

(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2010-74506

(P2010-74506A)

(43) 公開日 平成22年4月2日(2010.4.2)

(51) Int.Cl.		F I			テーマコード (参考)
H04L 27/22	(2006.01)	H04L 27/22	C		5K004
H04L 27/38	(2006.01)	H04L 27/00	G		5K047
H04L 7/00	(2006.01)	H04L 7/00	F		

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号	特願2008-239378 (P2008-239378)	(71) 出願人	000004237
(22) 出願日	平成20年9月18日 (2008.9.18)		日本電気株式会社
			東京都港区芝五丁目7番1号
		(74) 代理人	100065385
			弁理士 山下 穰平
		(74) 代理人	100130029
			弁理士 永井 道雄
		(72) 発明者	寺本 太郎
			東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内
		Fターム(参考)	5K004 FH08 JH05
			5K047 AA11 BB01 EE02 EE04 GG09
			GG10 MM12 MM45 MM60

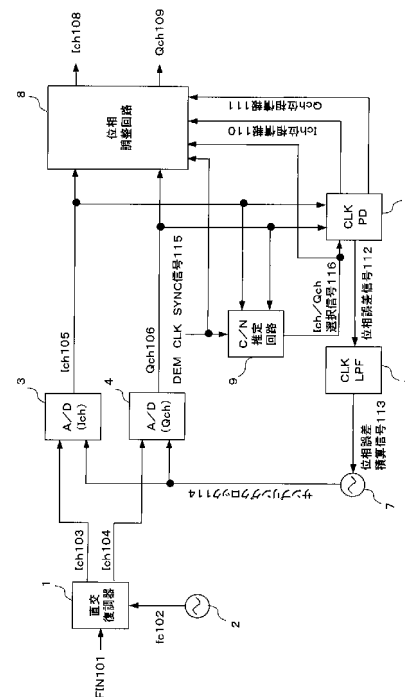
(54) 【発明の名称】 クロック再生回路、復調回路、受信機、及び無線通信システム、並びにクロック再生回路の動作方法

(57) 【要約】

【課題】 直交復調器から互いに直交する2つのベースバンド成分であるI、Qチャンネルを入力とするA/D変換器までの距離が異なる場合でも、受信信号の品質劣化を抑制するクロック再生回路を提供する。

【解決手段】 クロック再生回路は、直交復調器、2つのA/D変換器、位相検出器、ローパスフィルタ、及び発振器と、2つのA/D変換器の出力信号のC/N推定値をそれぞれ求め、求められた2つのC/N推定値のうちC/N推定値の高いチャンネルに対応するA/D変換器の出力信号の位相誤差を位相検出器の位相誤差信号として出力させるC/N推定回路と、C/N推定回路により求められたC/N推定値の低いチャンネルに対応するA/D変換器の出力信号の位相を、C/N推定値の高いチャンネルに対応するA/D変換器の出力信号の位相に合わせるように調整する位相調整回路とを備える。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

受信信号から互いに直交するベースバンド成分である I 及び Q チャンネルを復調する直交復調器と、

前記 I 及び Q チャンネルをサンプリングクロックに基づいてそれぞれデジタル信号に変換する 2 つの A/D (Analog to Digital) 変換器と、

前記 2 つの A/D 変換器の出力信号の位相誤差を検出する位相検出器と、

前記位相検出器により検出された位相誤差信号から高周波成分を取り除いて位相誤差積算信号を出力するローパスフィルタと、

前記サンプリングクロックとして、前記位相誤差積算信号の値に応じた周波数のクロックを前記 2 つの A/D 変換器にそれぞれ出力する発振器と、

前記 2 つの A/D 変換器の出力信号の C/N (Carrier to Noise) 推定値をそれぞれ求め、求められた 2 つの C/N 推定値のうち C/N 推定値の高いチャンネルに対応する A/D 変換器の出力信号の位相誤差を前記位相検出器の位相誤差信号として出力させる C/N 推定回路と、

前記 C/N 推定回路により求められた C/N 推定値の低いチャンネルに対応する A/D 変換器の出力信号の位相を、C/N 推定値の高いチャンネルに対応する A/D 変換器の出力信号の位相に合わせるように調整する位相調整回路とを備えることを特徴とするクロック再生回路。

