

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4270377号
(P4270377)

(45) 発行日 平成21年5月27日(2009.5.27)

(24) 登録日 平成21年3月6日(2009.3.6)

(51) Int.Cl.		F I		
HO4L 27/38	(2006.01)	HO4L 27/00		G
HO4B 1/707	(2006.01)	HO4J 13/00		D
HO4L 27/06	(2006.01)	HO4L 27/06		Z

請求項の数 8 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2003-380940 (P2003-380940)	(73) 特許権者	501431073
(22) 出願日	平成15年11月11日(2003.11.11)		ソニー・エリクソン・モバイルコミュニケーションズ株式会社
(65) 公開番号	特開2005-150798 (P2005-150798A)		東京都港区港南1丁目8番15号
(43) 公開日	平成17年6月9日(2005.6.9)	(74) 代理人	100101384
審査請求日	平成18年10月5日(2006.10.5)		弁理士 的場 成夫
		(74) 代理人	100117514
			弁理士 佐々木 敦朗
		(72) 発明者	和泉 尚
			東京都港区港南1丁目8番15号 ソニー・エリクソン・モバイルコミュニケーションズ株式会社内
		審査官	彦田 克文

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 復調装置及び復調方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

少なくとも振幅変調がなされて無線送信されてきた受信信号を振幅復調する際に必要となる閾値を算出する閾値算出手段と、

上記無線送信されてきた受信信号の受信品質に基づいて、上記閾値算出手段での閾値算出の頻度を制御する算出頻度制御手段と、

上記閾値算出手段により算出された閾値を用いて、上記受信信号の振幅復調を行う復調手段と

を有することを特徴とする復調装置。

【請求項2】

請求項1記載の復調装置であって、

上記算出頻度制御手段は、上記受信信号の振幅の時間当たりの変動レベルを上記受信品質として求め、上記時間当たりの変動レベルからドップラー周波数を推定し、そのドップラー周波数に応じて、上記閾値算出手段での閾値算出の頻度を制御することを特徴とする復調装置。

【請求項3】

請求項2記載の復調装置であって、

上記算出頻度制御手段は、上記ドップラー周波数が低くなるに従い、上記閾値算出手段での閾値算出の頻度を少なく制御することを特徴とする復調装置。

【請求項4】

請求項 3 記載の復調装置であって、

上記算出頻度制御手段は、上記閾値算出手段での閾値頻度数と上記ドップラー周波数との対応表を有することを特徴とする復調装置。

【請求項 5】

請求項 1 記載の復調装置であって、

上記算出頻度制御手段は、上記受信信号のレイク受信パス数を上記受信品質として求め、そのレイク受信パス数に応じて、上記閾値算出手段での閾値算出の頻度を制御することを特徴とする復調装置。

【請求項 6】

請求項 5 記載の復調装置であって、

上記算出頻度制御手段は、上記レイク受信パス数が多くなるに従い、上記閾値算出手段での閾値算出の頻度を少なく制御することを特徴とする復調装置。

【請求項 7】

請求項 5 記載の復調装置であって、

上記算出頻度制御手段は、上記閾値算出手段での閾値頻度数と上記レイク受信パス数との対応表を有することを特徴とする復調装置。

【請求項 8】

少なくとも振幅変調がなされて無線送信されてきた受信信号を振幅復調する際に必要となる閾値を閾値算出手段が算出するステップと、

上記無線送信されてきた受信信号の受信品質に基づいて、算出頻度制御手段が、上記閾値算出手段での閾値算出の頻度を制御するステップと、

上記閾値算出手段により算出された閾値を用い、復調手段が、上記受信信号の振幅復調を行うステップと

を有することを特徴とする復調方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、携帯電話機等の移動無線通信端末に好適な復調装置及び復調方法に関する。

【背景技術】

【0002】

従来より、携帯電話システム等の移動無線通信システムに使用される変調方式の一つとして、適応変調方式が知られている。以下、W - C D M A (Wideband Code Division Multiple Access) の H S D P A (high speed downlink packet access) 方式を例に挙げ、適応変調方式について説明する。

