

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4054560号
(P4054560)

(45) 発行日 平成20年2月27日(2008.2.27)

(24) 登録日 平成19年12月14日(2007.12.14)

(51) Int.Cl.

H03L 7/08 (2006.01)

F 1

H03L 7/08
H03L 7/08Z
M

請求項の数 12 (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願2001-321765 (P2001-321765)
 (22) 出願日 平成13年10月19日 (2001.10.19)
 (65) 公開番号 特開2002-198803 (P2002-198803A)
 (43) 公開日 平成14年7月12日 (2002.7.12)
 審査請求日 平成16年10月15日 (2004.10.15)
 (31) 優先権主張番号 692309
 (32) 優先日 平成12年10月20日 (2000.10.20)
 (33) 優先権主張国 米国(US)

(73) 特許権者 398038580
 ヒューレット・パッカード・カンパニー
 HEWLETT-PACKARD COMPANY
 アメリカ合衆国カリフォルニア州パロアルト ハノーバー・ストリート 3000
 (74) 代理人 100075513
 弁理士 後藤 政喜
 (74) 代理人 100084537
 弁理士 松田 嘉夫
 (72) 発明者 ミッシェル・シー・フィッシャー
 アメリカ合衆国カリフォルニア州パロアルト イースト・チャールストン・ロード
 763

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】スーパーヘテロダイン位相ロックループによるタイミング信号回復

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

書換可能光記憶装置と共に使用されるタイミング回路であって、
ウォブル成分を含む非正規化トラッキングエラー信号と基準入力とを受取って混合して前記非正規化トラッキングエラー信号をアップシフトした安定周波数信号を発生する第1のミクサ回路と、

該第1のミクサ回路に結合され、前記安定周波数信号を受け取ってフィルタリングされた信号を発生する該ウォブル成分の変調成分を含む帯域幅を有するバンドパスフィルタと、

固定周波数入力を供給する固定周波数回路と、

前記バンドパスフィルタに結合され、直交位相ミクサと少なくとも該直交位相ミクサに結合された電圧制御発振器と同位相ミクサとを具備する第2のミクサ回路と、

前記第2のミクサ回路に結合され、前記基準入力と前記固定周波数入力とを混合して前記基準入力と前記固定周波数入力とに基づいてデジタルウォブル信号を供給する、第3のミクサ回路と、

少なくとも前記デジタルウォブル信号を受け取ってタイミング信号を発生する出力回路と、を具備し、

前記直交位相ミクサと前記同位相ミクサとはそれぞれが前記固定周波数入力と前記フィルタリングされた信号とを受け取って混合し、前記直交位相ミクサは直交位相信号を発生しつつ前記同位相ミクサは同位相信号を発生するとともに、少なくとも前記直交位相信号

10

20

が前記電圧制御発振器を操作して前記第1のミクサ回路に前記基準入力を供給することとを特徴とする、タイミング回復回路。

【請求項2】

前記直交位相信号が、前記第1のミクサ回路に前記基準入力を供給するよう前記電圧制御発振器を操作することを特徴とする、請求項1に記載のタイミング回復回路。

【請求項3】

前記第2のミクサ回路は、

前記直交位相ミクサに結合された線形位相ローパスフィルタと、

該線形位相ローパスフィルタと前記電圧制御発振器とに結合されたループ制御回路と、
を更に備えることを特徴とする、請求項2に記載のタイミング回復回路。 10

【請求項4】

前記第2のミクサ回路は、

前記直交位相ミクサに結合された第1の線形位相ローパスフィルタと、

前記同位相ミクサに結合された第2の線形位相ローパスフィルタと、

前記第1、第2の線形位相ローパスフィルタに結合され、該第1、第2の線形位相ローパスフィルタをそれぞれ介して前記直交位相信号と前記同位相信号とを受取り出力を発生するコスタス復調器と、

該コスタス復調器に結合され前記出力を受け取るループ制御回路と、
を更に備え、

前記ループ制御回路は前記電圧制御発振器に結合され、前記電圧制御発振器が前記第1のミクサ回路に前記基準入力を供給するように操作することを特徴とする、請求項1に記載のタイミング回復回路。 20