【請求項 2】

前記位相調整回路は、前記 2 つの A/D 変換器の出力信号の位相誤差を互いに位相比較して、前記 C/N 推定値の低いチャンネルに対応する A/D 変換器の出力信号の位相が前記 C/N 推定値の高いチャンネルに対応する A/D 変換器の出力信号の位相よりも進んでいるか又は遅れているかを判断し、その判断結果に応じて前記 C/N 推定値の低いチャンネルに対応する A/D 変換器の出力信号の位相を前記 C/N 推定値の高いチャンネルに対応する A/D 変換器の出力信号の位相よりも遅らせ又は進ませることを特徴とする請求項 1 記載のクロック再生回路。

【請求項 3】

前記 C/N 推定回路及び前記位相調整回路は、前記クロック再生回路の同期時に動作することを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載のクロック再生回路。

【請求項 4】

請求項 1 から 3 のいずれか 1 項に記載のクロック再生回路を有することを特徴とする復調回路。

【請求項 5】

請求項 4 に記載の復調回路を有することを特徴とする受信機。

【請求項 6】

請求項 5 に記載の受信機を有することを特徴とする無線通信システム。

【請求項 7】

直交復調器が、受信信号から互いに直交するベースバンド成分である I 及び Q チャンネルを復調し、

2 つの A/D (Analog to Digital) 変換器が、前記 I 及び Q チャンネルをサンプリングクロックに基づいてそれぞれデジタル信号に変換し、

位相検出器が、前記 2 つの A/D 変換器の出力信号の位相誤差を検出し、

ローパスフィルタが、前記位相検出器により検出された位相誤差信号から高周波成分を取り除いて位相誤差積算信号を出力し、

発振器が、前記サンプリングクロックとして、前記位相誤差積算信号の値に応じた周波数のクロックを前記 2 つの A/D 変換器にそれぞれ出力し、

C/N 推定回路が、前記 2 つの A/D 変換器の出力信号の C/N (Carrier to Noise) 推定値をそれぞれ求め、求められた 2 つの C/N 推定値のうち C/N 推定値の高いチャンネルに対応する A/D 変換器の出力信号の位相誤差を前記位相検出器の位相誤差信号とし

10

20

30

40

50

て出力させ、

位相調整回路が、前記 C/N 推定回路により求められた C/N 推定値の低いチャンネルに対応する A/D 変換器の出力信号の位相を、C/N 推定値の高いチャンネルに対応する A/D 変換器の出力信号の位相に合わせるように調整することを特徴とするクロック再生回路の動作方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、クロック再生回路、復調回路、受信機、及び無線通信システム、並びにクロック再生回路の動作方法に係り、特に直交変調方式を用いた復調回路で用いるクロック再生回路に関する。

10

【背景技術】

【0002】

QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)、QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 等の直交変調方式を用いたデジタル無線通信システムでは、通常、受信側の復調回路 (復調器) により受信信号を復調する際、その復調に必要なクロック信号 (サンプリングクロック) を受信信号から再生するクロック再生回路が用いられている (例えば、特許文献 1 参照)。

【0003】

図 3 は、これに関連する復調回路で用いるクロック再生回路の例を示す。なお、以下の説明では、変調方式は、QPSK、QAM 等の直交変調方式、復調器の検波方式は、同期検波方式を想定し、互いに直交するベースバンド成分である同相 (In-phase) 及び直交 (Quadrature) 成分の表記として一般的な Ich (I チャンネル)、Qch (Q チャンネル) という表記を用いる。

20

【0004】

図 3 に示すクロック再生回路は、直交復調器 1 と、発振器 2 と、Ich 用、Qch 用アナログ/デジタル変換器 (以下、A/D (Ich) 3、A/D (Qch) 4 と、位相検出器 (位相比較器とも言う。) (以下、CLK PD) 5 と、ループフィルタを構成するローパスフィルタ (以下、CLK LPF) 6 と、発振器 7 とを有する。このうち、A/D (Ich) 3、A/D (Qch) 4、CLK PD 5、CLK LPF 6、発振器 7

30

【0005】

直交復調器 1 は、発振器 2 からの局部発振信号 fc102 に基づいて、高周波の受信信号から周波数変換された中間周波数信号 IFIN101 を、ベースバンド信号の互いに直交する 2 つのアナログ信号 Ich103、Qch104 に復調する。