【0003】

上記 W - C D M A の H S D P A 方式では、Q P S K (Quadrature Phase Shift Keying) の変調方式と、1 6 Q A M (Quadrature Amplitude Modulation) の変調方式を、伝播路品質に応じて適応的に切り換え使用することで、伝播路品質が良い移動無線通信端末に対しては雑音耐久特性を犠牲にする一方で高速なデータ通信を提供可能とし、伝播路品質が悪い移動無線通信端末に対しては通信速度を犠牲にする一方で高い雑音耐久特性での低速データ通信を提供可能とするような、適応変調方式の適用が検討されている(例えば特許文献 1 参照)。

【0004】

ここで、上記適応変調方式は、以下の基本手順により実現される。

【0005】

先ず、第 1 の手順として、基地局から送信された信号の受信品質を移動無線通信端末が測定する。

【0006】

次に、第 2 の手順として、移動無線通信端末は、その受信品質測定結果を、基地局に通

10

20

30

40

50

達する。

【 0 0 0 7 】

次に、第 3 の手順として、基地局は、移動無線通信端末から報告された受信品質測定結果に基づいて、符号化率、変調度数等の送信パラメータを決定する。

【 0 0 0 8 】

次に、第 4 の手順として、基地局は、上記送信パラメータを移動無線通信端末へ送信すると共に、当該送信パラメータに基づいて符号化及び変調したデータを送信する。

【 0 0 0 9 】

その後、第 5 の手順として、移動無線通信端末は、基地局からの送信パラメータを受信すると共にデータを受信し、上記送信パラメータに基づいて受信データの復調及び復号処理を行う。

10

【 0 0 1 0 】

そして、これら第 1 ~ 第 5 の手順が周期的に繰り返されることで、データの送受信が続けられる。

【 0 0 1 1 】

なお、16QAMは、位相変調のみならず振幅変調も施されているため、送信側から16QAM変調信号が送られた場合、受信側の復調器では、振幅復調のための閾値が必要になっている。したがって、従来は、基地局側から16QAM変調信号が送信された場合、それに付随して上記閾値情報も移動無線通信端末側へ送信されていた。

【 特許文献 1 】 特開 2 0 0 3 - 1 9 8 4 2 6 号 公 報 (第 6 図)

20

【 発明の開示 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 1 2 】

ところが、第 3 世代の携帯電話システムの標準化プロジェクトである 3 G P P (3rd generation partnership project) の最新仕様では、QAM復調に必要な閾値関連情報は一切送信しない仕組みに変更された。

【 0 0 1 3 】

そのため、受信側では、自らQAM復調に必要な閾値を算出しなければならなくなっている。すなわち、受信側は、例えば無線通信チャネルの最小単位であるスロット (slot : 0.667ms) 毎に閾値を算出することにより、QAM復調を行えることになる。

30

【 0 0 1 4 】

しかしながら、スロット毎に閾値を算出するようにした場合、復調処理時間が長くなり、また消費電力も増大してしまうという欠点があり好ましくない。

【 0 0 1 5 】

本発明は、このような課題に鑑みてなされたものであり、振幅復調のための閾値関連情報が送信側から一切送信されない移動無線通信システムの受信側において、受信側復調器の特性を損なわないようにしつつ、復調に要する処理時間及び消費電力を削減可能とする復調装置及び復調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 】

【 0 0 1 6 】

40

本発明の復調装置は、少なくとも振幅変調がなされている受信信号を振幅復調するのに必要な閾値を算出する閾値算出手段と、受信信号の受信品質に基づいて閾値算出の頻度を制御する算出頻度制御手段と、その算出された閾値を用いて受信信号の振幅復調を行う復調手段とを有する。

【 0 0 1 7 】

ここで、算出頻度制御手段は、受信信号の振幅の時間当たりの変動レベルからドップラー周波数を推定し、そのドップラー周波数に応じて閾値算出の頻度を制御する。また、算出頻度制御手段は、受信信号のレイク受信パス数に応じて閾値算出の頻度を制御する。