【請求項5】

前記直交位相ミクサおよび同位相ミクサは、排他的OR(XOR)ゲートであることを特徴とする、請求項2あるいは請求項4に記載のタイミング回復回路。

【請求項6】

前記電圧制御発振器および前記固定周波数回路に結合され、前記基準入力と前記固定周波数入力と受け取って混合して中間タイミング回復信号を分周器段に供給する第4のミクサ回路と、

前記分周器段に結合され、前記デジタルウォブル信号を受け取って該分周器段の状態を制御する同期化回路と、
を更に具備し、

前記分周器段は4除算段であり、タイミング信号 $1/T$ を生成することを特徴とする、
請求項2に記載のタイミング回復回路。 30

【請求項7】

前記電圧制御発振器および前記固定周波数回路に結合され、前記デジタルウォブル信号を受け取ってタイミング信号 $1/T$ を供給するシンセサイザループを更に具備することを特徴とする、請求項4に記載のタイミング回復回路。

【請求項8】

前記固定周波数回路は、局部4除算段を備えることを特徴とする、請求項1に記載のタイミング回復回路。 40

【請求項9】

前記固定周波数回路は、M除算段を更に備えることを特徴とする、請求項8に記載のタイミング回復回路。

【請求項10】

前記局部4除算段の同位相出力は前記同位相ミクサに供給され、前記局部4除算段の直交位相出力は前記直交位相ミクサに供給されることを特徴とする、請求項8に記載のタイミング回復回路。

【請求項11】

書換可能光記憶装置からのタイミング信号を回復するためのタイミング信号回復方法で 50

あって、

　　ウォブル成分を含む非正規化トラッキングエラー信号を受取ること、

　　第1のミクサ回路への基準入力を発生すること、

　　前記第1のミクサ回路において、前記非正規化トラッキングエラー信号と前記基準入力を混合して前記非正規化トラッキングエラー信号をアップシフトして安定周波数信号を発生すること、

　　前記安定周波数信号をバンドパスフィルタに通してフィルタリングされた信号を発生すること、

　　前記フィルタリングされた信号を第2のミクサ回路に供給すること、

　　固定周波数入力を前記第2のミクサ回路に供給すること、

　　前記第2のミクサ回路において、

　　前記固定周波数入力と前記フィルタリングされた信号を同位相ミクサにより混合して同位相信号を発生すること、

　　前記固定周波数入力と前記フィルタリングされた信号を直交位相ミクサにより混合して直交相信号を発生すること、

　　少なくとも前記直交相信号により電圧制御発振器を操作すること、および、

　　前記電圧制御発振器の出力を使用して前記第1のミクサ回路への前記基準入力を発生すること、

　　前記固定周波数入力と前記基準入力を混合してデジタルウォブル信号を供給すること、

、

　　前記電圧制御発振器の出力と前記固定周波数入力を混合して中間タイミング回復信号を分周器段に供給すること、および

　　前記中間タイミング回復信号に応じて前記デジタルウォブル信号により制御された前記分周器段からタイミング信号を発生すること、

　　を具備することを特徴とする、タイミング回復方法。

【請求項12】

前記直交位相ミクサと前記同位相ミクサとは排他的OR(XOR)ゲートであることを特徴とする、請求項11に記載のタイミング回復方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本技術分野は、書換可能光記憶媒体であり、特に書換可能デジタルビデオディスクである。

【0002】

【従来の技術】

デジタルビデオディスク等の光記憶装置においてデータの記録および読出を行うためには、タイミング信号回復回路が必要である。光記憶装置は、パイロットトーンまたは基準信号を含む場合がある。かかる基準信号の一例は、光記録用ディスク上のグループ(溝)の経路のウォブル(wobble)である。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】

光データ記憶装置のトラッキングまたは他の光検出器から抽出される生ウォブル信号は、変調を伴う所望のタイミング基準信号に加えて、メインデータの記録および再生機能からの雑音および干渉と隣接するトラックからの雑音および干渉とを含む。光データ記憶装置が、一定の角速度の望ましいモードで動作している場合、回復されるべきタイミング基準信号の中心周波数範囲は広く、1オクターブより大きく、一般に2.5対1である。ジッタが最小であるタイミング基準信号を分離し、この信号によって搬送されるアドレスまたは他の情報を復調するために、位相ロック搬送波再生を伴うフィルタリングおよび同期検波は、最適な性能に近づくことができる。これら基準を満足することは、所望のフィルタの少なくとも1つの位相線形性にコスト上の制約をもたらす。

