

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3602509号
(P3602509)

(45) 発行日 平成16年12月15日(2004.12.15)

(24) 登録日 平成16年10月1日(2004.10.1)

(51) Int. Cl.⁷

H04L 27/38

F I

H04L 27/00

G

請求項の数 4 (全 10 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2002-50002 (P2002-50002) (22) 出願日 平成14年2月26日 (2002.2.26) (65) 公開番号 特開2003-258928 (P2003-258928A) (43) 公開日 平成15年9月12日 (2003.9.12) 審査請求日 平成15年2月24日 (2003.2.24)</p>	<p>(73) 特許権者 000005821 松下電器産業株式会社 大阪府門真市大字門真1006番地 (74) 代理人 100105050 弁理士 鷺田 公一 (72) 発明者 西尾 昭彦 神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1 号 松下通信工業株式会社内 審査官 田中 庸介</p>
--	--

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 復調装置および復調方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

受信信号の多重数に応じて復調単位長の受信信号列を分割する分割手段と、
 前記分割手段によって得られた各受信信号列の振幅をそれぞれ平均化する平均化手段と、
 前記平均化手段によって平均化された振幅を用いて直交振幅復調の基準信号点を設定する
 設定手段と、
 を有することを特徴とする復調装置。

【請求項2】

請求項1記載の復調装置を有することを特徴とする通信端末装置。

【請求項3】

請求項1記載の復調装置を有することを特徴とする基地局装置。

【請求項4】

受信信号の多重数に応じて復調単位長の受信信号列を分割する分割ステップと、
 前記分割ステップで得られた各受信信号列の振幅をそれぞれ平均化する平均化ステップと、
 前記平均化ステップで平均化された振幅を用いて直交振幅復調の基準信号点を設定する設
 定ステップと、
 を有することを特徴とする復調方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、無線通信システムにおける通信端末装置および基地局装置に適用される復調装置および復調方法に関する。

【0002】**【従来の技術】**

近年、増大する通信ニーズに対応するデジタル無線通信の変調方式として、多値直交振幅変調（多値QAM：Quadrature Amplitude Modulation）方式などの振幅に情報を持たせる振幅変調が実現されている。

【0003】

この多値直交振幅変調、例えば16QAMにおいては、変調信号を復調するために、受信信号点の振幅および復調の基準となる基準信号点の振幅のスケールを揃えることが必要となる。この処理は、一般的に振幅変動補償と呼ばれる。

【0004】

具体的には、受信信号点の平均振幅および基準信号点の平均振幅が求められ、この比である $\text{比} = (\text{受信信号点の平均振幅}) / (\text{基準信号点の平均振幅})$ が計算され、 比 を各基準信号点に乘じることにより振幅変動補償が行われる。

【0005】**【発明が解決しようとする課題】**

ここで、受信信号点の平均振幅を精度良く求めるには長期間のシンボルにわたって平均化をする必要がある。しかしながら、あまり長時間にわたって平均化すると、フェージング等による受信電力変動の影響で平均振幅と瞬時振幅の差が大きくなるため、受信信号点と復調に用いる基準信号点の間に大きな誤差が生じ、受信信号の復調特性が劣化するという問題がある。

【0006】

また、平均されるシンボル数が少なければ、平均振幅の精度は悪くなり、やはり、復調特性が劣化するという問題がある。

【0007】

本発明は、かかる点に鑑みてなされたものであり、受信信号点の平均振幅の精度を向上させることができ、復調精度を向上させることができる復調装置および復調方法を提供することを目的とする。

【0012】**【課題を解決するための手段】**

本発明の復調装置は、受信信号の多重数に応じて復調単位長の受信信号列を分割する分割手段と、前記分割手段によって得られた各受信信号列の振幅をそれぞれ平均化する平均化手段と、前記平均化手段によって平均化された振幅を用いて直交振幅復調の基準信号点を設定する設定手段と、を有する構成を採る。

【0013】

この構成によれば、受信信号の振幅変動補償の平均区間を受信信号の多重数に応じて設定するため、平均するシンボル数が少なすぎて十分な平均化がされないことを防ぐことができ、復調精度を向上させることができる。