【 0 0 1 8 】

本発明の復調方法は、少なくとも振幅変調がなされている受信信号を振幅復調するのに

50

必要な閾値を算出するステップと、受信信号の受信品質に基づいて閾値算出の頻度を制御するステップと、その算出された閾値を用いて、受信信号の振幅復調を行うステップとを有する。

【0019】

すなわち、本発明によれば、振幅復調のための閾値の算出頻度を制御可能となっており、閾値算出頻度を下げれば復調に要する処理時間及び消費電力を削減可能となる。また、本発明によれば、閾値算出頻度の制御は、受信信号の受信品質に基づいて行われているため、例えば受信品質が良い場合にのみ閾値算出頻度を下げるとすれば、復調特性が損なわれることはない。

【発明の効果】

10

【0020】

本発明においては、受信信号の受信品質に基づいて、振幅復調のための閾値の算出頻度を制御することにより、受信側復調器の特性を損なわないようにしつつ、復調に要する処理時間及び消費電力を削減可能となる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0021】

以下、本発明の一実施の形態として、QAM復調に必要な閾値関連情報は一切送信しない仕組みとなされた3GPPの最新仕様を例に挙げて、本発明の復調装置及び復調方法について説明する。

【0022】

20

〔移動無線通信システムの構成〕

図1には、本発明実施形態の移動無線通信システムの概略的な構成を示す。なお、この図1では、無線アンテナやRF回路など、一般的な構成の図示及びその説明は省略し、本発明にかかる主要部のみを示している。

【0023】

この図1において、基地局である送信側装置1では、送信すべき情報信号が符号化器11により符号化され、変調器12に送られる。当該変調器12では、無線通信路品質に応じてQPSKの変調方式と16QAMの変調方式とが適応的に切り換え使用される。この変調器12の出力信号は、多重化器13へ送られる。

【0024】

30

パイロット信号発生器14は、符号化器11での符号化の際の符号化率や、変調器12での変調度数、無線通信路で生じる振幅及び位相変動の補償に用いられる補償情報を、受信側装置2へ通知するための送信パラメータがパイロット信号として出力され、多重化器13へ送られる。なお、3GPPの最新仕様によれば、送信側装置1から16QAM変調信号が送出された場合であっても、振幅復調のための閾値が送信側装置1から受信側装置2へ送られることはない。したがって、パイロット信号に振幅復調のための閾値が含まれることはない。

【0025】

多重化器13は、変調器12からの信号とパイロット信号発生器14からのパイロット信号とを多重化する。当該多重化器13からの出力信号は、図示しないRF回路やアンテナ等を介し、さらに無線通信路を介して受信側装置2へ送信される。

40

【0026】

ここで、図2には、図1の基地局である送信側装置1から、移動無線通信端末である受信側装置2へユーザデータD(D1, D2, D3, ...)を送信するための下りユーザデータチャンネルと、上記パイロット信号P(P1, P2, P3, ...)が送られる下り制御チャンネルとの関係を示す。

【0027】

この図2において、受信側装置2は、下りユーザデータチャンネルのユーザデータDを受信する前に、パイロット信号Pが付加されている下り制御チャンネルデータを受信し、そのパイロット信号を復調して送信パラメータを取り出すことにより、下りユーザデータチャ

50

ネルのユーザデータDに適用されている符号化率や変調度数、振幅及び位相の補償情報を検出するようになされている。

【0028】

図1に戻り、受信側装置2は、上記送信側装置1から無線通信路を通して伝送されてきた信号を、図示しないアンテナやRF回路等の受信手段を介して受信し、その受信信号を復調器21へ入力する。

【0029】

復調器21は、受信信号から上記パイロット信号を取り出し、そのパイロット信号から復調した送信パラメータの変調度数に基づいて、QPSKの復調と16QAMの復調とを適宜切り換え、一方、送信パラメータの補償情報に基づいて、無線通信路で生じた振幅及び位相変動を補償する。

10

【0030】

また、送信側装置1から16QAM変調信号が送られてきている場合、復調器21は、受信信号から後述するようにして振幅復調のための閾値を算出し、その閾値を用いて振幅復調を行う。当該復調器21にて復調された受信信号は、復号器22へ送られる。