10

20

30

40

50

【0004】**【課題を解決するための手段】**

タイミング基準信号を回復する回路は、スーパーヘテロダイン位相ロックループを含む。回復回路は、帯域幅のパーセンテージが高い位相線形フィルタを不要にし、回復回路の一点に、通過すべき中心周波数が実質的に固定であるフィルタを配置することを可能にする。更に、このように構成された回復回路により、フィルタの帯域幅が、低くなり、かつタイミング回復信号の変調特性に一致するよう調整されることが可能になる。更に、これにより、リミッタおよび位相検出器により優れた信号対雑音比がもたらされ、位相ロックループの性能が向上する。

【0005】

10

実施の形態において、回復回路は、タイミング回路と共に使用される基準信号を供給する高周波数基準発振器を含む。基準信号は、M除算(divide by M)段に与えられる。ここで、Mはウォブルサイクル毎のデータビットの数に関連する。この実施の形態では、Mの値は固定である。このように除算された基準信号は、更に4除算(divide by 4)段に与えられ、スーパーヘテロダインミクサ回路で混合されるための同位相および直交位相信号をもたらす。第2のミクサの出力は、タイミング信号 $1/T$ を提供する。

【0006】

代替的な実施の形態では、より柔軟なトラッキングおよび制御を提供し、より低い周波数の局部(基準)発振器を使用する、タイミング回復回路は、2つのループ、すなわちループAおよびループBを含む。ループAは、ウォブル信号のスーパーヘテロダイントラッキングを実行し、再生されたウォブル信号をループBに出力する。ループBは、メインデータクロック周波数 $1/T$ および信号 $4/T$ を生成するシンセサイザループである。また、ループBは、回復したウォブル周波数信号 $1/M T$ も生成し、それはウォブルタイミング出力として使用されてよい。タイミング回復回路は、あいまいさを生成しそのため同期化を必要とする可能性のある分周器段を除去する。

20

【0007】

タイミング回復回路の更なる利点は、ループAおよびBがカスケード状であるが相互作用せず、それらの特性を独立して調整することができる、ということである。そして、タイミング回復回路の全転送機能は、ループAおよびBのカスケード結合となる。例えば、ループAは、必要なフィルタリングの大部分を達成するために、狭帯域幅を有するように設定されてよい。そして、ループBは、ロックの取得を容易にするために広帯域幅が与えられることができる。代替的に、ループAおよびBには、最適なフィルタリングに対してカスケードを使用するために同様の帯域幅が与えられてよい。ループAおよびBを独立して配置することにより、タイミング回復回路は、異なるMの値を有する光記憶装置と共に動作することができる。

30

【0008】

詳細な説明は以下の図面を参照する。

【0009】**【発明の実施の形態】**

デジタルビデオディスク等の光記憶装置においてデータの記録および読出を行う時、タイミング信号回復回路が使用される。光記憶装置は、その上のグループ(溝)の経路に、ウォブル等の基準信号を有している。回復回路は、スーパーヘテロダイン位相ロックループを含む。回復回路は、帯域幅のパーセンテージが大きい位相線形フィルタを不要とし、回復回路の一点に、通過すべき中心周波数が実質的に固定であるフィルタを配置することを可能にする。更に、このように構成される回復回路により、フィルタの帯域幅が、タイミング回復信号の変調特性に一致するようにより狭く調整されることが可能になる。更に、これにより、リミッタおよび位相検出器により優れた信号対雑音比がもたらされ、位相ロックループの性能が向上する。

40

【0010】

実施の形態において、光記憶装置は、一定の角速度で回転する。その結果、データレート

50

は、光記憶装置の半径に亘って変化する。一般的な光記憶装置では、データレートは、光記憶装置の内側半径から外側半径にかけて約2.5対1の範囲に亘って変化する。変化しているタイミング信号を回復するために、ビットレートが2.5対1の範囲に亘って変化している場合、回復回路において位相ロックループが使用される。回復回路によって要求されるフィルタリングおよび同期化は、フィルタリングおよび同期化が作用しなければならない周波数範囲を狭周波数範囲に制限することができる場合、より効率がよい。狭周波数範囲を可能するために、回復回路は、スーパーヘテロダイナループを含む。

