

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3773686号
(P3773686)

(45) 発行日 平成18年5月10日(2006.5.10)

(24) 登録日 平成18年2月24日(2006.2.24)

(51) Int. Cl.

F I

G 0 5 B 13/02 (2006.01)

G O 5 B 13/02

C

G 1 1 B 7/09 (2006.01)

G 1 1 B 7/09

A

G 1 1 B 21/10 (2006.01)

G 1 1 B 21/10

L

H O 2 P 29/00 (2006.01)

H O 2 P 5/00

X

請求項の数 7 (全 27 頁)

(21) 出願番号 特願平11-39050

(22) 出願日 平成11年2月17日(1999.2.17)

(65) 公開番号 特開2000-235403(P2000-235403A)

(43) 公開日 平成12年8月29日(2000.8.29)

審査請求日 平成16年4月27日(2004.4.27)

(73) 特許権者 000005016

パイオニア株式会社

東京都目黒区目黒1丁目4番1号

(74) 代理人 100083839

弁理士 石川 泰男

(72) 発明者 立石 潔

埼玉県鶴ヶ島市富士見6丁目1番1号 パイオニア株式会社総合研究所内

審査官 佐々木 一浩

(56) 参考文献 特開平09-265304(JP, A)

特公昭52-011393(JP, B1)

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 サーボ制御装置及びサーボ制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

二次の項、一次の項及び零次の項を少なくとも含む特性方程式により定義される制御対象に対して外部から印加される外乱を推定し外乱推定値を生成する外乱推定手段を備え、前記外乱推定値に基づいて前記外乱を補償しつつ前記制御対象をフィードバック制御するサーボ制御装置において、

前記外乱推定手段は、第1の積分手段と、第2の積分手段と、前記外乱推定値を算出する算出手段と、を備え、

前記算出手段が、前記第2の積分手段の出力および前記フィードバック制御系における制御偏差に基づいて前記外乱推定値を算出するとともに、

前記第1の積分手段が、前記制御対象をフィードバック制御する制御手段から出力される操作量と前記算出された外乱推定値に基づいて積分演算を行い、かつ

前記第2の積分手段が、前記第1の積分手段および前記算出された外乱推定値に基づいて積分演算を行い、

前記各積分手段は、少なくとも前記制御対象の固有振動周波数以上の周波数帯域において2次の項のみを含む特性方程式により定義される前記制御対象を示す内部モデルを実現させる演算処理と、二次以上のローパスフィルタ特性を有するロバストフィルタ処理を行う演算処理と、の両処理にそれぞれ用いられることを特徴とするサーボ制御装置。

【請求項2】

請求項1に記載のサーボ制御装置において、

10

20

前記外乱推定手段は、前記各積分手段および前記算出手段に入力される各信号に対して予め定められた利得を調整する複数の利得調整手段を更に有し、

前記各利得調整手段は、前記各積分手段とともに前記内部モデルを実現させる演算処理と、前記ロバストフィルタ処理を行う演算処理と、の両処理にそれぞれ用いられることを特徴とするサーボ制御装置。

【請求項 3】

請求項 1 または 2 に記載のサーボ制御装置において、

前記各積分手段が不完全積分型の積分手段であることを特徴とするサーボ制御装置。

【請求項 4】

請求項 1 から 3 のいずれか一項に記載のサーボ制御装置において、

前記外乱推定手段は、デジタル的に前記外乱推定値を推定すると共に、

当該外乱推定手段は、前記フィードバック制御系における現サンプルタイミングにおいてデジタル化された前記制御偏差と、前記第 2 の積分手段から出力される一サンプルタイミング前の信号と、に基づいて現サンプルタイミングの前記外乱推定値を推定することを特徴とするサーボ制御装置。

【請求項 5】

請求項 1 から 4 のいずれか一項に記載のサーボ制御装置において、

前記制御対象は、光ディスクに対する情報の記録再生時におけるトラッキングサーボ制御を行うトラッキングサーボ制御手段又は当該記録再生時におけるフォーカスサーボ制御を行うフォーカスサーボ制御手段のうち少なくともいずれか一方であることを特徴とするサーボ制御装置。

【請求項 6】

二次の項、一次の項及び零次の項を少なくとも含む特性方程式により定義される制御対象に対して外部から印加される外乱を推定し外乱推定値を生成する外乱推定工程を備え、前記外乱推定値に基づいて前記外乱を補償しつつ前記制御対象をフィードバック制御するサーボ制御方法において、

前記外乱推定工程においては、

第 1 の積分工程および第 2 の積分工程を用いて前記外乱推定値を生成し、

(i) 前記第 2 の積分工程における算出結果と、前記フィードバック制御系における制御偏差と、に基づき前記外乱推定値を算出する工程と、(ii) 前記制御対象をフィードバック制御する制御工程における操作量と、前記算出された外乱推定値と、に基づく前記第 1 の積分工程と、(iii) 前記第 1 の積分工程における算出結果と、前記算出された外乱推定値と、に基づく前記第 2 の積分工程と、を実行し、

前記第 1 の積分工程及び前記第 2 の積分工程を用いることによって、少なくとも前記制御対象の固有振動周波数以上の周波数帯域において 2 次の項のみを含む特性方程式により定義される前記制御対象を示す内部モデルを実現させる演算工程と、二次以上のローパスフィルタ特性を有するロバストフィルタ処理を行う演算処理工程と、を並列的にそれぞれの処理を行うことを特徴とするサーボ制御方法。