【0018】

本発明の通信端末装置は、上記いずれかに記載の復調装置を有する構成を採る。

【0019】

この構成によれば、上記と同様の作用効果を有する通信端末装置を提供することができる。

【0020】

本発明の基地局装置は、上記いずれかに記載の復調装置を有する構成を採る。

【0021】

この構成によれば、上記と同様の作用効果を有する基地局装置を提供することができる。

【0027】

10

20

30

40

50

【発明の実施の形態】

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。なお、ここでは、3GPP (3rd Generation Partnership Project) TR 25.848 v4.0.0 (2001-03)に規定されているHSDPA (High Speed Downlink Packet Access) システムにおいてIMT 2000 - TDD (International Mobile Telecommunications 2000 Time Division Duplex) 方式を採用し、16QAMによって変調された信号を復調する場合を例にとって説明する。

【0028】

(実施の形態1)

図1は、本発明の実施の形態1に係る復調装置の構成の一例を示すブロック図である。 10

【0029】

図1に示す復調装置は、アンテナ101、無線受信部102、相関処理部103、遅延プロファイル作成部104、レイク合成部105、JD演算部106、シンボル分割部107、シンボル平均化部108、基準信号点設定部109、および軟判定値算出部110を有する。

【0030】

無線受信部102は、アンテナ101で受信された信号に対して、ダウンコンバート等の所定の無線処理を行う。

【0031】

相関処理部103は、無線受信部102から出力された受信信号に含まれるミッドアンプと呼ばれるパイロット信号部と既知のミッドアンプ系列との相関演算を行い、遅延プロファイル作成部104に出力する。 20

【0032】

遅延プロファイル作成部104は、相関処理部103から出力された信号の遅延プロファイルを作成し、レイク合成部105に出力する。

【0033】

レイク合成部105は、この遅延プロファイルを用いて、受信信号に対して逆拡散およびレイク合成し、JD演算部106に出力する。

【0034】

JD演算部106は、レイク合成部105でレイク合成された受信信号、および遅延プロファイル作成部104で作成された遅延プロファイルに基づいて、1タイムスロットに渡って受信信号にJD演算処理を行い、シンボル分割部107に出力する。ここで、JD演算とは、例えば特願2001-156625号に記載されているような演算方法である。 30

【0035】

シンボル分割部107は、JD演算部106から出力された受信信号を、予め設定されている区間ごとに分割し、軟判定値算出部110およびシンボル平均化部108へ出力する。

【0036】

シンボル平均化部108は、シンボル分割部107から出力された分割後の受信信号を平均化し、受信信号の平均振幅を求め、基準信号点設定部109に出力する。 40

【0037】

基準信号点設定部109は、復調に用いられる基準信号を、シンボル平均化部108から出力された受信信号の平均振幅に基づいて設定し、軟判定値算出部110へ出力する。

【0038】

具体的には、まず、予め設定されている基準信号の平均振幅、および受信信号の平均振幅の比である $\gamma = (\text{受信信号の平均振幅}) / (\text{基準信号の平均振幅})$ を算出し、 γ を各々の基準信号点に乘じることにより、最終的な基準信号点を設定する。

【0039】

軟判定値算出部110は、シンボル分割部107から出力された受信信号を、基準信号点設定部109で設定された基準信号点を用いて軟判定を行う。算出された軟判定値は、復 50

調信号として出力される。

【0040】

次いで、上記復調方式の原理について説明する。

【0041】

16QAMのような多値変調された信号を復調する時には、受信信号点と基準信号点を比較することにより判定を行う。このとき、受信信号点と基準信号点のスケールを等しくする必要があり、すなわち、より正確な復調を行うには、伝搬路におけるフェージング等の影響により受信信号に生じる振幅変動を判定時に補償する必要がある。

【0042】

FDD (Frequency Division Duplex) システムでは、共通パイロット信号が用いられ、この受信電力がこの用途に用いられている。しかし、TDDシステムにおいては、パイロット信号を含むミッドアンプル部は必ずしも受信シンボルと同じ大きさであるとは限らず、また、JD演算処理後の信号は、ミッドアンプル部から求められる受信電力の大きさと同じになるとは限らないため、パイロット信号により振幅変動補償をすることができない。