【0011】

図1は、スーパーヘテロダイナループを含むタイミング信号回復回路100(以下、単に回復回路100とする)を示す。回復回路100は、ウォブル成分を含む、アナログ入力非正規化トラッキングエラー信号101(以下、ウォブル信号)から、タイミング信号1/T159を回復するために使用される。ウォブル信号101は、例示の目的で、0.8~2.0MHz(2.5対1の変化)で示されている。ウォブル信号101の周波数は、入力信号の所望の部分を表し、回復回路100は、0.8~2.0MHzの周波数帯域に限定される信号の処理には制限されない。

10

【0012】

ウォブル信号101は、回復回路100の他の成分と混合する周波数を除去する、アンチイメージローパスフィルタ(LPF)102に与えられる。そして、フィルタリングされたウォブル信号101は、ミクサ104に与えられる。ミクサ104は、例えば8.0~9.2MHzの間で変化する、局部信号143を混合する。ミクサ104は、和および差信号を生成することにより、雑音および変調成分のみが周波数変動をもたらす、本質的に周波数が一定であるアップシフトする10MHz信号105を生成する。そして、10MHz信号105は、約10MHzを中心とするバンドパスフィルタ106に与えられる。信号105は本質的に一定であるため、バンドパスフィルタ106は、非常に狭周波数範囲に亘って動作することにより、雑音を除去し所望の信号情報を通過させることができる。周波数範囲の正確な設定は、雑音、トラッキングおよび情報の条件に基づいて決定することができる。周波数の範囲が狭いほど、より多くの雑音が排除される。周波数の範囲が広いほど、回復回路100は容易にディスク速度の変動を追跡することができる。最終的に、周波数範囲は、変調がディスクアドレス情報を含むため、ウォブル信号101に加わる変調情報を通過させるために十分広くなければならない。

20

【0013】

フィルタリングされた信号105は、ハードリミッタ108に与えられる。ハードリミッタ108は、信号105から振幅変動を除去し、信号105をアナログ信号からデジタルウォブル信号109に変換する。デジタルウォブル信号109は、XORゲートと関連する論理回路110および120とに与えられる。XORゲート110および120は、アナログミクサと同様のミキシング機能を実行する。特に、XORゲート(ミクサ)110は、10MHz直交位相信号121を受取り、XORゲート(ミクサ)120は、10MHz同位相信号123を受取る。10MHz信号121および123は、デジタルウォブル信号109と「混合され(mixed)」、結果としての出力信号は、それぞれ線形位相LPF112および124に与えられる。同位相信号123は、ミクサ120においてデジタルウォブル信号109に含まれるあらゆる変調を復調する基準を提供する。このように、ウォブル信号101の位相が反転された場合、2相位相変調の場合と同様に、かかる位相反転をミクサ120の出力で検出することができ、ミクサ120の出力の極性が変化する。

30

【0014】

線形位相LPFフィルタ112および124は、ウォブル信号変調の波形を保存する。LPF112の出力は、トラッキングループエラー信号を含み、ループ制御回路114に与えられる。ループ制御回路114は、トラッキングループダイナミクスおよび帯域幅を制御し、出力エラー信号115を電圧制御発振器130に供給する。出力エラー信号115は、電圧制御発振器130において、電圧制御発振器130からの出力信号131の周波

40

50

数を操作する。

【0015】

出力信号 131 は、M 除算 (divide by M) 段 140 に与えられ、出力信号 131 の周波数は M で除算される。ここで、M は、ウォブルサイクル毎に M データビットあるように、ウォブルサイクルの長さとトラック上のデータビットの長さとの間の割合の測定値である。実施の形態では、M の値は特定の光記録装置に対して固定である。そして、除算された出力信号は、4 除算 (divide by 4) 段 142 に与えられ、出力信号の周波数が更に 4 で除算されることにより、局部信号 143 が生成される。そして、局部信号 143 は、ミクサ 104 に与えられる。このフィードバックにより、バンドパスフィルタ 106 に与えられる信号 105 が所望の 10 MHz に近いことが保証される。