【0031】

復号器22は、上記送信パラメータの符号化率に基づいて、復調器21からの出力信号を復号することで、送信側装置1が送った情報信号を取り出す。

【0032】

〔16QAM復調のための閾値算出処理〕

20

以下、本実施形態の受信側装置2の復調器21における16QAMの復調に必要な閾値算出処理について説明する。

【0033】

まず、図3を参照して16QAMの復調の概念を説明する。

【0034】

16QAM復調では、16QAMの各受信シンボルを構成する「0000」～「1111」までの各4ビットデータを、それぞれ左から0番目のビットb0及び2番目のビットb2と、左から1番目のビットb1及び3番目のビットb3とに分けて2段階に復調する。ビットb0、b2はQPSKと同様にI、Q軸を判定軸として「0」、「1」判定を行い、ビットb1、b3はI=2、Q=2を判定軸として「0」、「1」判定を行う。

30

【0035】

本実施形態では、当該2がQAM復調に必要な閾値となる。当該2の算出方法の一例としては、式(1)に示すように、受信したI、Q信号の振幅平均値を使う方法が考えられる。

【0036】

【数1】

$$I_{ref}=Q_{ref}=\frac{1}{2M} \left(\sum_i \text{abs}(\text{Re}[Z_i]) + \sum_i \text{abs}(\text{Im}[Z_i]) \right) \quad (1)$$

40

この式(1)において、I_{ref}はI信号の閾値、Q_{ref}はQ信号の閾値、Mは受信シンボル数、absは絶対値、Reは実軸、Imは虚軸、Z_iは各受信シンボルの値を示している。

【0037】

なお、確からしさ情報を併せ持つようにビットを判定して復調する、いわゆる軟判定復調は、上記判定軸からの距離をデータビットが持つ重みとして出力すれば良い。

【0038】

本実施形態の受信側装置2の復調器21は、上述した2をQAM復調に必要な閾値として算出し、その閾値を用いて振幅復調を行うが、その際、無線通信路を介した受信信号品質に基づいて、上記QAM復調に必要な閾値の算出頻度をコントロールすることにより、復調に要する処理時間及び消費電力を削減可能としている。

50

【 0 0 3 9 】

より具体的に説明すると、本実施形態の受信側装置 2 の復調器 2 1 は、上記受信信号品質として、信号が無線通信路を通ってくることにより生じた S N (Signal/Noise) 変動量を求め、その S N 変動量に基づいて上記 Q A M 復調に必要な閾値の算出頻度をコントロールする。

【 0 0 4 0 】

〔復調器の構成及び動作〕

図 4 には、上述の S N 変動量に応じた閾値算出頻度のコントロールを行う、本発明実施形態の復調器 2 1 の構成を示す。

【 0 0 4 1 】

図 4 において、当該復調器 2 1 の入力端子 3 0 には、図 1 の上記送信側装置 1 から無線通信路を通じて伝送され、受信側装置 2 のアンテナや R F 回路等を介して受信された信号が入力される。入力端子 3 0 に供給された復調器入力信号は、入力信号バッファ 3 1 と、閾値算出部 3 4 と、S N 変動推定部 3 3 とに送られる。

【 0 0 4 2 】

入力信号バッファ 3 1 は、復調器入力信号を、S N 変動推定部 3 3 及び閾値算出部 3 4 にて行われる演算時間分だけ遅延させた後、復調部 3 2 へ出力する。

【 0 0 4 3 】

閾値算出部 3 4 は、S N 変動推定部 3 3 による制御の元、上述した式 (1) の演算により、Q A M 復調に必要な閾値 (2) を算出する。

【 0 0 4 4 】

S N 変動推定部 3 3 は、データの受信時、以下の第 1 ステップ～第 4 ステップの処理を周期的に行うことにより、無線通信路で受信信号に生じた S N 比の劣化度合いを推定し、更に、その S N 比劣化度合いの推定値に基づいて、閾値算出部 3 4 にて上記閾値を算出する頻度を制御する算出頻度コントロール信号を生成する。