【請求項 7】

請求項 6 に記載のサーボ制御方法において、

前記各積分工程においては、それぞれ不完全積分処理にて実行されることを特徴とするサーボ制御方法。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は、二次の項、一次の項及び零次の項を少なくとも含む特性方程式により定義される制御対象をフィードバック制御により制御するサーボ制御装置の技術分野に属し、より詳細には、当該制御対象に印加されることが予測される外乱を推定し、当該推定された外乱を補償しつつフィードバック制御を行うサーボ制御装置の技術分野に属する。

【 0 0 0 2 】

10

20

30

40

50

【従来の技術】

近年、制御対象をフィードバック制御する際に、当該制御対象に印加されることが予測される外乱を予め推定し、当該推定された外乱を加味した操作量を当該制御対象に印加することにより当該外乱を補償しつつ制御対象をフィードバック制御することについての研究が盛んに行われている。

【0003】

そして、当該外乱を予測するのに好適な方法として近年注目されているのが、いわゆるオブザーバと称される状態観測器である。

【0004】

ここで、当該オブザーバについてその原理等を説明する。

10

【0005】

オブザーバは、実際に検出することができない状態（この場合は、外乱が印加された制御対象の状態）を、測定可能な状態から推定するものであり、上述したオブザーバを用いて外乱を推定し補償するフィードバック制御においては、制御対象に印加されることが予測される外乱をオブザーバにより推定し、当該外乱を抑圧するべく当該推定した外乱量に基づいて補正すべき操作量を演算し、その結果を上記フィードバック制御系における操作量に加算しこれを補償するものである。

【0006】

次に、オブザーバにおける外乱推定のための処理について、図12を用いて具体的に説明する。なお、図12は、CD（Compact Disk）プレーヤ等のいわゆる光ディスク再生装置に含まれているフォーカスアクチュエータを制御対象とするフォーカスサーボ制御系に対してオブザーバを適用した場合における当該フォーカスサーボ制御系内に形成されるフィードバックサーボループを示すブロック線図である。

20

【0007】

ここで、上記フォーカスアクチュエータとは、光ディスク上に記録されている情報を再生するための光ビームの焦点位置と当該光ディスク内の情報記録面の位置とを一致させるべく、当該光ビームを集光するための対物レンズを当該情報記録面に垂直な方向に駆動するためのアクチュエータである。

【0008】

また、当該制御対象としてのフォーカスアクチュエータ（以下、従来の技術の欄において単にアクチュエータと称する。）は、板バネ等の弾性体により当該対物レンズを支持する構成となっており、このような制御対象を示す特性方程式は、一般に、二次の項、一次の項及び零次の項を少なくとも含んでいるもので、場合によっては三次以上の項をも含むものである。なお、当該制御対象を以下、バネマス系の制御対象と称する。

30

【0009】

今、図12において、制御対象 $U(s)$ をアクチュエータとし、制御量 y をアクチュエータにより移動される対物レンズの光ディスクに垂直な方向の位置とする。

【0010】

そして、当該アクチュエータの上記特性方程式（伝達関数）を2次遅れ系として示すと、

【0011】

40

【数1】

$$U(s) = A \times w a^2 / (s^2 + 2 \times k a \times w a \times s + w a^2) \quad \dots \quad (1)$$

となる。ここで、 A はアクチュエータのゲイン（m/Ampere）であり、 $k a$ はアクチュエータの粘性制動係数であり、 $w a$ はアクチュエータの固有振動周波数（rad/sec）である。

【0012】

次に、当該アクチュエータにおけるフォーカスエラー信号出力ための変換感度（すなわち、上記光ディスク再生装置内のフォトディテクタの感度及びエラー生成増幅器の増幅率により決定される変換感度）を位置検出感度 K_e （Volt/m）として考えると、

【0013】

【数2】

50

$$\text{ref} - y \times K_e = e_r \quad \dots \quad (2)$$

と考えることができる。ここで、refは対物レンズが位置すべき目標値であり、erは上記フィードバック制御系における制御偏差である。そして、図12に示すように、上記式(2)によって得られた制御偏差erは、オブザーバの一方の入力端子へ入力される。

【0014】

一方、図12において、操作量(電圧値)uとアクチュエータを駆動するための駆動電流iとの関係は、

【0015】

【数3】

$$i = K_{dr} \times u \quad \dots \quad (3)$$

となる。ここで、Kdr(Ampere/Volt)は上記駆動電流iを生成するドライバ(操作量uにより制御される)の電圧/電流変換感度である。そして、この駆動電流iは、下記式(4)に示すように電流/電圧変換感度がKiv(Volt/Ampere)である電流/電圧コンバータによって入力電圧vに変換され、オブザーバの他方の入力端子へ入力される。

【0016】

【数4】

$$v = K_{iv} \times i \quad \dots \quad (4)$$

ここで、上記電流/電圧変換感度Kivは、駆動電流iをオブザーバにフィードバックする上での変換感度に相当するものであり、これはいわゆるリターン抵抗に相当するものである。