10

【0016】

直交位相信号 121 および同位相信号 123 は、1280 MHz 出力信号 117 を提供する局部発振器 116 から生成される。信号 117 は、M 除算段 118 に与えられ、40 MHz 信号 119 が生成される。40 MHz 信号 119 は、4 除算段 122 に与えられ、直交位相信号 121 および同位相信号 123 が生成される。

【0017】

また、局部発振器 116 からの出力信号 117 は、ミクサ 132 にも与えられる。ミクサ 132 は、電圧制御発振器 130 からの出力信号として第 2 の入力を受取る。そして、ミクサ 132 は、出力信号をローパスフィルタ 134 に供給する。LPF 134 の出力信号は、バッファ / 増幅器 136 に与えられ、4/T 信号 137 が生成される。更に、4/T 信号 137 は、4 除算段 158 に供給され、所望のタイミング信号 1/T 159 が生成される。

20

【0018】

4 除算段 122 に戻ると、同位相信号 123 は、ミクサ 120 においてデジタルウォブル信号 109 と混合され、結果としての出力信号は、線形位相 LPF 124 に与えられ、生 I チャネル信号 125 が生成される。また、同位相信号 123 は、ミクサ 150 にも与えられる。ミクサ 150 への第 2 の入力は、8.0 MHz と 9.2 MHz との間の信号 143 である。ミクサ 150 は、和信号および差信号を生成する。ミクサ 150 の出力は、回復ウォブル信号 (アナログ) と呼ばれる。回復ウォブル信号は、ミクサ 150 から差周波数出力のみを選択するために、アンチイメージ LPF 152 に与えられる。そして、LPF 152 の出力は、ハードリミッタ 154 に与えられ、デジタル回復ウォブル信号 1/M 157 が生成される。また、回復ウォブル信号 1/M 157 は、同期化回路 156 にも与えられる。同期化回路 156 は、タイミング信号 159 を生成するために 4 除算回路 158 の同期化を制御する。パワーアップ状況では、4 除算段 158 が 4 つの異なる状態、すなわち、0-0、0-1、1-0 および 1-1 のうちの 1 つである可能性があるため、同期化制御が必要である。4 つの状態の 1 つだけが、回復ウォブル信号 1/M 157 に対する適当な位相関係を有することになる。同期化回路 156 は、回復ウォブル信号 1/M 157 を取り、4 除算段 158 の位相を回復ウォブル信号 1/M 157 の位相に対応させる。

30

【0019】

図 1 に示す回復回路 100 により、狭帯域幅位相線形バンドパスフィルタ 106 の使用が可能になる。バンドパスフィルタ 106 の帯域幅は、ウォブル信号の比較的狭い変調帯域幅をカバーするのみでよい。しかしながら、回復回路 100 は、高周波数局部 (基準) 発振器を必要とし、非正規化ウォブル信号に対して制限された最大入力周波数を有し、M の値が固定された光記憶装置を必要とする。

40

【0020】

図 2 は、より柔軟なトラッキングおよび制御を提供し、より低い周波数の局部 (基準) 発振器を使用する、回路 200 を示す。回路 200 は、2 つのループ、すなわちループ A およびループ B を含む。ループ A は、ウォブル信号 201 のスーパーヘテロダイントラッキングを実行し、再生されたウォブル信号 255 をループ B に出力する。ループ B は、メイン

50

データクロック周波数 1 / T 2 7 1 および信号 4 / T 2 6 7 を生成するシンセサイザループである。また、ループ B は、ウォブルタイミング出力として使用されてよい、回復ウォブル周波数信号 1 / M T 2 7 3 も生成する。回路 2 0 0 は、あいまいさをもたらしそれにより同期化を必要とする可能性のある分周器段を排除する。

【 0 0 2 1 】

回路 2 0 0 の更なる利点は、ループ A および B がカスケード状であるが相互作用せず、それらの特性を独立して調整することができる、ということである。そして、回路 2 0 0 の全転送機能は、ループ A および B のカスケード結合となる。例えば、ループ A には、必要なフィルタリングの大部分を達成するために狭帯域幅を与えてよい。そして、ループ B には、ロックの取得を容易にするために広帯域幅を与えることができる。代替的に、ループ A および B に対し、最適なフィルタリングに対してカスケードを使用するために所定の同様の帯域幅を与えてよい。ループ A および B が独立して配置されることにより、回路 2 0 0 は、異なる M の値を有する光記憶装置とともに動作することができる。10

