確率差分に対するインタリーブ処理およびパンクチャによるレート整合処理を行うレート整合・インタリーブ処理ステップと、

前記レート整合・インタリーブ処理ステップの出力信号に基づいて前記変調信号を生成するマッピングステップと、

前記変換ステップで変換された前記確率差分に基づいて、前記信頼度の平均値を算出す

10

20

30

40

50

る信頼度平均値算出ステップと、

前記信頼度の平均値に基づいて前記変調信号の分散の平均値の推定値を算出する分散推定値算出ステップと、

を実行させるコンピュータ・プログラム。

(付記 19)

前記信頼度平均値算出ステップにおいて、前記信頼度の平均値として、前記各ビットが 0 である確率と 1 である確率との差である確率差分の絶対値の平均値 m_1 および前記確率差分の平方値の平均値 m_2 を求めることを特徴とする付記 18 に記載のコンピュータ・プログラム。

【符号の説明】

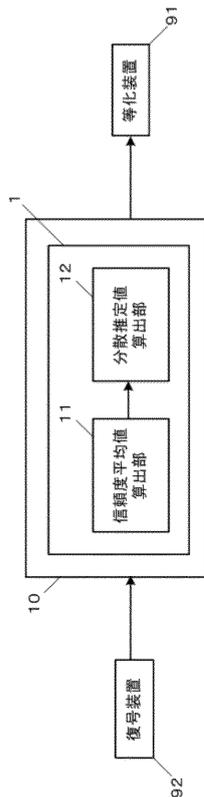
10

【0176】

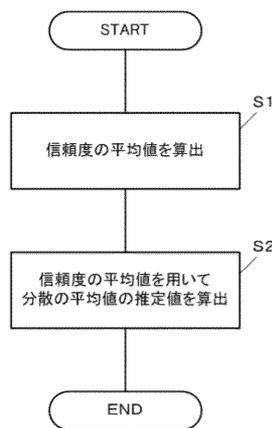
- 1 分散推定装置
- 11、241、341 信頼度平均値算出部
- 12、242、342 分散推定値算出部
- 10、20、30、40 変調信号生成装置
- 21、31 レート整合・インタリーブ処理部
- 22 変換部
- 23 マッピング部
- 24、34 分散推定部
- 91 等化装置
- 92 復号装置