【 0 0 4 5 】

先ず、S N 変動推定部 3 3 は、第 1 ステップの処理として、C P I C H (Common Pilot Channel) R S C P レベル (CPICH_RSCP) を、式 (2) により算出する。

【 0 0 4 6 】

【数 2】

$$\begin{aligned} \text{cpich_rscp}_{\text{path-j}} &= \frac{1}{N_{\text{pilot}_i}} \sum \text{cpich_symb}_i^2 \\ \text{CPICH_RSCP} &= \frac{1}{M} \sum_j \text{cpich_rscp}_{\text{path-j}} \end{aligned} \quad (2)$$

なお、式 (2) において、cpich_symb_i はパス i の逆拡散後の C P I C H 信号、M は受信パス数、N_{pilot} は C P I C H シンボルの平均サンプル数ある。N_{pilot} は例えばスロット単位 (N_{pilot} = 1 0) とすれば計算の処理を軽くすることが可能になる。

【 0 0 4 7 】

次に、S N 変動推定部 3 3 は、第 2 ステップの処理として、C P I C H I S C P レベル (CPICH_ISCP) を式 (3) , 式 (4) により算出する。

【 0 0 4 8 】

【数 3】

$$\text{cpich_iscp}_{\text{path-j}} = \frac{1}{N} \sum_i (\text{cpich}_j [i])^2 - \left(\frac{1}{N} \sum_i \text{cpich}_j [i] \right)^2 \quad (3)$$

なお、式 (3) 中の cpich_j は、パス i の逆拡散後の C P I C H 信号である。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 9 】

そして、C P I C H I S C P は、各パスの平均値とし、式 (4) の計算により求められる。

【 0 0 5 0 】

【 数 4 】

$$C P I C H _ I S C P = \frac{1}{M} \sum_j c p i c h _ i s c p _ p a t h _ j \quad (4)$$

10

なお、式 (4) 中の N は C P I C H シンボルの平均サンプル数であり、M は受信パス数である。N は、例えばスロット単位 (N = 1 0) とすれば計算の処理を軽くすることが可能になる。

【 0 0 5 1 】

次に、S N 変動推定部 3 3 は、第 3 ステップの処理として、C P I C H の S N 比 (C P I C H _ S N R) を、式 (5) により算出する。ここで、C P I C H _ R S C P は信号成分の電力に相当し、C P I C H _ I S C P は干渉成分の電力に相当するので、式 (5) により C P I C H の S N 比が求められる。

【 0 0 5 2 】

【 数 5 】

20

$$C P I C H _ S N R = C P I C H _ R S C P / C P I C H _ I S C P \quad (5)$$

次に、S N 変動推定部 3 3 は、第 4 ステップの処理として、式 (6) により、D S C H の S N 比 (D S C H _ S N R) を算出する。

【 0 0 5 3 】

【 数 6 】

$$D S C H _ S N R = C P I C H _ S N R - 10 \log_{10} (S F_{c p i c h} / S F_{d s c h}) - (C P I C H _ E_c / I_{o r} - D S C H _ E_c / I_{o r}) \quad (6)$$

30

S N 変動推定部 3 3 は、以上の第 1 ステップ ~ 第 4 ステップの処理を周期的に行って求めた S N 比から、無線通信路で受信信号に生じた S N 比の劣化度合いを推定し、閾値算出部 3 4 にて上記閾値を算出する頻度を制御する算出頻度コントロール信号を生成する。

【 0 0 5 4 】

より具体的に説明すると、S N 変動推定部 3 3 は、例えば図 5 に示すように、移動無線通信端末の移動に応じて発生するドップラー周波数 F d と閾値算出頻度との対応を表すルックアップテーブルを用い、S N 変動レベルからドップラー周波数 F d を推定して、その推定されたドップラー周波数 F d に対応する閾値算出頻度を当該ルックアップテーブルから求め、その閾値算出頻度のコントロール信号を閾値算出部 3 4 へ送る。