【0006】

A/D (Ich) 3 は、発振器 7 からのサンプリングクロック 114 に基づいて、直交復調器 1 により復調されたアナログ信号 Ich103 をサンプリングしてデジタル信号 Ich105 に変換する。同様に、A/D (Qch) 4 も、発振器 7 からのサンプリングクロック 114 に基づいて、直交復調器 1 により復調されたアナログ信号 Qch104 をサンプリングしてデジタル信号 Qch106 に変換する。

40

【0007】

CLK PD 5 は、A/D (Ich) 3、A/D (Qch) 4 により変換されたデジタル信号 Ich105、Qch106 の位相誤差をそれぞれ検出する。CLK PD 5 は、例えば図 4 に示すようなアイパターン (アイダイアグラム) において、Zero-Cross (ゼロクロス) を検出する方式により、A/D (Ich) 3 と A/D (Qch) 4 でのサンプリング位相の最適点 (アイの開口部) からのずれ、つまり、位相誤差を検出し、その位相誤差信号 112 を出力する。

【0008】

図 4 は、CLK PD 5 における位相誤差の検出方法の一例を示す。同図に示すアイの

50

開口部に対応する(1)から(3)までのサンプリングポイントにおいて、(1)と(3)の極性が異なれば、アイの開口部からの位相誤差を検出できる。すなわち、(1)と(3)の極性が逆であることが位相情報検出条件となる。この条件を満たし、さらに、(2)と(3)の極性が一致していれば、位相遅れ、(2)と(3)の極性が不一致ならば、位相進み等のようにして、アイの開口部からの位相誤差を検出できる。

【0009】

CLK LPF6は、CLK PD5が出力した位相誤差信号112から高周波成分を取り除き、位相誤差積算信号113を出力する。

【0010】

発振器7は、位相誤差積算信号113の値に応じた周波数のクロックを、サンプリングクロック114として、A/D(Ich)3とA/D(Qch)4へそれぞれ供給する。

【特許文献1】特開平7-226781号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0011】

上述した関連技術のクロック再生回路において、CLK PD5では、位相誤差を検出するためには、図4に示す位相情報検出条件を満たす必要があるため、常時、位相誤差が検出できているとは限らない。そのために、CLK PD5では、Ich103とQch104のうち位相検出条件を満たす方のチャンネルを常時選んで、位相誤差信号112として出力していた。したがって、クロック再生回路では、2つのPLL、すなわちIch側ではA/D(Ich)3-CLK PD5-CLK LPF6-発振器7で構成されるPLLが、Qch側ではA/D(Qch)4-CLK PD5-CLK LPF6-発振器7で構成されるPLLがそれぞれ存在していた。

【0012】

この場合、直交復調器1からA/D(Ich)3までの距離と直交復調器1からA/D(Qch)4までの距離とがほぼ同じであれば、Ich103、Qch104のアイの開口部の位相がほぼ同じであるため、問題なく、PLL回路として動作する。しかし、直交復調器1からA/D(Ich)3までの距離と直交復調器1からA/D(Qch)4までの距離とが異なるような場合には、Ich103とQch104との間に電気長差が発生してしまう。

【0013】

図5は、Ich103とQch104の間に電気長差がある場合のA/D(Ich)3、A/D(Qch)4の入力波形のアイパターンを示し、(a)は、Qchの位相が進んでいる場合、(b)は、Qchの位相が遅れている場合にそれぞれ対応する。同図(a)及ぶ(b)に示すように、Ich103とQch104の間に電気長差がある場合は、信号の収束する(以降、アイが開く)ポイントが、Ich103とQch104で異なってしまう。その結果、Ich103、Qch104のアイの開口部がずれてしまうために、A/D(Ich)3、A/D(Qch)4において、Ich103、Qch104をそれぞれでの最適点でサンプリングすることができず、受信信号の品質が劣化するという問題があった。

【0014】

本発明は、このような課題を解決し、直交復調器から互いに直交する2つのベースバンド成分であるI、Qチャンネルを入力とするA/D変換器までの距離が異なる場合でも、受信信号の品質劣化を抑制することができるクロック再生回路、復調回路、及び無線通信システム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】