10

【0043】

従って、ミッドアンプル部以外のものによって、復調時の基準となる基準信号の振幅のスケールを決定する必要がある。そこで、本発明では、データ部の受信シンボルの平均振幅を用いる。

【0044】

図2に示すように、1スロット間の受信シンボルの平均振幅を x 、予め設定されている基準信号点の16点の平均振幅を y として、予め設定されている基準信号点に $x/y (=)$ を乗じることにより、受信信号点と基準信号点のスケールを等しくさせる。

20

【0045】

そして、 x/y を乗じた基準信号点とJD演算処理がなされた後の受信シンボルを比較することによりQAMシンボル点の判定を行う。

【0046】

さらに、受信シンボルの平均振幅を求める際には、平均値の精度を良くするために十分なシンボル数を用いなければならないが、長時間に渡って平均すると、フェージングによる電力変動の影響で平均振幅と瞬時振幅の差が大きくなり、受信シンボルと復調に用いる基準信号点のスケールに大きな誤差が生じる。その結果、復調特性が劣化することになる。

30

【0047】

例えば、図3に示すように受信信号の振幅が変動した場合、従来装置における1スロット間の復調精度は次のようになる。スロットの中央付近のシンボルでは、平均振幅から求められた基準信号点と受信シンボルの信号点のスケールがほぼ等しくなるため復調精度は高いが、スロットの両端では基準信号点と受信シンボルの信号点のスケールが異なるため、復調精度は低くなる。

【0048】

そこで本発明では、上記の問題が生じないように、受信信号の伝搬路における振幅変動に応じて1スロットを適当な区間に分割する。図4に分割数 $N = 4$ のときの例を示す。データ1およびデータ2はそれぞれミッドアンプル前およびミッドアンプル後のデータ部を表す。

40

【0049】

分割したそれぞれの区間の平均振幅 $x_1 \sim x_4$ を用いて、それぞれ独立に基準信号点を設定し、この各々の基準信号点を用いて受信信号を判定する。これにより、基準信号点と受信シンボルの振幅の誤差による復調精度の劣化を防ぐことができる。

【0050】

図5は、1スロットを N 個に分割したときの復調精度を実験的に求め、グラフにしたものである。プロットP1は $N = 1$ 、プロットP2は $N = 2$ 、プロットP3は $N = 4$ 、プロットP4は $N = 8$ としたときの復調精度曲線である。

50

【0051】

例えば、ノイズレベルあたりの受信信号エネルギー（ E_c/N_0 ）が大ききときには、分割数 N を大きくするほど顕著に復調精度を表すBLER（Block Error Rate）が良くなることわかる。

【0052】

このように、本実施の形態によれば、伝搬路における受信信号の振幅変動に応じて、1スロットを N 個に分割して、それぞれの区間において別個に振幅変動補償をするので、受信信号点の平均振幅の精度を向上させることができ、復調精度を向上させることができる。

【0053】

また、1スロットを N 個に分割するだけなので、既存の移動体通信システムに容易に適用することができる。 10

【0054】

（実施の形態2）

図6は、本発明の実施の形態2に係る復調装置の構成の一例を示すブロック図である。なお、この復調装置は、図1に示す復調装置と同様の基本的構成を有しており、同一の構成要素には同一の符号を付し、その説明を省略する。

【0055】

本実施の形態の特徴は、フェージング速度算出部601および分割数算出部602をさらに有することである。

【0056】

遅延プロファイル作成部104は、作成した遅延プロファイルをフェージング速度算出部601に出力する。 20

【0057】

フェージング速度算出部601は、遅延プロファイル作成部104から出力される遅延プロファイルより、第 i フレームの遅延プロファイルのパス電力の合計 P_i 、および第 $(i+1)$ フレームの遅延プロファイルのパス電力の合計 P_{i+1} を測定し、フレーム間の受信電力の差 $P(=P_{i+1}-P_i)$ を求める。

【0058】

そして、フェージング速度 $V_f(=P/T_{frame})$ を算出し、分割数算出部602に出力する。ここで、 T_{frame} は1フレームの時間[秒]である。 30