20

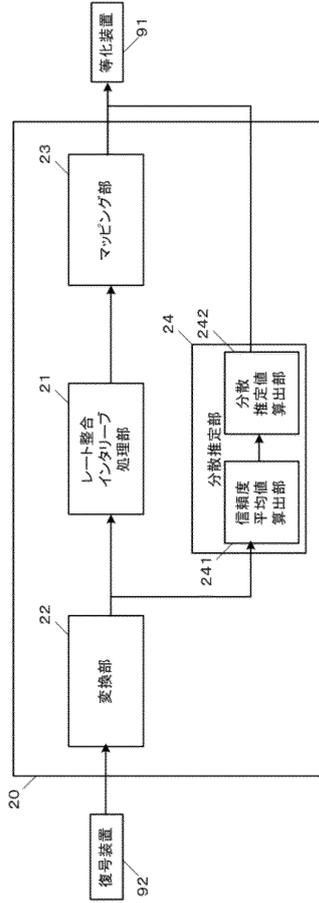
【図 1】



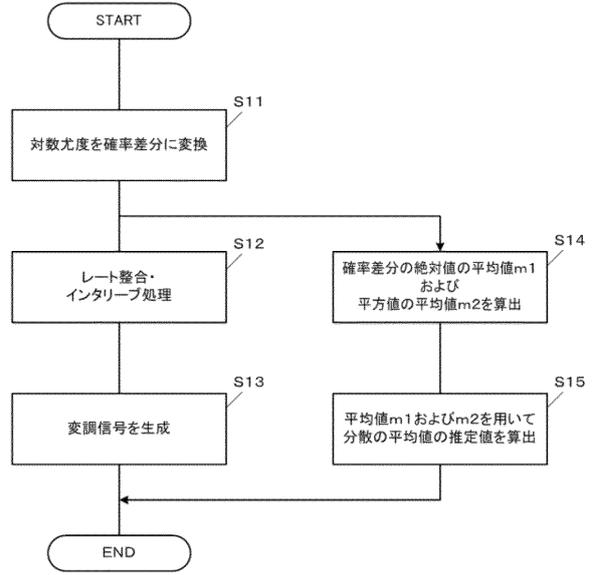
【図 2】



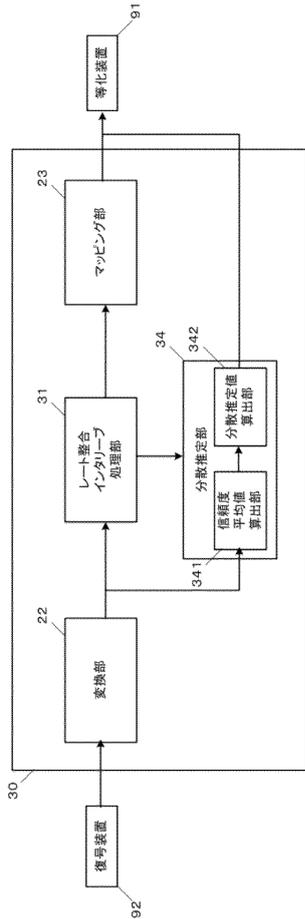
【図3】



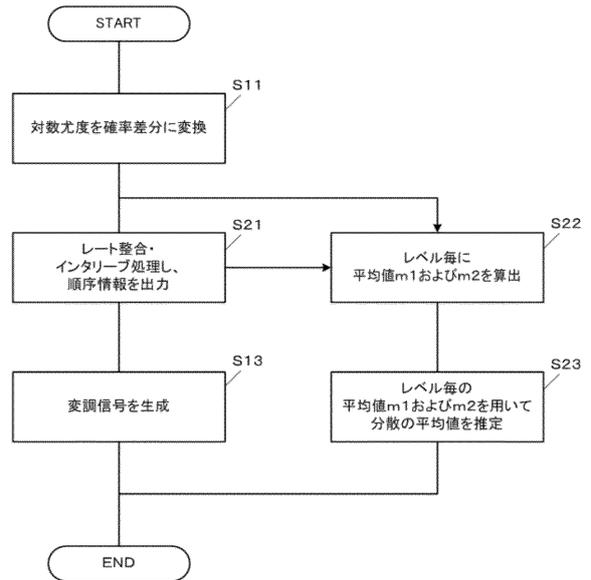
【図4】



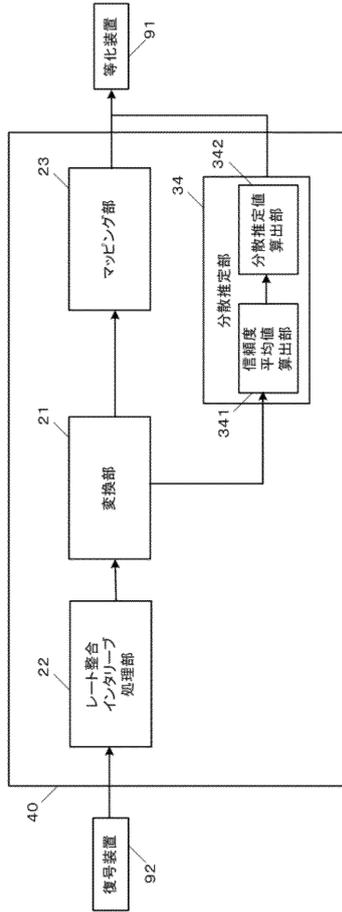
【図5】



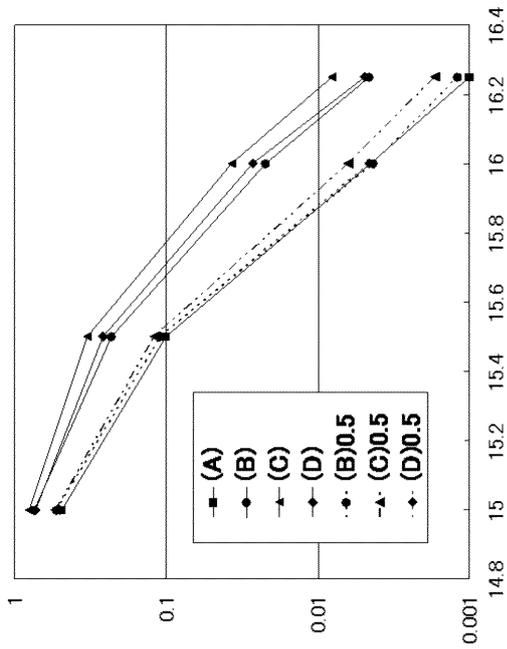
【図6】



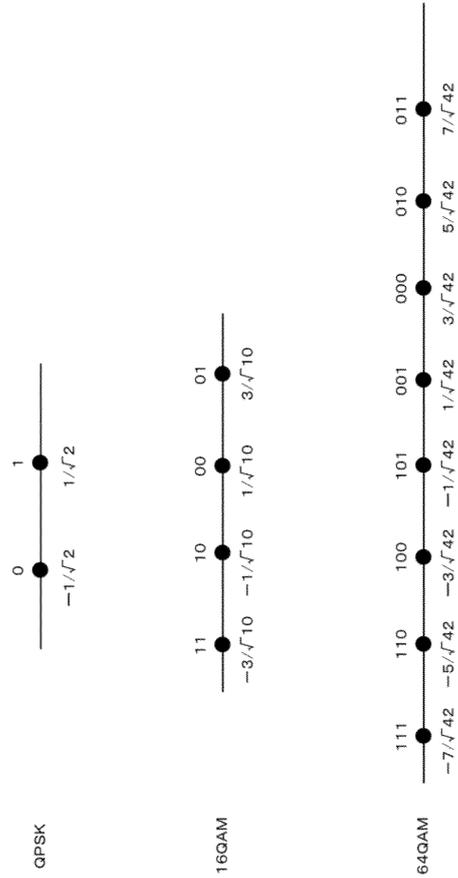
【図7】



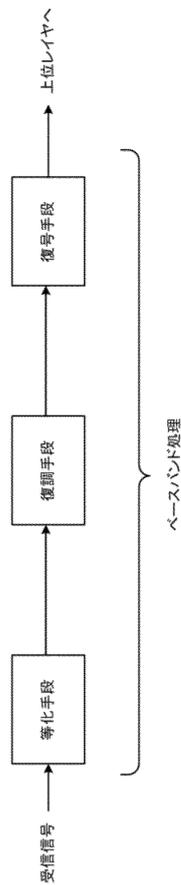