【0015】

上記目的を達成するため、本発明に係るクロック再生回路は、受信信号から互いに直交するベースバンド成分であるI及びQチャンネルを復調する直交復調器と、前記I及びQチャンネルをサンプリングクロックに基づいてそれぞれデジタル信号に変換する2つの

A/D (Analog to Digital) 変換器と、前記 2 つの A/D 変換器の出力信号の位相誤差を検出する位相検出器と、前記位相検出器により検出された位相誤差信号から高周波成分を取り除いて位相誤差積算信号を出力するローパスフィルタと、前記サンプリングクロックとして、前記位相誤差積算信号の値に応じた周波数のクロックを前記 2 つの A/D 変換器にそれぞれ出力する発振器と、前記 2 つの A/D 変換器の出力信号の C/N (Carrier to Noise) 推定値をそれぞれ求め、求められた 2 つの C/N 推定値のうち C/N 推定値の高いチャンネルに対応する A/D 変換器の出力信号の位相誤差を前記位相検出器の位相誤差信号として出力させる C/N 推定回路と、前記 C/N 推定回路により求められた C/N 推定値の低いチャンネルに対応する A/D 変換器の出力信号の位相を、C/N 推定値の高いチャンネルに対応する A/D 変換器の出力信号の位相に合わせるように調整する位相調整回路とを備えることを特徴とする。

10

【0016】

本発明に係る復調回路は、上記に記載のクロック再生回路を有することを特徴とする。

【0017】

本発明に係る受信機は、上記に記載の復調回路を有することを特徴とする。

【0018】

本発明に係る無線通信システムは、上記に記載の受信機を有することを特徴とする無線通信システム。

【0019】

本発明に係るクロック再生回路の動作方法は、直交復調器が、受信信号から互いに直交するベースバンド成分である I 及び Q チャンネルを復調し、2 つの A/D (Analog to Digital) 変換器が、前記 I 及び Q チャンネルをサンプリングクロックに基づいてそれぞれディジタル信号に変換し、位相検出器が、前記 2 つの A/D 変換器の出力信号の位相誤差を検出し、ローパスフィルタが、前記位相検出器により検出された位相誤差信号から高周波成分を取り除いて位相誤差積算信号を出力し、発振器が、前記サンプリングクロックとして、前記位相誤差積算信号の値に応じた周波数のクロックを前記 2 つの A/D 変換器にそれぞれ出力し、C/N 推定回路が、前記 2 つの A/D 変換器の出力信号の C/N (Carrier to Noise) 推定値をそれぞれ求め、求められた 2 つの C/N 推定値のうち C/N 推定値の高いチャンネルに対応する A/D 変換器の出力信号の位相誤差を前記位相検出器の位相誤差信号として出力させ、位相調整回路が、前記 C/N 推定回路により求められた C/N 推定値の低いチャンネルに対応する A/D 変換器の出力信号の位相を、C/N 推定値の高いチャンネルに対応する A/D 変換器の出力信号の位相に合わせるように調整することを特徴とする。

20

30

【発明の効果】**【0020】**

本発明によれば、直交復調器から互いに直交する 2 つのベースバンド成分である I、Q チャンネルを入力とする A/D 変換器までの距離が異なる場合でも、受信信号の品質劣化を抑制することができるクロック再生回路、復調回路、及び無線通信システムを提供することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

40

【0021】

以下、本発明に係るクロック再生回路、復調回路、受信機、及び無線通信システム、並びにクロック再生回路の動作方法の実施形態について、図面を参照して詳細に説明する。

【0022】

図 1 は、本実施形態に係るクロック再生回路の構成を示す。このクロック再生回路は、ディジタル無線通信システムの受信機において、QPSK、QAM 等の直交変調方式を用いた復調回路に適用したものである。以下の説明では、前述した図 3 の関連技術と同様に、変調方式は、QPSK、QAM 等の直交変調方式、復調器の検波方式は、同期検波方式を想定し、それぞれ直交するベースバンド成分の表記として一般的な I_{ch} 、 Q_{ch} という表記を用いる。なお、前述した図 3 と同様の構成要素については、同一符号を付して説