【0017】

次に、説明を単純化するために、アクチュエータに印加される可能性のある外乱をその位置に対する外乱のみと考える。そして、図12に示すように、その外乱量をdとすると、

【0018】

【数5】

$$i \times U(s) + d = y \quad \dots \quad (5)$$

となる。ここで、上記式(2)において、目標値refをゼロ(ref=0)とすると、

【0019】

【数6】

$$y \times K_e = -e_r$$

となるので、上記式(4)より、

【0020】

【数7】

$$i = v / K_{iv}$$

だから、これらにより上記式(5)内のi及びyを消去すると、

【0021】

【数8】

$$(v / K_{iv}) \times U(s) + d = -e_r / K_e$$

となる。この式を整理すると、外乱量dは、駆動電流iに対応してオブザーバに入力される入力電圧vと制御偏差erとを用いて以下の式(6)に示すように表すことができる。

【0022】

【数9】

$$d = -e_r / K_e - (v / K_{iv}) \times U(s) \quad \dots \quad (6)$$

ここで、オブザーバの内部をモデル的に示すパラメータを規定値として表すものとし、実際の制御要素と区別するため表示上添え字nを添付して表す。すなわち、上記位置検出感度Keは位置検出感度規定値Kenとして表し、電圧/電流変換感度Kdrは電圧/電流変換感度規定値Kdrnとして表し、電流/電圧変換感度Kivは電流/電圧変換感度規定値Kivnとして表し、制御対象U(s)は制御対象規定値(当該制御対象に対応する規定値を一般にオブザーバの内部モデルと称することもある。)Un(s)として表す。

【0023】

10

20

30

40

50

なお、規定値とは、具体的には、例えば光ディスク再生装置内で当該光ディスクを回転させるスピンドルモータのトルク定格値であり、当該光ディスク再生装置の性能表示等に表示されている値を指す。予め当該記載がないときは実験等により同定するか、又は理論計算から算出する必要がある。このとき、当該同定が正確でない場合や経年変化或いは温度変化等により当該規定値と実際の制御要素とは必ずしも等しくはならないものである。

【0024】

上記式(6)より、各規定値を用いて外乱 d の推定量である推定外乱量 d_{obs} は、

【0025】

【数10】

$$d_{obs} = -e_r / K_{en} - (v / K_{ivn}) \times U_n(s) \quad \dots \quad (7)$$

10

となり、これにより、実際の外乱 d を検出することなくオブザーバを用いて入力電圧 v と制御偏差 e_r とから推定外乱量 d_{obs} を推定算出できることが判る。

【0026】

なお、図12においては、当該算出された推定外乱量 d_{obs} に操作量 u から制御量 y までの逆伝達特性($1 / \{K_{drn} \times U_n(s)\}$)を乗じ、更にロバストフィルタ $R(s)$ により補正量 h に変換し、制御偏差 e_r を位相補償器 $C(s)$ により位相補償した量に対して当該補正量 h を加算することにより操作量 u を生成して外乱 d を抑圧する構成となっている。

【0027】

ところで、上述したようなフォーカスアクチュエータを含む光ディスク再生装置等をいわゆる民生用に構成する場合には、当該オブザーバとしてもなるべく簡易に構成し、その結果として生産コストを下げて価格を低減させることが望まれる。

20

【0028】

より具体的には、例えば、いわゆるDSP(Digital Signal Processor)を用いてオブザーバを構成する場合には、その語長については32ビットのものよりも16ビットのものを用いる方が、或いは、その処理形式については浮動小数点型のものよりも固定小数点型のものを用いる方が当該民生用としては好ましい。

【0029】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、当該簡易な構成のオブザーバにより上記バネマス系の制御対象に対応する内部モデルを用いて外乱を推定しようとする、当該内部モデルを定義する特性方程式が上述したように二次の項、一次の項及び零次の項を少なくとも含んでいることに起因してその処理に大幅な時間を必要とし、応答周波数の高いアクチュエータが必要な光ディスク装置においては、外乱推定の処理がアクチュエータとしての処理に追従できず効果的な外乱抑制ができない場合があるという問題点があった。

30

【0030】

また、上記バネマス系の制御対象に対応する内部モデルをそのまま用いて簡易な構成のオブザーバにより外乱を推定しようとする、当該オブザーバ自体の処理能力が低いことに起因して、誤差を多く含む推定結果しか当該オブザーバから出力されず、この場合も結果として正確性を欠いた外乱抑制しかできない場合があるという問題点もあった。

40

【0031】

そこで、本発明は、上記の各問題点に鑑みて為されたもので、その課題は、簡易な構成を有するオブザーバを用いて安価且つ簡便にサーボ制御系を構成し、当該サーボ制御系を用いて外乱を抑圧しつつ制御対象をフィードバック制御する場合でも、正確且つ迅速に外乱を推定して正確に制御対象をサーボ制御することが可能なサーボ制御装置及びサーボ制御方法を提供することにある。

【0032】

【課題を解決するための手段】

上記の課題を解決するために、請求項1に記載の発明は、二次の項、一次の項及び零次の項を少なくとも含む特性方程式により定義される制御対象に対して外部から印加される

50

外乱を推定し外乱推定値を生成する外乱推定手段を備え、前記外乱推定値に基づいて前記外乱を補償しつつ前記制御対象をフィードバック制御するサーボ制御装置において、

前記外乱推定手段は、前記算出手段が、前記第2の積分手段の出力および前記フィードバック制御系における制御偏差に基づいて前記外乱推定値を算出するとともに、前記第1の積分手段が、前記制御対象をフィードバック制御する制御手段から出力される操作量と前記算出された外乱推定値に基づいて積分演算を行い、かつ、前記第2の積分手段が、前記第1の積分手段および前記算出された外乱推定値に基づいて積分演算を行い、前記各積分手段は、少なくとも前記制御対象の固有振動周波数以上の周波数帯域において2次の項のみを含む特性方程式により定義される前記制御対象を示す内部モデルを実現させる演算処理と、二次以上のローパスフィルタ特性を有するロバストフィルタ処理を行う演算処理と、の両処理にそれぞれ用いられるように構成される。