【0059】

分割数算出部602は、 $(V_f \times T_{slot}/N) < P_{th}$ となるような最小の自然数 N を算出する。ここで、 T_{slot} は1伝送単位（スロット）のデータ部（パイロット部すなわちミッドアンプル部は除く）の長さ[秒]、および P_{th} は予め設定された閾値である。

【0060】

そして、算出された N は、シンボル分割部107で分割数として設定され、以下、受信信号は実施の形態1と同様の処理がされる。

【0061】

上記の説明において、時間系列はフレームと呼ばれる時間単位に分けられ、さらに1フレームはタイムスロットと呼ばれる伝送単位に分けられ、1タイムスロット単位で伝送される。 40

【0062】

このように、本実施の形態によれば、受信信号の伝搬路におけるフェージング速度に応じて振幅変動補償の平均区間が設定されるため、高速フェージング時にも適切な受信信号の平均振幅を得ることができ、復調精度を向上させることができる。

【0063】

（実施の形態3）

図7は、本発明の実施の形態3に係る復調装置の構成の一例を示すブロック図である。なお、この復調装置は、図1に示す復調装置と同様の基本的構成を有しており、同一の構成 50

要素には同一の符号を付し、その説明を省略する。

【0064】

本実施の形態の特徴は、分割数算出部701をさらに有することである。

【0065】

分割数算出部701は、上位レイヤから通知される多重コード数 N_{code} を用いて、 N_{code} / N_{const} 以下の最大の整数 N 、つまり、1分割区間あたりの多重コード数(N_{code} / N)が所定の値 N_{const} 以上となるような N を算出し、シンボル分割部107へ出力する。例えば、 $N_{code} / N_{const} = 2.2$ ならば、 $N = 2$ となる。

【0066】

シンボル分割部107は、JD演算部106から出力された1スロットの信号を分割数算出部701で算出された N で分割する。

【0067】

このように、本実施の形態によれば、受信信号の振幅変動補償の平均区間を受信信号の多重コード数に応じて設定するので、多重コード数が少ないために平均化するシンボル数が少なすぎる結果となり、十分な平均化がされなくなることを防ぐことができ、復調精度を向上させることができる。

【0068】

(実施の形態4)

図8は、本発明の実施の形態4に係る復調装置の構成の一例を示すブロック図である。なお、この復調装置は、図1に示す復調装置と同様の基本的構成を有しており、同一の構成要素には同一の符号を付し、その説明を省略する。

【0069】

本実施の形態の特徴は、分割数算出部801を有することである。

【0070】

JD演算部106は、JD演算後の受信信号をシンボル分割部107および分割数算出部801に出力する。

【0071】

分割数算出部801は、JD演算部106により復調されたシンボル数 N_{symbol} より、 N 分割後のシンボル数(N_{symbol} / N)が所定のシンボル数 N_{const} を下回らないように N を算出する。

【0072】

すなわち、 $N_{symbol} > N_{const}$ のときは、 N_{symbol} / N_{const} 以下の最大の整数とし、 $N_{symbol} \leq N_{const}$ のときは、 $N = 1$ とする。

【0073】

求まった N はシンボル分割部107へ出力され、JD演算部106から出力された1スロットの信号を分割する際に使用される。これにより、受信信号の振幅変動補償の平均区間内のシンボル数を所定値以上に確保することができる。

【0074】

このように、本実施の形態によれば、受信信号の振幅変動補償の平均区間を当該区間のシンボル数に応じて設定するので、平均するシンボル数が少なすぎて十分な平均化がされないことを防ぐことができ、復調精度を向上させることができる。

【0075】

(実施の形態5)

図9は、本発明の実施の形態5に係る復調装置の構成の一例を示すブロック図である。なお、この復調装置は、図6に示す復調装置と同様の基本的構成を有しており、同一の構成要素には同一の符号を付し、その説明を省略する。