50

明する。

【0023】

図1に示す復調回路で用いるクロック再生回路は、前述した図3の関連技術と同様に、直交復調器1と、発振器2と、2つのA/D、すなわちA/D(Ich)3及びA/D(Qch)4と、CLKPD(位相検出器)5と、ループフィルタを構成するCLKLPF(ローパスフィルタ)6と、発振器7とを有する。本実施形態では、これらの構成要素に加え、位相調整回路8と、C/N(Carrier to Noise ratio: 搬送波対雑音比)推定回路9とを有している。

【0024】

直交復調器1は、発振器2からの局部発振信号fc102に基づいて、高周波の受信信号から周波数変換された中間周波数信号IFIN101を、互いに直交するベースバンド成分であるアナログ信号Ich103、Qch104に復調して出力する。

【0025】

A/D(Ich)3は、発振器7からのサンプリングクロック114に基づいて、直交復調器1により復調されたアナログ信号Ich103をサンプリングしてデジタル信号Ich105に変換し、CLKPD5に出力する。同様に、A/D(Qch)4も、発振器7からのサンプリングクロック114に基づいて、直交復調器1により復調されたアナログ信号Qch104をサンプリングしてデジタル信号Qch106に変換し、CLKPD5に出力する。

【0026】

C/N推定回路9は、A/D(Ich)3とA/D(Qch)4のサンプリングポイントでの出力信号Ich105、Qch106のC/N推定値を求め、両C/N推定値を比較して、C/N推定値の高い、すなわち収束度の高い方のチャンネルをIch/Qch選択情報116として、CLKPD5と位相調整回路8へそれぞれ出力する。

【0027】

CLKPD5は、A/D(Ich)3、A/D(Qch)4により変換されたデジタル信号Ich105、Qch106の位相誤差をそれぞれ検出する。CLKPD5は、例えば図4に示すようなアイパターン(アイダイアグラム)において、Zero-Cross(ゼロクロス)を検出する方式により、A/D(Ich)3とA/D(Qch)4でのサンプリング位相の最適点(アイの開口部)からのずれ、つまり、位相誤差を検出する。

【0028】

図4は、CLKPD5における位相誤差の検出方法の一例を示す。同図に示すアイの開口部に対応する(1)から(3)までのサンプリングポイントにおいて、(1)と(3)の極性が異なれば、アイの開口部からの位相誤差を検出できる。すなわち、(1)と(3)の極性が逆であることが位相情報検出条件となる。この条件を満たし、さらに、(2)と(3)の極性が一致していれば、位相遅れ、(2)と(3)の極性が不一致ならば、位相進み等のようにアイの開口部からの位相遅れ及び位相進みを検出できる。

【0029】

本実施形態では、CLKPD5は、A/D(Ich)3、A/D(Qch)4により変換されたデジタル信号Ich105、Qch106の位相誤差をそれぞれ検出し、そのうち、Ich/Qch選択信号116により選択されたC/N推定値の高い方のチャンネル(以降、「選択チャンネル」と呼ぶ。)の位相誤差を、CLKPD5の位相誤差信号112として出力する。また、CLKPD5は、Ich105、Qch106のそれぞれの位相誤差を、Ich位相情報110、Qch位相情報111として、位相調整回路8へ出力する。

【0030】

位相調整回路8は、CLKPD5より出力されたIch位相情報110、Qch位相情報111を基にして、非選択チャンネルの位相を選択チャンネルの位相に合うように位相の調整を行う。

10

20

30

40

50

【0031】

なお、位相調整回路8及びC/N推定回路9は、クロック再生回路が非同期時は動作しない。クロック再生回路の同期・非同期の判断は、復調回路の制御系回路により行う。すなわち、位相調整回路8及びC/N推定回路9は、復調回路のクロック再生回路が、同期している場合にのみに動作する。クロック再生回路の同期／非同期情報は、DEMCCLKSYNCSIGNAL115より判断する。DEMCCLKSYNCSIGNAL115は、復調回路の制御系回路（図示しない）より供給される。