【 0 0 2 2 】

回路 2 0 0 で受信される非正規化ウォブル信号 2 0 1 は、0 . 8 ~ 2 . 0 MHz から 3 . 2 ~ 8 . 0 MHz (2 . 5 対 1) まで変化する可能性がある。非正規化ウォブル信号 2 0 1 は、アンチイメージ LPF 2 0 2 に与えられる。LPF 2 0 2 は、図 1 に示す LPF 1 0 2 と同様に機能する。LPF 2 0 2 の出力は、ミクサ 2 0 4 に与えられる。また、ミクサ 2 0 4 は、10 . 8 ~ 12 . 0 MHz から 13 . 2 ~ 18 . 0 MHz までの信号 2 5 3 を受取る。ミクサは、2 つの信号を混合して、10 MHz のシフトされたアナログ出力信号 2 0 5 を生成する。10 MHz 信号 2 0 5 は、ベース信号とその変調成分を通過させるように選択された帯域幅を有するバンドパスフィルタ 2 0 6 に与えられる。このため、バンドパスフィルタ 2 0 6 は、比較的狭い帯域幅を有するように設計されてよく、有効なフィルタの実現が広帯域幅フィルタの場合よりもずっと容易になる。バンドパスフィルタ 2 0 6 のフィルタリングされた出力は、ハードリミッタ 2 0 8 に供給され、デジタル回復ウォブル信号 2 0 9 が提供される。20

【 0 0 2 3 】

ウォブル信号 2 0 9 は、直交位相ミクサ 2 1 0 と同位相ミクサ 2 2 0 とに供給される。図 2 に示すように、ミクサ 2 1 0 および 2 2 0 は、XOR ゲートおよび関連する論理回路として実現されてよい。また、ミクサ 2 1 0 および 2 2 0 は、バンドパスフィルタ 2 0 6 からの入力信号がアナログフォーマットで供給される場合、アナログ復調器として実現されてもよい。ミクサ 2 1 0 および 2 2 0 は、局部(基準)発振器 2 4 0 によって供給される基準信号を混合する。局部発振器は、4 除算段 2 2 2 に 40 MHz 信号 2 4 1 を供給する。4 除算段 2 2 2 は、10 MHz の直交位相信号 2 2 1 と 10 MHz の同位相信号 2 2 3 とを供給する。30

【 0 0 2 4 】

ミクサ 2 1 0 の出力は、線形位相 LPF 2 2 4 に供給される。ミクサ 2 1 0 の出力は、電圧制御発振器 2 3 0 を制御し電圧制御発振器 2 3 0 をトラッキングの目的で操作するために必要な情報を含む。線形位相 LPF 2 2 4 の出力は、コスタス復調器 2 2 6 に供給される。ミクサ 2 2 0 の出力は、線形位相 LPF 2 3 2 に供給され、線形位相 LPF 2 3 2 の出力は、ハードリミッタ 2 3 4 に供給され、コスタス復調器 2 2 6 に対するデジタル入力制御信号が供給される。コスタス復調器 2 2 6 に対するこの入力は、スイッチ 2 3 6 を通して供給される。また、スイッチ 2 3 6 は、コスタス復調器 2 2 6 に対するゲートパルス信号 2 3 7 を供給するように選択されてもよい。40

【 0 0 2 5 】

ループ A は、コスタス復調器モードに切替えられてよく、それは、ウォブル信号 2 0 1 に対する変調手段として 2 相位相変調が使用された場合に必要である。ループ A を 2 相位相変調タイプの変調を追跡するよう維持するために、デジタル化された生 I チャネル情報信号がコスタス復調器 2 2 6 に供給される。コスタス復調器 2 2 6 は、位相反転器として動作し、ループ制御 2 2 8 および電圧制御発振器 2 3 0 に供給される前の直行位相ミクサ 250