【0076】

本実施の形態の特徴は、シンボル平均化部901を有することである。

【0077】

10

20

30

40

50

フェージング速度算出部 601 は、算出したフェージング速度をシンボル平均化部 901 に出力する。

【0078】

シンボル平均化部 901 は、フェージング速度算出部 601 から出力されたフェージング速度 V_f が所定の値以下なら、JD 演算部 106 から出力される受信信号のスロット中央の N_{center} シンボルだけの平均値を求める。

【0079】

そして、上記 N_{center} シンボル以外のシンボルに対しても、 N_{center} シンボルに対し求めた平均値を代わりに出力する。

【0080】

よって、平均区間全体にわたり、 N_{center} シンボルに対し求めた平均値が基準信号点設定部 109 に出力されることになる。

【0081】

このように、本実施の形態によれば、伝搬路におけるフェージング変動が小さいときには、振幅変動補償の平均区間の一部について平均値を算出し、上記平均区間の平均値とするので、平均化に用いるシンボル数を最小限にし、消費電流を抑えることができる。また、平均化処理にかかる時間を短縮することができる。

【0082】

本発明に係る復調装置は、上記と同様の方式を用いた通信端末装置および基地局装置に搭載することも可能であり、これにより上記と同様の作用を有する通信端末装置および基地局装置を提供することができる。

【0083】

なお、ここでは、3GPP (3rd Generation Partnership Project) TR 25.848 v4.0.0 (2001-03) の規定を基に、HSDPA システムにおいて IMT 2000 - TDD 方式を採用し、16QAM によって変調された信号を復調する場合を例にとって説明したが、本発明はこれに限定されず、上記と同様の性質を有するシステムであれば適用可能である。

【0084】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明によれば、受信信号の伝搬路における振幅変動に応じて受信信号の振幅変動補償の平均区間を変化させることにより、受信信号点の平均振幅の精度を向上させることができ、復調精度を向上させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態1に係る復調装置の構成の一例を示すブロック図