【0032】

CLKLPF6は、CLKPD5が出力した位相誤差信号112から高周波成分を取り除き、位相誤差積算信号113を出力する。

10

【0033】

発振器7は、位相誤差積算信号113の値に応じた周波数のクロックを、サンプリングクロック114として、A/D(Ich)3とA/D(Qch)4へそれぞれ供給する。

【0034】

次に、本実施形態の全体動作について説明する。

【0035】

まず、クロックの同期の確立は、通常、A/D(Ich)3、A/D(Qch)4、CLKPD5、CLKLPF6、発振器7で構成させるクロック再生回路で行われるが、本実施形態では、新たに位相調整回路8とC/N推定回路9を追加しており、以下にその説明を行う。

20

【0036】

発振器2と直交復調器1によって、入力された中間周波数信号IFIN101は、互いに直交する2つのベースバンド信号であるアナログ信号Ich103、Qch104に変換される。変換されたアナログ信号Ich103、Qch104は、A/D(Ich)3、A/D(Qch)4で、それぞれデジタル信号Ich105、Qch106に変換される。変換されたデジタル信号Ich105、Qch106は、CLKPD5において、例えば、図4に示すようなZero-Crossを検出する方式により、A/D(Ich)3とA/D(Qch)4でのサンプリング位相の最適点（アイの開口部）からのずれ、つまり、位相誤差を検出する。

【0037】

ここで、前述した図3の関連技術のクロック再生回路では、CLKPD5において、位相誤差を検出するためには、位相検出条件を満たす必要があるため、常時、位相誤差が検出できているとは限らない。そのために、CLKPD5では、IchとQchで位相検出条件を満たす方を常時選んで、位相誤差信号として出力していた。したがって、クロック再生回路では、A/D(Ich)3-CLKPD5-CLKLPF6-発振器7とA/D(Qch)4-CLKPD5-CLKLPF6-発振器7で構成される2つのPLLが存在していた。

30

【0038】

この場合、前述したように、直交復調器1からA/D(Ich)3までの距離と直交復調器1からA/D(Qch)4までの距離がほぼ同じならば、Ich、Qchのアイの開口部の位相がほぼ同じであるため、問題なくPLL回路として動作する。しかし、直交復調器1からA/D(Ich)3までの距離と直交復調器1からA/D(Qch)4までの距離が異なるような場合には、前述した図5(a)及び(b)に示す通り、Ich、Qchのアイの開口部がずれてしまう。このために、A/D(Ich)3、A/D(Qch)4において、それぞれの最適点でサンプリングすることができず、受信信号の劣化が生じてしまっていた。

40

【0039】

これに対し、本実施形態では、C/N推定回路9において、A/D(Ich)3とA/D(Qch)4のサンプリングポイントでのそれぞれのC/N推定値を求め、IchとQchのC/N推定値の比較を行い、C/N推定値の高い方の選択チャンネルをIch/Q

50

c h 選択信号 1 1 6 として出力する。CLK PD 5 では、C / N 推定回路 9 から入力された I c h / Q c h 選択信号 1 1 6 により、選択チャンネルの位相誤差信号を CLK PD 5 の位相誤差信号 1 1 2 として出力する。すなわち、A / D (I c h) 3、A / D (Q c h) 4 の出力信号の収束度を C / N 推定回路 9 で求めることにより、収束度の高い (C / N 推定値の高い) 方のチャンネルの位相誤差を CLK PD 5 の位相誤差信号として、出力とする。

【 0 0 4 0 】

これにより、CLK PD 5 は、I c h / Q c h 選択信号 1 1 6 により、C / N 推定値の高い方の選択チャンネルの位相誤差信号を CLK PD 5 の位相誤差信号 1 1 2 として出力し、これを基にして、クロック再生回路を動作させる。それにより、選択チャンネルにおいては、常時、アイが開くポイントでサンプリングさせるので、安定した品質の受信信号を得ることができる。

10

【 0 0 4 1 】

すなわち、図 3 に示す関連技術のクロック再生回路では、A / D (I c h) 3 - CLK PD 5 - CLK LPF 6 - 発振器 7 と、A / D (Q c h) 4 - CLK PD 5 - CLK LPF 6 - 発振器 7 で構成される 2 つの PLL が存在したものが、1 つになるため、クロック再生回路の制御が簡素化される。そして、I c h、Q c h でそれぞれ存在していた 2 つの PLL を 1 つに決めることで、選択チャンネルに関しては、アイが開くポイントで確実にサンプリングすることができる。