10

【0033】

よって、少なくとも制御対象の固有振動周波数以上の周波数帯域において2次の項のみを含む特性方程式により定義される演算の簡単な内部モデルを実現させつつ、二次以上のローパスフィルタ特性を有するロバストフィルタ処理を行うことにより、外乱を推定するので、二次の項以外の項を含む特性方程式により定義される内部モデルを使用する場合に比して正確且つ迅速に外乱を推定することができるとともに、フィードバック制御系において当該内部モデルの不完全性や推定ノイズ等が存在する場合においても、より正確に外乱を推定することができる。

【0034】

20

上記の課題を解決するために、請求項2に記載の発明は、請求項1に記載のサーボ制御装置において、前記外乱推定手段は、前記各積分手段および前記算出手段に入力される各信号に対して予め定められた利得を調整する複数の利得調整手段を更に有し、前記各利得調整手段は、前記各積分手段とともに前記内部モデルを実現させる演算処理と、前記ロバストフィルタ処理を行う演算処理と、の両処理にそれぞれ用いられるように構成される。

【0035】

よって、二次の項以外の項を含む特性方程式により定義される内部モデルを使用する場合に比して正確且つ迅速に外乱を推定することができるとともに、フィードバック制御系において当該内部モデルの不完全性や推定ノイズ等が存在する場合においても、より正確に外乱を推定することができる。

30

【0036】

上記の課題を解決するために、請求項3に記載の発明は、請求項1又は2に記載のサーボ制御装置において、前記各積分手段が不完全積分型の積分手段であるように構成される。

【0037】

よって、積分手段として不完全積分型の積分手段を用いるので、完全積分型の積分手段を用いる場合に比してフィードバック制御系の過渡特性を更に向上させることができ、より制御性能を向上させることが可能となる。

【0038】

40

上記の課題を解決するために、請求項4に記載の発明は、請求項1から3のいずれか一項に記載のサーボ制御装置において、前記外乱推定手段は、デジタル的に前記外乱推定値を推定すると共に、当該外乱推定手段は、前記フィードバック制御系における現サンプルタイミングにおいてデジタル化された前記制御偏差と、前記第2の積分手段から出力される一サンプルタイミング前の信号と、に基づいて現サンプルタイミングの前記外乱推定値を推定するように構成される。

【0039】

よって、より正確に外乱を推定することができる。

【0040】

上記の課題を解決するために、請求項5に記載の発明は、請求項1から4のいずれか一項

50

に記載のサーボ制御装置において、前記制御対象は、光ディスクに対する情報の記録再生時におけるトラッキングサーボ制御を行うトラッキングサーボ制御手段又は当該記録再生時におけるフォーカスサーボ制御を行うフォーカスサーボ制御手段のうち少なくともいずれか一方であるように構成される。

【0041】

よって、簡易且つ安価な構成でより正確に外乱を抑圧しつつ高精度でトラッキングサーボ制御又はフォーカスサーボ制御におけるフィードバック制御を行うことができる。

【0042】

上記の課題を解決するために、請求項6に記載の発明は、二次の項、一次の項及び零次の項を少なくとも含む特性方程式により定義される制御対象に対して外部から印加される外乱を推定し外乱推定値を生成する外乱推定工程を備え、前記外乱推定値に基づいて前記外乱を補償しつつ前記制御対象をフィードバック制御するサーボ制御方法において、前記外乱推定工程においては、第1の積分工程および第2の積分工程を用いて前記外乱推定値を生成しており、(i)前記第2の積分工程における算出結果と、前記フィードバック制御系における制御偏差と、に基づく前記外乱推定値の算出工程と、(ii)前記制御対象をフィードバック制御する制御工程における操作量と、前記算出された外乱推定値と、に基づく前記第1の積分工程と、(iii)前記第1の積分工程における算出結果と、前記算出された外乱推定値と、に基づく前記第2の積分演算を実行し、前記第1の積分工程及び前記第2の積分工程を用いることによって、少なくとも前記制御対象の固有振動周波数以上の周波数帯域において2次の項のみを含む特性方程式により定義される前記制御対象を示す内部モデルを実現させる演算工程と、二次以上のローパスフィルタ特性を有するロバストフィルタ処理を行う演算処理工程と、を並列的にそれぞれの処理を行うように構成される。

【0043】

よって、少なくとも制御対象の固有振動周波数以上の周波数帯域において2次の項のみを含む特性方程式により定義される演算の簡単な内部モデルを実現させつつ、二次以上のローパスフィルタ特性を有するロバストフィルタ処理を行うことにより、外乱を推定するので、二次の項以外の項を含む特性方程式により定義される内部モデルを使用する場合に比して正確且つ迅速に外乱を推定することができるとともに、フィードバック制御系において当該内部モデルの不完全性や推定ノイズ等が存在する場合においても、より正確に外乱を推定することができる。

【0044】

上記の課題を解決するために、請求項7に記載の発明は、請求項6に記載のサーボ制御方法において、前記各積分工程においては、それぞれ不完全積分処理にて実行されるように構成される。

【0045】

よって、演算工程において不完全積分型の積分を行うので、完全積分型の積分を行う場合に比してフィードバック制御系の過渡特性を更に向上させることができ、より制御性能を向上させることが可能となる。

【0046】

【発明の実施の形態】

次に、本発明に好適な実施形態について、図面に基づいて説明する。

【0047】

なお、以下に説明する各実施形態は、上述したオブザーバを含むフィードバック制御系により当該光ビームに対するフォーカスサーボ制御及びトラッキングサーボ制御を行いつつ光ディスク上に記録されている情報を再生する情報再生装置に対して本発明を適用した場合の実施形態である。