10からのエラー信号の位相を反転させる。2相位相変調が適用された場合にウォブル信号の位相が反転されたという事実は、このウォブル信号の反転による。反転後、ウォブル信号はループ制御228に与えられ、そこで電圧制御発振器230を操作するために使用される。そして、電圧制御発振器230は、局部発振器信号をミクサ204に供給する。

【0026】

ループAの出力は、シンセサイザループBにカスケードで供給される。特に、電圧制御発振器230の出力および同位相基準信号223は、ミクサ250において混合される。2つの周波数の差は、LPF252により回復ウォブル信号としてとられる。回復ウォブル信号は、入力ウォブル信号に現れていた振幅変動をまったく含まないが、コスタス復調器226によって追跡されLPF252を通過したものとまったく同じ周波数特性を有する。LPF252の出力は、ハードリミッタ254に供給され、デジタル信号255が生成される。シンセサイザループBは、1/Mト信号273、タイミング信号1/T271および4/T信号267を供給する。LPF258と、ループ制御260と、電圧制御発振器B262と、M除算および4除算段268および264と、をそれぞれ含むフィードバックループは、ループBの制御および操作を提供する。特に、ループBは、周波数1/Mトのウォブル信号201を追跡することにより、ミクサ256に存在するあらゆる位相誤差が、LPF258からループBのループ制御260に行くようになる。電圧制御発振器B262は、電圧制御発振器B262からの周波数が、4で除算されMで除算されると同位相入力信号255の周波数に一致するように、操作される。

【0027】

以下に本発明の実施態様の例を列挙する。

〔実施態様1〕 書換可能光記憶装置と共に使用されるタイミング回復回路(100)であって、

ウォブル成分を含む非正規化トラッキングエラー信号(101)を受取る第1のミクサ(104)と、

該第1のミクサに結合され、該ウォブル成分の変調成分を含む帯域幅を有するバンドパスフィルタ(106)と、

該バンドパスフィルタに結合され、前記第1のミクサ(104)に基準入力(143)を供給する第2のミクサ回路(110、120)と、

該第2のミクサ回路に固定周波数入力を供給する固定基準周波数回路(116、118)と、

を具備するタイミング回復回路。

〔実施態様2〕 前記第2のミクサ回路は、

直交位相ミクサ(110)と、

該直交位相ミクサの出力に結合された電圧制御発振器(130)と、

同位相ミクサ(120)と、

を備え、該同位相ミクサと前記直交位相ミクサとは、前記固定周波数基準入力を受取り、該直交位相ミクサは、前記第1のミクサに該基準入力を供給するよう前記電圧制御発振器を操作する実施態様1記載のタイミング回復回路。

〔実施態様3〕 前記第2のミクサ回路は、

前記直交位相ミクサに結合された線形位相ローパスフィルタ(112)と、

該線形位相ローパスフィルタと前記電圧制御発振器(130)とに結合されたループ制御(114)と、

を更に備える実施態様2記載のタイミング回復回路。

〔実施態様4〕 前記第2のミクサ回路は、

前記直交位相ミクサに結合された線形位相ローパスフィルタ(224)と、

該線形位相ローパスフィルタに結合され、前記同位相ミクサから出力を受取るコスタス復調器(226)と、

該コスタス復調器と前記電圧制御発振器とに結合されたループ制御(228)と、

を更に備える実施態様2記載のタイミング回復回路。

10

20

30

40

50

〔実施態様 5〕 前記直交位相ミクサ(110)および同位相ミクサ(120)は、排他的OR(XOR)ゲートである実施態様2記載のタイミング回復回路。

〔実施態様 6〕 前記電圧制御発振器(130)および前記固定周波数回路(116、118)に結合され、中間タイミング回復信号を供給する第2のミクサ(132)と、該第2のミクサの出力に結合された4除算(divide by 4)段(158)と、該4除算段に結合され、該4除算段の状態を制御する同期化回路(156)と、を更に具備し、該4除算段は、タイミング回復信号 $1/T$ (159)を生成する実施態様2記載のタイミング回復回路。

〔実施態様 7〕 前記電圧制御発振器および前記固定周波数回路に結合され、タイミング信号 $1/T$ (271)を供給するシンセサイザループ(B)を更に具備する実施態様2記載のタイミング回復回路。 10