40

【 0 0 5 5 】

すなわち図 5 の例において、無線通信路に生じたドップラー周波数 F d が 2 4 0 H z 相当であると推定した場合、S N 変動推定部 3 3 は、閾値算出部 3 4 における閾値 2 の計算を 1 スロット毎に行うよう制御する。同様に、S N 変動推定部 3 3 は、ドップラー周波数 F d が 8 0 H z であると推定した場合には、閾値算出部 3 4 での閾値 2 の計算を 2 スロットに 1 回行うよう制御し、ドップラー周波数 F d が 6 H z であると推定した場合には、閾値算出部 3 4 での閾値 2 の計算を 3 スロットに 1 回行うよう制御する。

【 0 0 5 6 】

ここで、図 6 には、ドップラー周波数 F d が例えば 6 H z と 2 4 0 H z の場合の、復調

50

器入力信号の I , Q 信号振幅の測定例を示す。この図 6 の測定例から判るように、ドップラー周波数 F_d が 6 Hz の場合、複数スロットに渡って I , Q 信号振幅は殆ど変化していないが、ドップラー周波数 F_d が 240 Hz である場合には、スロット毎に I , Q 信号振幅が大きく変化していることが判る。これは、ドップラー周波数 $F_d = 6$ Hz のようにスロット間で I , Q 信号振幅が大きく変化しない環境ならば、先頭スロットで算出した QAM 復調に必要な閾値を、後ろの数スロットに対して適用することができることを示唆している。一方、ドップラー周波数 $F_d = 240$ Hz のように、スロット間で I , Q 信号振幅が大きく変化する環境ではそれは困難になる。

【 0057 】

このようなことから、本実施形態の復調器 21 においては、図 5 に示したような、無線通信路の SN 変動幅と QAM 復調に必要な閾値算出頻度との対応を表すルックアップテーブルを用い、受信状況（つまりドップラー周波数の高低）に応じて閾値算出頻度を切り換え選択することにより、QAM 復調性能を損なわずに、閾値算出頻度を最小限に抑え、復調に要する処理時間及び消費電力を削減可能となっている。またそれに伴い、端末コストの低減も可能となる。

【 0058 】

なお、本発明実施形態の復調器 21 は、上述したようなドップラー周波数だけでなく、レイク (R a k e) 合成している受信パス数に応じた閾値算出頻度コントロール信号を生成するものであっても良い。

【 0059 】

この場合の復調器 21 は、受信信号品質として、無線通信路を信号が伝播する際に通ったパス数、言い換えると R a k e 合成されるパス数を求め、そのパス数に基づいて上記 QAM 復調に必要な閾値の算出頻度をコントロールする。

【 0060 】

このように、受信パス数に応じた閾値算出頻度コントロール信号を生成する場合の復調器 21 は、図 4 の SN 変動推定部 33 に代えて、受信パス数検出部を備える。当該受信パス数検出部は、例えば図 7 に示すような R a k e 受信パス数と閾値算出頻度との対応を表すルックアップテーブルを用い、R a k e 受信パス数に対応する閾値算出頻度を当該ルックアップテーブルから求め、その閾値算出頻度のコントロール信号を閾値算出部 34 へ送る。

【 0061 】

すなわち、この図 7 の例において、R a k e 受信パス数が「1」である場合、受信パス数検出部は、閾値算出部 34 における閾値 2 の計算を 1 スロット毎に行うよう制御する。同様に、受信パス数検出部は、R a k e 受信パス数が「3」である場合には、閾値算出部 34 での閾値 2 の計算を 2 スロットに 1 回行うよう制御し、R a k e 受信パス数が「6」である場合には、閾値算出部 34 での閾値 2 の計算を 3 スロットに 1 回行うよう制御する。

【 0062 】

つまり、R a k e 受信パス数が例えば「1」である場合のように、受信パス数が少ない場合には、R a k e 合成により得られる信号振幅の変化が大きいと考えられるため、閾値算出部 34 での閾値計算を 1 スロット毎に行うようにし、一方で、R a k e 受信パス数が「6」である場合のように、受信パス数が多い場合には、R a k e 合成により得られる信号振幅の変化が少ないと考えられるため、閾値算出部 34 での閾値計算を減らして 3 スロットに 1 回行うようにする。