(I) 本発明の原理

始めに、具体的な実施形態を説明する前に、本発明の原理について、図1乃至図3を用いて説明する。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 8 】

なお、図 1 はバネマス系の制御対象及び本発明に係る慣性系の制御対象の夫々について、それらの伝達特性（利得の周波数特性（図 1（a））及び位相の周波数特性（図 1（b）））を示したグラフ図であり、図 2 は制御対象及びオブザーバの内部モデルを共に慣性系とした場合の、フィードバック制御系における当該制御対象に印加されることが予測される外乱から制御偏差までの間の伝達特性（利得の周波数特性（図 2（a））及び位相の周波数特性（図 2（b）））を示したグラフ図であり、図 3 は制御対象をバネマス系としオブザーバの内部モデルを慣性系の内部モデルとした場合の、フィードバック制御系における当該制御対象に印加されることが予測される外乱から制御偏差までの間の伝達特性（利得の周波数特性（図 3（a））及び位相の周波数特性（図 3（b）））を示したグラフ図である。

10

【 0 0 4 9 】

ここで、慣性系とは、その特性方程式が二次の項のみを含んで定義される系をいう。

【 0 0 5 0 】

バネマス系の制御対象（後述する各実施形態においては、フォーカスアクチュエータ又はトラッキングアクチュエータ（以下、これらを纏めてアクチュエータと称する。））の伝達特性は、一般には、二次遅れ系に近似して定義される。すなわち、バネマス系の制御対象に対応する伝達関数は以下の式ようになる。

【 0 0 5 1 】

【 数 1 1 】

$$U(s) = A \times wa^2 / (s^2 + 2 \times k \times wa \times s + wa^2) \quad \dots \quad (8)$$

となる。ここで、A は例えばアクチュエータのゲイン（m / Ampere）であり、k は例えばアクチュエータの粘性制動係数であり、wa は例えばアクチュエータの固有振動周波数（rad/sec）である。

20

【 0 0 5 2 】

一方、慣性系の制御対象の伝達特性を示す伝達関数は、一般には、二次の項のみを用いて以下のように定義される。

【 0 0 5 3 】

【 数 1 2 】

$$U(s) = A \times wa^2 / s^2 \quad \dots \quad (9)$$

次に、上記式（8）及び（9）により示されるバネマス系の制御対象及び慣性系の制御対象夫々の伝達特性について検討する。

30

【 0 0 5 4 】

図 1 に示すように、アクチュエータの固有振動周波数waよりも高い周波数帯域において、バネマス系の制御対象の伝達特性と慣性系の制御対象の伝達特性とは良く一致していることが判る。これにより、当該固有振動周波数waよりも高い周波数帯域においては、バネマス系の制御対象U（s）に印加される可能性のある外乱を慣性系の内部モデルを有するオブザーバにより推定することができることとなる。

【 0 0 5 5 】

更に、当該バネマス系の制御対象に対して印加される外乱が加速度外乱のみであると仮定し、その外乱disaから制御偏差erまでの伝達特性について検討する。

40

【 0 0 5 6 】

なお、当該伝達特性はオブザーバによる外乱抑圧特性を示すものであり、図 2（a）及び図 3（a）において 0 dB 未満の各グラフ上の点から 0 dB 線までの距離が外乱抑圧量を示しており、この距離が長いほど外乱抑圧特性が優れていると言える。

【 0 0 5 7 】

図 2（a）及び図 3（a）を相互に比較すると、アクチュエータの固有振動周波数waより低い周波数帯域では両者に差があり、制御対象とオブザーバ内の制御対象の内部モデルが完全に一致している場合（図 2 の場合）の方が固有振動周波数waの近傍より低い周波数帯域では抑圧特性が優れていることが判る。

50

【 0 0 5 8 】

しかしながら、固有振動周波数 ω_a の近傍より高い周波数帯域では図 2 と図 3 との間でほとんど差がない。

【 0 0 5 9 】

ここで、光（又は光磁気）ディスクのフォーカスサーボ制御又はトラッキングサーボ制御における外乱の主成分は、当該光ディスクの回転に起因する加速度外乱であり、上記固有振動周波数 ω_a より高い周波数成分を多く含んでいることが判っている。

【 0 0 6 0 】

他方、固有振動周波数 ω_a より低い周波数成分の外乱はフィードバック制御におけるループ内に通常含まれている位相補償器によりサーボ制御動作に影響の無い程度まで抑圧すること
10
ことが可能であり、問題とならない場合が多い。これに対して、固有振動周波数 ω_a より高い周波数成分の外乱は上記位相補償器では十分に抑圧することができず、実際の製品化に当たっても問題となる場合が多い。

【 0 0 6 1 】

以上の事実より、オブザーバ内の内部モデルを単純化して慣性系の内部モデルを用いることによりバネマス系の制御対象との間でそれらの特性方程式が一致しなくなったとしても、アクチュエータの固有振動周波数 ω_a より高い周波数成分の外乱抑圧特性を向上させることが可能となるのである。

【 0 0 6 2 】

そこで、本発明では、バネマス系の制御対象であるアクチュエータに対する外乱をオブザーバを用いて推定しこれを抑圧しつつ各アクチュエータをフィードバック制御する場合に
20
、当該オブザーバにおける外乱推定のための内部モデルとして慣性系の内部モデルを用いて当該推定処理を簡略化することにより、オブザーバとして語長の短いものや固定小数点型のものを用いても、正確且つ迅速に外乱を推定することができるようにしている。