【 0 0 4 2 】

また、本実施形態では、位相調整回路 8 では、C / N 推定回路 9 により求められた C / N 推定値の低い方の非選択チャンネルの位相を、選択チャンネルの位相に合わせるように制御を行う。この場合、位相調整回路 8 では、CLK PD 5 により出力された I c h 位相情報 1 1 0 と Q c h 位相情報 1 1 1 を基にして、選択チャンネルのアイの開口部に合うように、非選択チャンネルの位相を調整する。これにより、非選択チャンネルでも、アイの開口部で確実にサンプリングすることができる。なお、位相調整回路 8 では、CLK PD 5 より入力された I c h、Q c h の位相誤差信号である I c h 位相情報 1 1 0、Q c h 位相情報 1 1 1、及び C / N 推定回路 9 より入力された I c h / Q c h 選択信号 1 1 6 を基にして、位相調整を行う。以下に位相調整の一例を示す。

20

【 0 0 4 3 】

位相調整回路 8 は、入力された I c h / Q c h 選択信号 1 1 6 により、I c h と Q c h のどちらが選択チャンネル、又は非選択チャンネルであるかを判断する。選択チャンネル及び非選択チャンネルの位相誤差は、それぞれある一定時間に平均化し、互いに位相比較することで、選択チャンネルに対して、非選択チャンネルの位相が進んでいるか、遅れているかを判断することができる。選択チャンネルに対して、非選択チャンネルの位相が進んでいる場合は遅らせ、遅れている場合は進ませることで、非選択チャンネルの位相を選択チャンネルに近づけることができる。

30

【 0 0 4 4 】

図 2 は、I c h と Q c h で電気長差がある場合の A / D (I c h) 3、A / D (Q c h) 4 の入力波形を示し、(a) は図 3 の関連技術と同様に位相調整回路 8 と C / N 推定回路 9 を有しない構成の場合、(b) は本実施形態の位相調整回路 8 と C / N 推定回路 9 を有する構成の場合にそれぞれ対応する。本実施形態では、クロック再生回路に、位相調整回路 8 と C / N 推定回路 9 を新たに追加することにより、図 2 (a) に示す関連技術の場合と比べ、図 2 (b) に示すように、I c h、Q c h とともに、アイが開いたポイントでのサンプリングが可能となり、受信信号の品質を向上させることができる。

40

【 0 0 4 5 】

従って、本実施形態によれば、直交復調器 1 から A / D (I c h) 3 までの距離と直交復調器 1 から A / D (Q c h) 4 までの距離が異なり、アイの開くポイントが I c h と Q c h で異なる場合においても、クロック再生回路に位相調整回路 8 と C / N 推定回路 9 を新たに追加することにより、I c h、Q c h をそれぞれ最適なポイント (アイが開いたポ

50

イント)でサンプリングすることが可能となる。その結果、直交復調器1からA/D3(Ich)までの距離と直交復調器1からA/D4(Qch)までの距離が異なる場合に生じていた受信信号の劣化を防ぐことができ、受信信号の品質を向上させることができる。

【0046】

なお、本発明における復調器の検波方式は、同期検波方式を想定しているが、準同期検波方式においても適用可能である。

【産業上の利用可能性】

【0047】

本発明は、直交変調方式を用いたデジタル無線通信システム、受信機、復調回路、及びクロック再生回路で利用可能である。

【図面の簡単な説明】

【0048】

【図1】本発明の実施形態に係るクロック再生回路の構成を示すブロック図である。

【図2】IchとQchで電気長差がある場合のA/D(Ich)、A/D(Qch)の入力波形を示す図で、(a)は位相調整回路とC/N推定回路を有しない構成の場合の入力波形を示す図、(b)は位相調整回路とC/N推定回路を有する構成の場合の入力波形を示す図である。

【図3】関連技術のクロック再生回路の構成を示すブロック図である。

【図4】Zero-Crossを検出する方法の一例を説明する図である。

【図5】IchとQchの間に電気長差がある場合のA/D(Ich)、A/D(Qch)の入力波形を示す図で、(a)はQchの位相がIchの位相よりも進んでいる場合の入力波形を示す図、(b)はQchの位相がIchの位相よりも遅れている場合の入力波形を示す図である。