【 0063 】

このように、本実施形態の復調器 21 においては、図 7 に示した R a k e 受信パス数と閾値算出頻度との対応を表すルックアップテーブルを用いた場合も、上述同様に、受信状況に応じた閾値算出頻度の切り換えが可能となり、したがって、QAM 復調性能を損なわずに、閾値算出頻度を最小限に抑え、復調に要する処理時間と消費電力を削減可能となり、また端末コストの低減も可能となる。

10

20

30

40

50

【 0 0 6 4 】

説明を図 4 に戻し、以上のようにして閾値算出頻度が制御された閾値算出部 3 4 が求めた閾値は、復調部 3 2 へ送られる。

【 0 0 6 5 】

復調部 3 2 は、入力信号バッファ 3 1 を介した信号を、上記閾値算出部 3 4 が求めた閾値を用いて復調する。そして、当該復調部 3 2 からの出力信号が、端子 3 5 から図 1 の復号器 2 2 へ送られることになる。

【 0 0 6 6 】

図 8 には、閾値算出部 3 4 での閾値 2 の算出を 1 スロット毎に行うことにした場合の図 4 の復調器 2 1 のタイミングチャートを示す。

10

【 0 0 6 7 】

この図 8 において、閾値算出部 3 4 は、各スロットにおいて、そのスロットの先頭から復調器入力信号をサンプリングして閾値 2 を算出する。そして当該算出された 2 は、復調部 3 2 に渡される。

【 0 0 6 8 】

同時に、復調器入力信号は、入力信号バッファ 3 1 に渡され、当該入力信号バッファにて、上記 S N 変動推定部 3 3 での処理と閾値算出部 3 4 での閾値算出処理に要する時間（例えば 1 スロット分）だけバッファリングされる。

【 0 0 6 9 】

そして、上記入力信号バッファ 3 1 でバッファリングされた信号は、復調部 3 2 に渡され、当該復調部 3 2 にて閾値 2 を用いて復調されることになる。

20

【 0 0 7 0 】

なお、上述した実施の形態の説明は、本発明の一例である。このため、本発明は上述した実施の形態に限定されることなく、本発明に係る技術的思想を逸脱しない範囲であれば、設計等に応じて種々の変更が可能であることはもちろんである。

【 0 0 7 1 】

例えば、本発明実施形態は、無線通信路品質に応じて Q P S K の変調方式と 1 6 Q A M の変調方式とを適応的に切り換える適応変調方式に限定されず、例えば 1 6 Q A M の変調方式のみを用いたシステムにも適用可能である。

【 0 0 7 2 】

また、本発明実施形態の移動無線通信システムは、携帯電話システムにも限定されない。

30

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 7 3 】

【図 1】本発明実施の形態の移動無線通信システムの概略構成を示すブロック図である。

【図 2】本実施形態の移動無線通信システムにおける下りユーザデータチャンネルと下り制御チャンネルとの関係を示す図である。

【図 3】1 6 Q A M の復調の概念説明に用いる象限配置図である。

【図 4】本発明実施形態の受信側装置が備えている復調器の詳細な構成を示すブロック図である。

40

【図 5】S N 変動推定部が有するドップラー周波数と閾値算出頻度のルックアップテーブルを示す図である。

【図 6】ドップラー周波数が 6 H z と 2 4 0 H z の場合の、復調器入力信号の I , Q 信号振幅の測定波形の一例を示す図である。

【図 7】受信パス数検出部が有する R a k e 受信パス数と閾値算出頻度のルックアップテーブルを示す図である。

【図 8】閾値算出部での閾値 2 の算出を 1 スロット毎に行うことにした場合の復調器のタイミングチャートである。

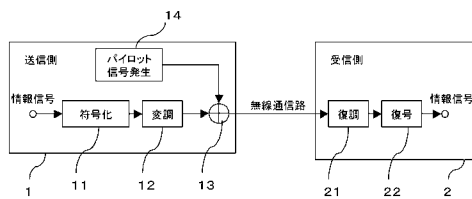
【 符号の説明 】

【 0 0 7 4 】

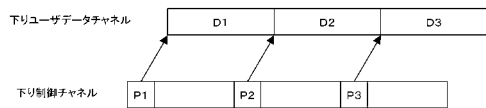
50

- 1 送信側装置、2 受信側装置、11 符号化器、12 変調器、13 多重化器、
- 14 パイロット信号発生器、21 復調器、22 復号器、31 入力信号バッファ、
- 32 復調部、33 SN変動推定部、34 閾値算出部