（Ⅱ）第 1 実施形態

次に、本発明に係る第 1 実施形態について、図 4 及び図 5 を用いて説明する。ここで、以下に説明する第 1 実施形態は、上記情報再生装置におけるピックアップ内のフォーカスサーボ制御を行うピックアップ制御部における処理に対して本発明を適用した場合の実施形態である。

【 0 0 6 3 】

始めに、第 1 実施形態に係る情報再生装置の構成について、図 4 を用いて説明する。なお、図 4 は第 1 実施形態に係る情報再生装置の概要構成を示すブロック図である。
30

【 0 0 6 4 】

図 4 に示すように、第 1 実施形態の情報再生装置 S は、ピックアップ 1 と、ピックアップ制御部 P C と、スピンドルモータ 1 0 と、スピンドル制御部 S C と、により構成されている。

【 0 0 6 5 】

また、ピックアップ制御部 P C は、フォーカスエラー検出器 2 と、減算器 3 と、目標値発生器 4 と、アナログ演算器群 5 と、ドライブ回路 8 と、I - V（電流 - 電圧）変換器 9 と、により構成されている。
40

【 0 0 6 6 】

このとき、アナログ演算器群 5 内には、位相補償器 5 a 及び外乱推定手段としてのオブザーバ 5 b が含まれているが、当該位相補償器 5 a 及びオブザーバ 5 b は、当該アナログ演算器 5 に含まれる複数の演算増幅器及び抵抗並びにコンデンサ等が相互に動作することにより当該アナログ演算器群 5 の機能として実現されるものである。このとき、当該オブザーバ 5 b 及び位相補償器 5 a を夫々独立した回路として実現してもよい。

【 0 0 6 7 】

なお、図 4 は、情報再生装置 S のうち本発明に係るサーボ制御に関する部分のみを記載したものであり、実際の情報再生装置 S 内には、図 4 に示す各部材の他に、ピックアップ 1 からの検出信号に基づいて光ディスク D K 上に記録されている情報を再生する再生処理部
50

や、情報再生装置 S の動作状態を表示する表示部或いは情報再生装置 S に実行させる処理を入力する操作部等が含まれている。

【0068】

一方、ピックアップ 1 内には、図示しない対物レンズを光ディスク DK の情報記録面に垂直な方向に移動させて実際にフォーカスサーボ制御を行うアクチュエータ 1 a が含まれている。

【0069】

次に、概要動作を説明する。

【0070】

まず、ピックアップ 1 は、上記トラッキングサーボ制御及び後述する駆動信号 S_i に基づくフォーカスサーボ制御を行いつつ光ディスク DK における情報記録面に対して光ビーム B を照射し、その反射光を図示しないフォトディテクタ等により受光して検出信号 S_{pp} を生成し、フォーカスエラー検出器 2 へ出力する。このとき、当該アクチュエータ 1 a が後述するブロック線図における制御対象（バネマス系の制御対象） $U(s)$ に相当する。

10

【0071】

次に、フォーカスエラー検出器 2 は、検出信号 S_{pp} に基づいて当該光ビーム B の焦点位置と上記情報記録面の位置との当該情報記録面に垂直な方向のずれを示すフォーカスエラー信号 S_{fe} を生成し、減算器 3 の一方の端子に出力する。このとき、当該フォーカスエラー検出器 2 におけるエラー信号検出感度（すなわち、対物レンズの位置が単位距離だけ移動したときに変化するフォーカスエラー検出器 2 の出力電圧値）が後述するブロック線図における位置検出感度 K_e (Volt/m) に相当する。

20

【0072】

また、フォーカスエラー検出器 2 におけるフォーカスエラー検出方法としては、例えば、いわゆる SSD (Spot Size Detection) 法又は非点収差法等が用いられる。

【0073】

これと並行して、目標値発生器 4 は、対物レンズが位置すべき位置（すなわち、光ビーム B の集光位置が当該情報記録面上となるために対物レンズが位置すべき情報記録面に垂直な方向の位置）を示す目標値信号 S_{ref} を生成して出力する。このとき、当該目標値信号 S_{ref} が後述するブロック線図における目標値 ref に相当する。

【0074】

30

そして、減算器 3 は、目標値信号 S_{ref} の値からフォーカスエラー信号 S_{fe} の値を減算して得られる光ビーム B の集光位置に関する位置偏差（この位置偏差が後述するブロック線図における制御偏差 e_r に相当する。）を示す偏差信号 S_{er} を生成し、アナログ演算器群 5 へ出力する。

【0075】

次に、アナログ演算器群 5 は、偏差信号 S_{er} 及び後述する駆動電圧信号 S_{iv} に基づいた後述する位相補償器 5 a 及びオブザーバ 5 b の動作により、ドライブ回路 8 を駆動するための操作信号 S_u を生成してドライブ回路 8 に出力する。このとき、当該アナログ演算器群 5 は、ラプラス演算子 (s) に基づくその伝達特性に従って上記位相補償器 5 a 及びオブザーバ 5 b としての機能を発揮する。

40

【0076】

そして、ドライブ回路 8 は、電圧信号である操作信号 S_u を増幅すると共にその電圧値に対応する電流値を有する駆動信号 S_i （この駆動信号 S_i が後述するブロック線図における駆動電流 i となる。）を生成し、アクチュエータ 1 a に出力してこれを駆動して対物レンズを移動させると共に、I-V 変換器 9 へ出力する。このとき、当該ドライブ回路 8 の変換感度（すなわち、操作信号 S_u における単位電圧に対応する駆動信号 S_i の電流値）が後述するブロック線図におけるドライブ回路 18 の変換感度 K_{dr} (Ampere/Volt) となる。