【図2】振幅変動補償前後の基準信号点を示す図

【図3】従来装置における1スロット間の復調精度の推移

【図4】分割数 $N = 4$ のときの受信信号1スロットの構成を示す図

【図5】1スロットを N 個に分割したときの復調精度のグラフ

【図6】本発明の実施の形態2に係る復調装置の構成の一例を示すブロック図

【図7】本発明の実施の形態3に係る復調装置の構成の一例を示すブロック図

【図8】本発明の実施の形態4に係る復調装置の構成の一例を示すブロック図

【図9】本発明の実施の形態5に係る復調装置の構成の一例を示すブロック図

【符号の説明】

107 シンボル分割部

108、901 シンボル平均化部

109 基準信号点設定部

601 フェージング速度算出部

602、701、801 分割数算出部

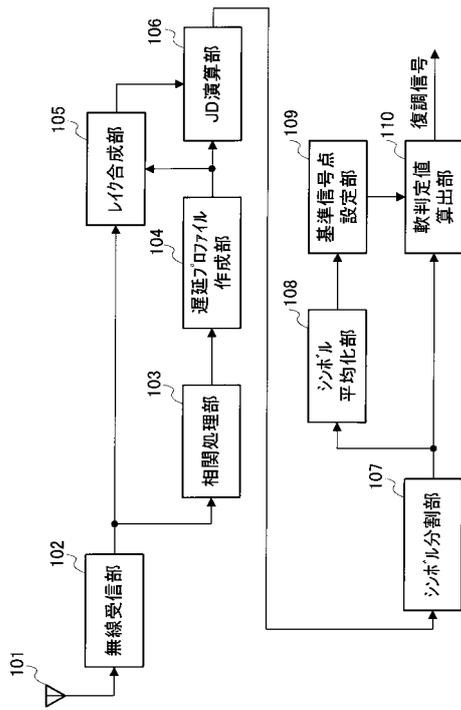
10

20

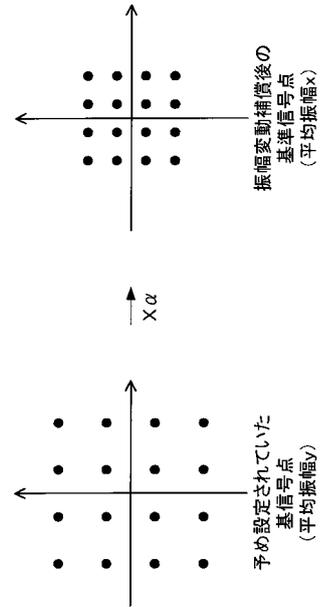
30

40

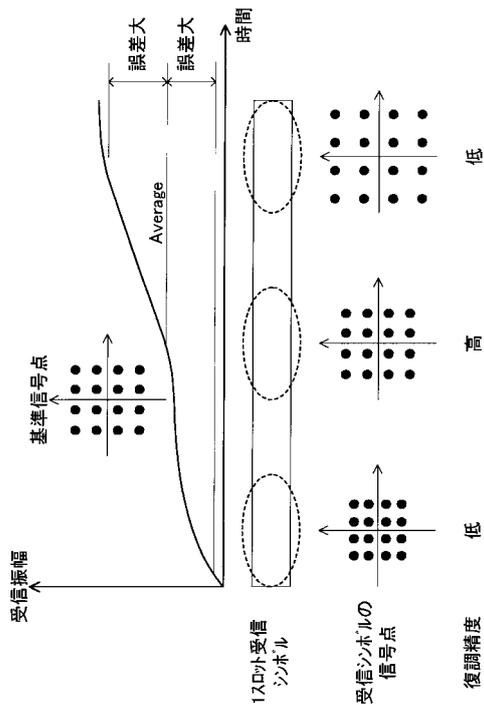
【 図 1 】



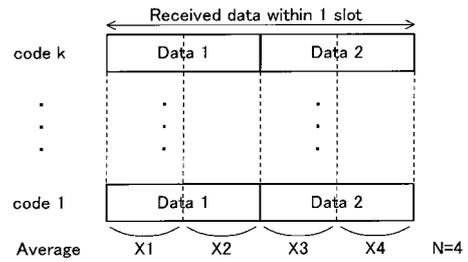
【 図 2 】