〔実施態様 8〕 前記固定周波数回路は、局部4除算段(122)を備える実施態様1記載のタイミング回復回路。

〔実施態様 9〕 前記固定周波数回路は、M除算段(118)を更に備える実施態様8記載のタイミング回復回路。

〔実施態様 10〕 タイミング回復回路(200)であって、
ウォブル成分を含むトラッキングエラー信号(201)を受信し、変調成分を含む回復ウォブル信号を供給する第1のミクサ(204)と、
該第1のミクサ(204)への入力を生成するよう電圧制御発振器(230)を制御する
スーパーヘテロダイン位相ロックループ(A)と、
前記第1のミクサから出力を受取り、その帯域幅が、前記回復ウォブル信号と前記変調成分との周波数範囲を含むバンドパスフィルタ(206)と、
タイミング信号 $1/T$ (271)を生成するタイミング信号回路(B)と、
を具備するタイミング回復回路。 20

【図面の簡単な説明】

【図1】タイミング回復回路の実施の形態の図である。

【図2】タイミング回復回路の他の実施の形態の図である。

【符号の説明】

100、200…タイミング信号回復回路

101、201…アナログ入力非正規化トラッキングエラー信号(ウォブル信号) 30

104、204…ミクサ

106、206…バンドパスフィルタ

110、120…XORゲート(ミクサ)

114…ループ制御回路

116…局部発振器

112…線形位相LPFフィルタ

118…M除算段

122…4除算段

130、230…電圧制御発振器

132…ミクサ

143…局部信号

156…同期化回路

158…4除算段

159…タイミング信号 $1/T$

224…線形位相LPF

226…コスタス復調器

228…ループ制御

271…メインデータクロック周波数 $1/T$

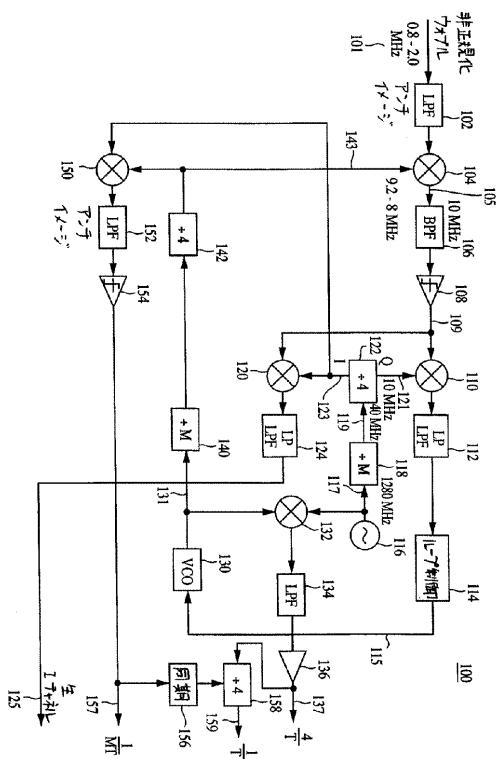
10

20

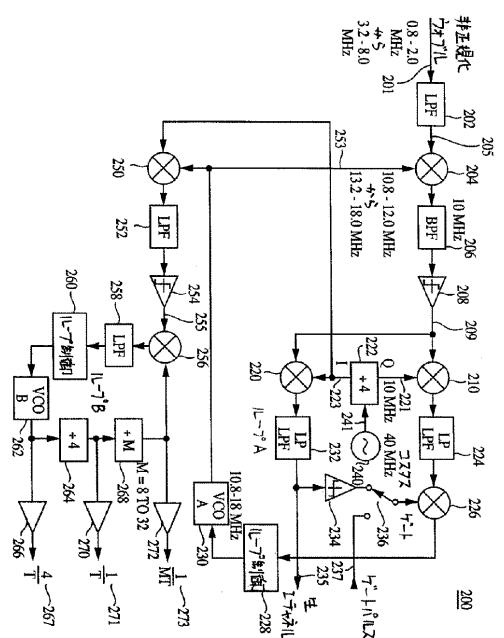
30

40

【図1】



【図2】



フロントページの続き

審査官 井上 弘亘

(56)参考文献 特開平01-208942 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03L 7/06-7/23