【0077】

更に、I-V 変換器 9 は、駆動信号 S_i の電流値を電圧値に変換し、上記駆動電圧信号 S_{iv} としてアナログ演算器群 5 へ出力する。このとき、当該 I-V 変換器 9 の変換感度（す

50

なわち、駆動信号 S_i における単位電流に対応する駆動電圧信号 S_{iv} の電圧値) が後述するブロック線図における $I - V$ 変換器 9 の変換感度 K_{iv} (Volt / Ampere) となる。

【0078】

次に、上述した構成を有するピックアップ制御部 PC 及びアクチュエータ 1a を含む制御系における本発明に係るフィードバック制御について、図 5 を用いて説明する。

【0079】

なお、図 5 はオブザーバを示す内部ブロック線図を含むと共にピックアップ制御部 PC 及びアクチュエータ 1a を含む制御系におけるフィードバック制御の全体を示すブロック線図である。また、図 5 において、図 12 に示す従来のフィードバック制御系における各制御要素と同一の制御要素については、同一の符号を用いて細部の説明は省略する。

10

【0080】

まず、第 1 実施形態においては、制御対象 $U(s)$ はアクチュエータ 1a であるので、制御量 y は当該アクチュエータ 1a により移動される対物レンズの情報記録面に垂直な方向の位置となる。

【0081】

今、当該アクチュエータ 1a の伝達関数は上記式 (8) のように 2 次遅れ系として近似できる。

【0082】

一方、上記フォーカスエラー検出器 2 におけるフォーカスエラー信号検出感度としての位置検出感度を上述したように K_e (Volt/m) とすると、

20

【0083】

【数 13】

$$ref - y \times K_e = er \quad \dots (10)$$

となる。ここで、 er は上述したように制御偏差であり ref は目標値である。そして、上記 (10) 式により得られた制御偏差 er は、オブザーバ 5b の一方の入力端子に入力される。

【0084】

他方、操作量 u と駆動電流 i の関係は、ドライブ回路 8 における電圧電流変換感度を K_{dr} (Ampere/Volt) とすると、

【0085】

30

【数 14】

$$i = K_{dr} \times u \quad \dots (11)$$

となる。そして、この駆動電流 i は、電流 / 電圧変換感度が K_{iv} (Volt/Ampere) である $I - V$ 変換器 9 によって入力電圧 v に対応する駆動電圧信号 S_{iv} に変換され、オブザーバ 5b の他方の入力端子へ入力される。すなわち、

【0086】

【数 15】

$$v = K_{iv} \times i \quad \dots (12)$$

ここで、第 1 実施形態のオブザーバの具体例としては、図 5 にブロック線図で示すように、 k_1 乃至 k_5 の係数を夫々発生する係数器と、積分手段としての第 1 及び第 2 の二つの積分器と、三つの加減算器と、により構成されるものが用いられており、上記制御偏差 er 及び上記入力電圧 v を入力とすることにより外乱を推定し、上記操作量 u に加算することにより当該操作量 u を補正するための補正量 h を生成する。

40

【0087】

より具体的には、まず、入力電圧 v に対して係数 k_4 を乗じたものから、第 2 積分器から出力される推定位置 y_n に係数 k_3 を乗じたものと制御偏差 er とを加算したものに係数 k_1 を乗じたものが減算され、その減算結果が第 1 積分器に入力される。

【0088】

次に、第 1 積分器の出力から、第 2 積分器から出力される推定位置 y_n に係数 k_3 を乗じたものと制御偏差 er とを加算したものに係数 k_2 を乗じたものが減算され、その減算結果が

50

第 2 積分器に入力される。

【 0 0 8 9 】

そして、第 2 積分器の出力である上記推定位置 y_n に係数 k_3 を乗じたものが上記制御偏差 e_r との加算に供される。

【 0 0 9 0 】

その後、上記推定位置 y_n に係数 k_3 を乗じたものと制御偏差 e_r との加算結果に係数 k_5 を加算したものが、加速度外乱 $disa$ を補償するオブザーバ 5 b の出力である補正量 h として位相補償器の出力信号に加算される。

【 0 0 9 1 】

次に、アクチュエータ 1 a (制御対象 $U(s)$) に加速度性外乱 $disa$ が加わったと仮定すると、制御量 y は、 10

【 0 0 9 2 】

【 数 1 6 】

$$y = (i + disa) \times U(s) \quad \dots \quad (13)$$

となる。

【 0 0 9 3 】

次に、各積分器を示す伝達特性を共に $1/s$ とし、図 5 に示す第 2 積分器の出力をアクチュエータ 1 a の推定位置 y_n (このとき、当該推定位置 y_n 内に上記加速度外乱 $disa$ が含まれていることとなる。) として、本発明のオブザーバ 5 b の動作を実現するための上記各係数 k_1 乃至 k_5 の値について検討する。 20

【 0 0 9 4 】

今、図 5 のブロック線図で示されるオブザーバ 5 b において、

【 0 0 9 5 】

【 数 1 7 】

$$(e_r + y_n \times k_3) \times k_5 = h \quad \dots \quad (14)$$

$$[\{ K_{iv} \times i \times k_4 - (e_r + y_n \times k_3) \times k_1 \} \times (1/s) - (e_r + y_n \times k_3) \times k_2] \times (1/s) = y_n \quad \dots \quad (15)$$