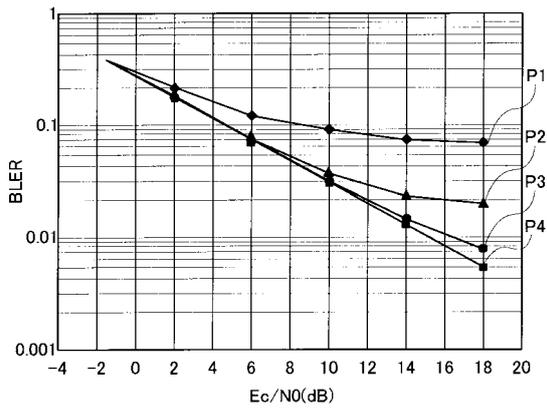
【 図 3 】



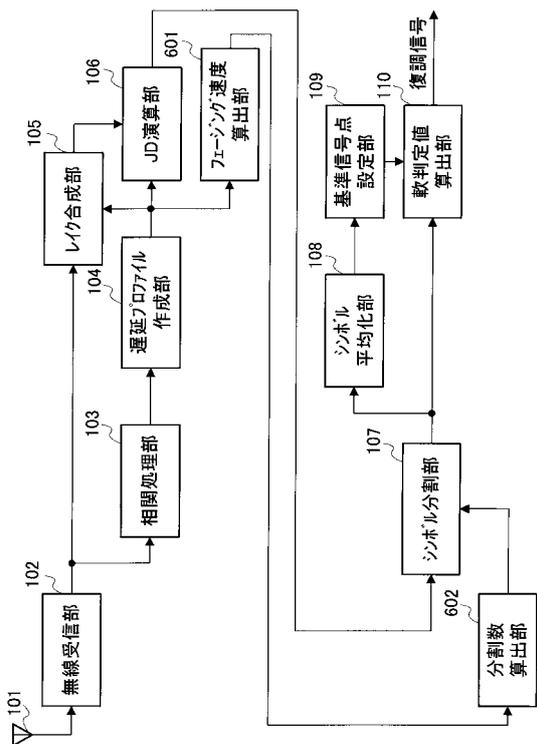
【 図 4 】



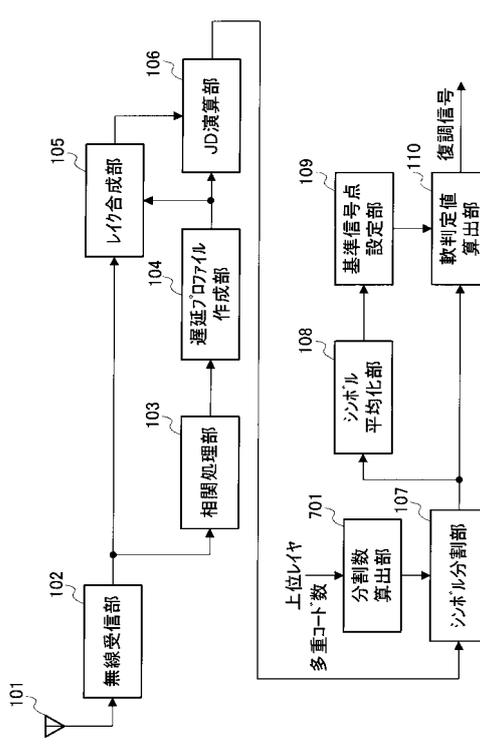
【 図 5 】



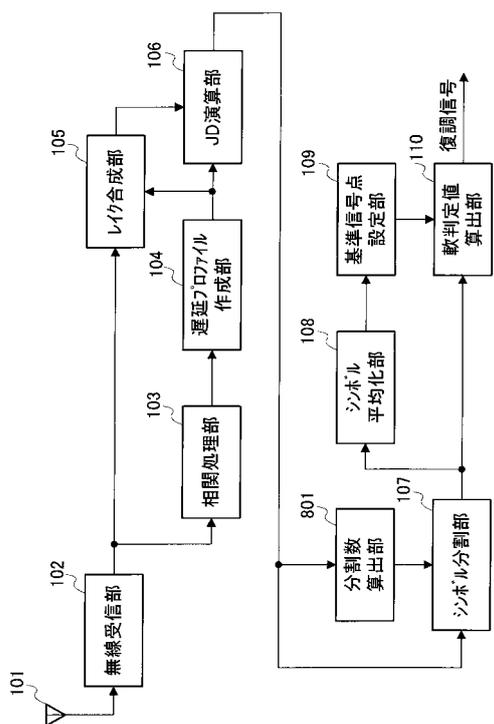
【 図 6 】



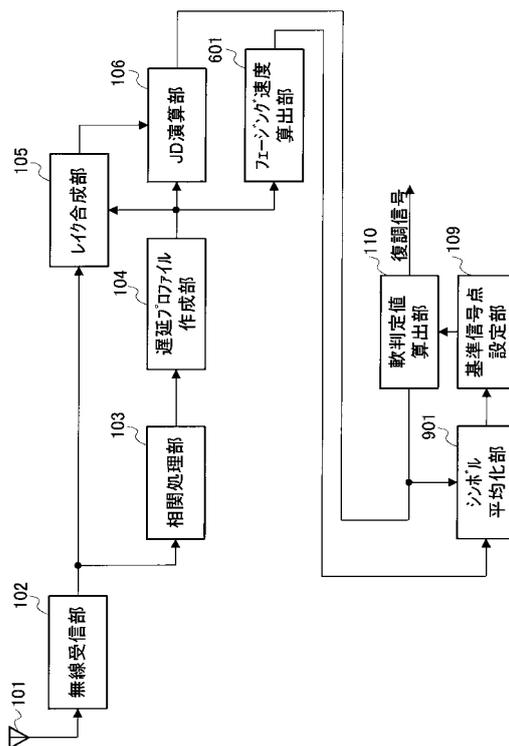
【 図 7 】



【 図 8 】



【 図 9 】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2001-333123(JP,A)
特開2000-244454(JP,A)
特開2001-339325(JP,A)
特開2001-36952(JP,A)
特開2001-77744(JP,A)
国際公開第00/60971(WO,A1)
特開平8-32551(JP,A)
特開2002-77012(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

H04L 27/00-27/38

H04J 13/00

H04B 7/24- 7/26

H04Q 7/00- 7/38