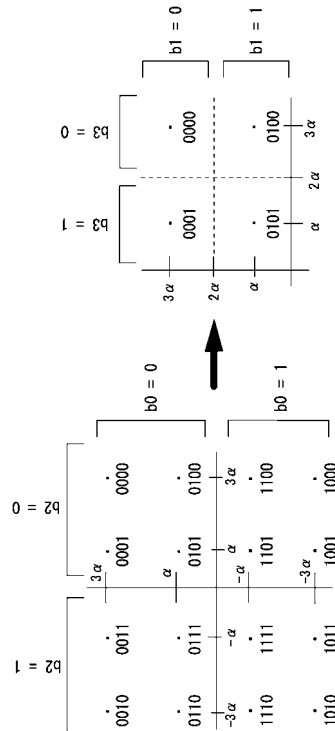
【図1】



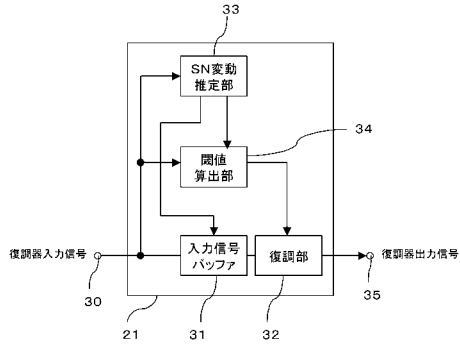
【図2】



【図3】



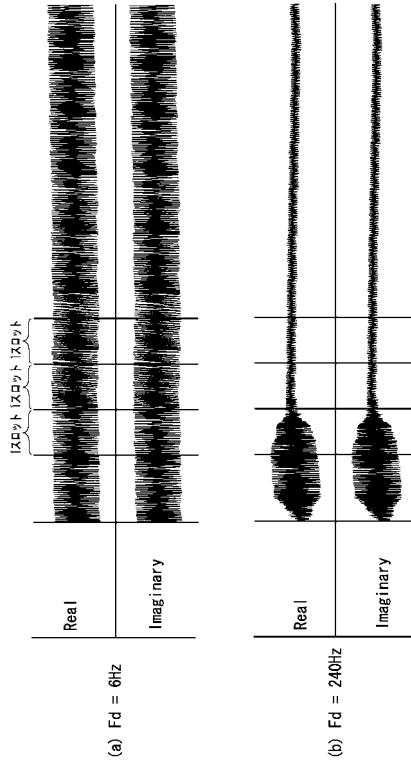
【図4】



【図5】

SN変動レベル	閾値算出頻度
Fd=240Hz程度	1スロットに1回
Fd=80Hz	2スロットに1回
Fd=6Hz程度	3スロットに1回

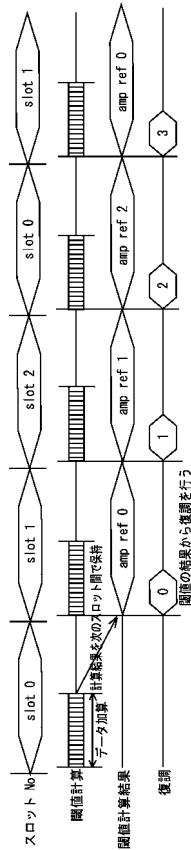
【図6】



【図7】

Rake受信パス数	閾値算出頻度
1	1スロットに1回
3	2スロットに1回
6	3スロットに1回

【図8】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2003-258928(JP,A)
特開2003-229924(JP,A)
特開2003-101602(JP,A)
特開2005-073162(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04L 27/38
H04B 1/707
H04L 27/06