【図9】



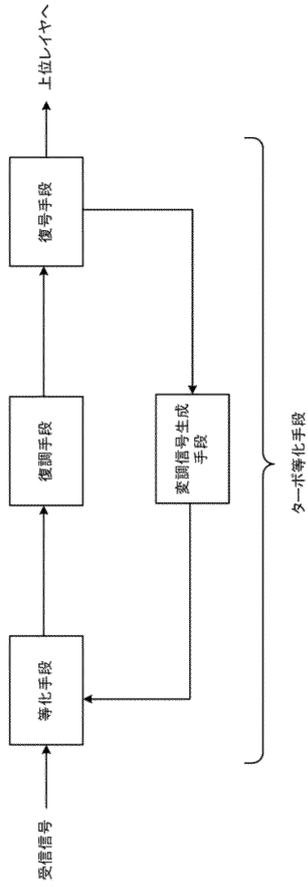
【図8】



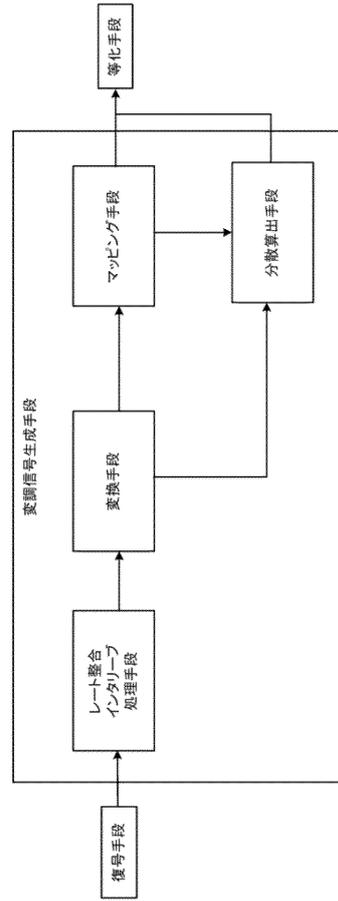
【図10】



【図 1 1】



【図 1 2】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開2010-212757(JP,A)
特開2006-203835(JP,A)
特開2009-105748(JP,A)
特表2002-517917(JP,A)
国際公開第95/012926(WO,A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04L 27/00
H03M 13/39
H04L 27/01