【符号の説明】

【0049】

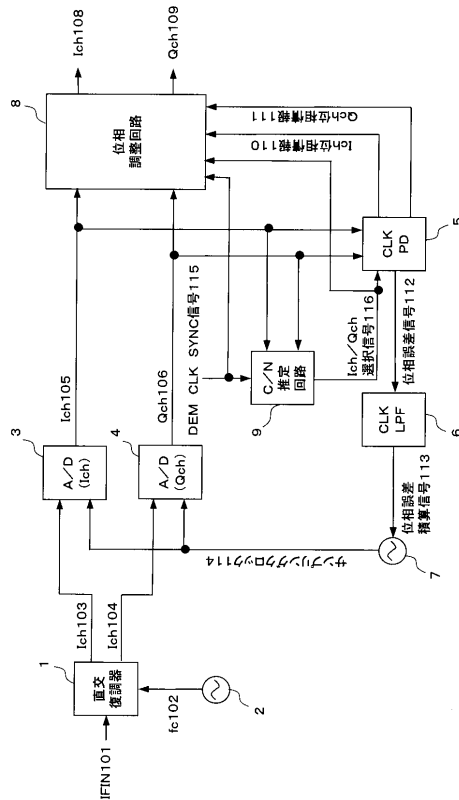
- 1 直交復調器
- 2 発振器
- 3 A/D(Ich)(Ich用アナログ/デジタル変換器)
- 4 A/D(Qch)(Qch用アナログ/デジタル変換器)
- 5 CLK PD(位相検出器)
- 6 CLK LPF(ローパスフィルタ)
- 7 発振器
- 8 位相調整回路
- 9 C/N推定回路

10

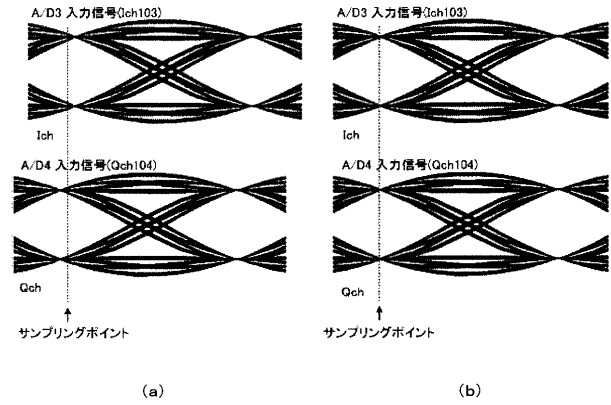
20

30

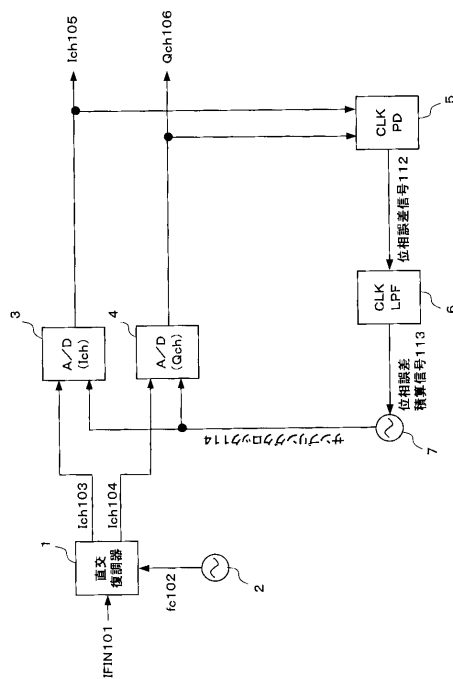
【図 1】



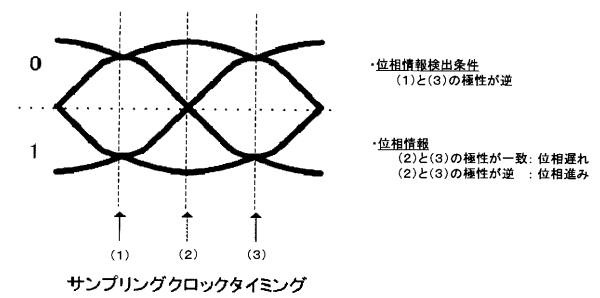
【図 2】



【図 3】



【図 4】



【図 5】