である。ここで、上記式 (1 1) 及び (1 3) より、

【 0 0 9 6 】

【 数 1 8 】

$$y = (K_{dr} \times u + disa) \times U(s) \quad \dots \quad (13a)$$

更に、目標値 ref を「 0 」とすると、上記式 (1 0) より、

$$-y \times K_e = e_r \quad \dots \quad (10a)$$

この式を上記式 (1 4) に代入すると、

【 0 0 9 7 】

【 数 1 9 】

$$(-y \times K_e + y_n \times k_3) \times k_5 = h$$

この式を変形して、

【 0 0 9 8 】

【 数 2 0 】

$$y_n \times k_3 = h / k_5 + y \times K_e \quad \dots \quad (14a)$$

そして、この式と上記式 (1 0 a) を共に式 (1 5) に代入すると、

【 0 0 9 9 】

【 数 2 1 】

$$[\{ K_{iv} \times i \times k_4 - (-y \times K_e + h / k_5 + y \times K_e) \times k_1 \} \times (1/s) - (-y \times K_e + h / k_5 + y \times K_e) \times k_2] \times (1/s) = (h / k_5 + y \times K_e) / k_3$$

上式の両辺を s^2 倍して整理すると、

【 0 1 0 0 】

【 数 2 2 】

$$K_{iv} \times i \times k_4 - (h / k_5) \times k_1 - (h / k_5) \times k_2 \times s = (h / k_5 + y \times K_e) \times s^2 \quad 50$$

/ k_3

この式と上記式 (11) を用いて i を消去し整理すると、

【0101】

【数23】

$$K_{iv} \times k_4 \times K_{dr} \times u = (h / k_5 + y \times K_e) \times s^2 / k_3 + (h / k_5) \times k_2 \times s + (h / k_5) \times k_1 \dots (15a)$$

ここで、仮に位相補償器 $C(s)$ のループをオフとし、補正量 h のみを用いて外乱 $disa$ を抑圧する場合を考え、位相補償器 $C(s)$ の出力 e を零とすると、

【0102】

【数24】

$$e = e_r \times C(s) \dots (16)$$

であるので、

【0103】

【数25】

$$u = e + h \dots (17)$$

この式 (17) より、 $e = 0$ のときは $u = h$ となるので、上記式 (15a) を $1/u$ 倍すると、

【0104】

【数26】

$$K_{iv} \times k_4 \times K_{dr} = \{ 1 / (k_3 \times k_5) + (K_e / k_3) \times y / u \} \times s^2 + (k_2 / k_5) \times s + (k_1 / k_5) \dots (15b)$$

この式と上記式 (13a) により y を消去して整理すると、

【0105】

【数27】

$$\begin{aligned} K_{iv} \times k_4 \times K_{dr} &= s^2 / (k_3 \times k_5) + (K_e / k_3) \times K_{dr} + disa / u \times \\ &\quad U(s) \times s^2 + (k_2 / k_5) \times s + (k_1 / k_5) \\ K_{dr} \times (K_{iv} \times k_4 - U(s) \times s^2 \times K_e / k_3) - (K_e / k_3) \times (disa / u \\ &\quad) \times U(s) \times s^2 = (s^2 / k_3 + k_2 \times s + k_1) / k_5 \dots (15c) \end{aligned}$$

ここで、式 (15c) の左辺において、制御対象 $U(s)$ を示すオブザーバ 5b 内の内部モデル $U_n(s)$ をバネマス系から慣性系に変更して近似すると、

【0106】

【数28】

$$U_n(s) = A \times wa^2 / s^2 \dots (9a)$$

とし、式 (15c) において $U(s) = U_n(s)$ として $U(s)$ を消去すると、

【0107】

【数29】

$$K_{dr} \times (K_{iv} \times k_4 - A \times wa^2 \times K_e / k_3) - (K_e / k_3) \times (disa / u) \times A \times wa^2 = (s^2 / k_3 + k_2 \times s + k_1) / k_5 \dots (15d)$$

更に、式 (15d) の左辺第1項において、

【0108】

【数30】

$$K_{iv} \times k_4 - A \times wa^2 \times K_e / k_3 = 0 \dots (18)$$

$$k_4 = 1 / K_{iv} \dots (19)$$

とすると、

【0109】

【数31】

$$k_3 = A \times wa^2 \times K_e \dots (20)$$

となり、結局、上記式 (15d) は

10

20

30

40

50

【 0 1 1 0 】

【 数 3 2 】

$$- (K_e / k_3) \times (disa / u) \times A \times wa^2 = (s^2 / k_3 + k_2 \times s + k_1) / k_5$$

となる。ゆえに、

【 0 1 1 1 】

【 数 3 3 】

$$- u / disa = (k_5 \times K_e \times A \times wa^2 / k_3) / (s^2 / k_3 + k_2 \times s + k_1)$$

となり、この式と上記式 (2 0) より、

【 0 1 1 2 】

【 数 3 4 】

$$- u / disa = k_5 / (s^2 / k_3 + k_2 \times s + k_1) \quad \dots \quad (2 1)$$

となる。ここで、この式 (2 1) は、加速度外乱disaから、操作量 u (換言すると、e = 0 としたときの補正量 h) までの伝達特性を示しており、その右辺から当該伝達特性が 2 次のローパスフィルタ特性であることが判る。

【 0 1 1 3 】

一方、上記式 (1 3 a) より、制御量 y が加速度外乱disaの影響を受けないようにするためには、

【 0 1 1 4 】

【 数 3 5 】

$$K_{dr} \times u + disa = 0 \quad \dots \quad (2 2)$$

が成立すればよく、その場合には加速度外乱disaは完全に抑圧されることとなる。すなわち、加速度外乱disaを完全に抑圧するためには、上記式 (2 2) より、

【 0 1 1 5 】

【 数 3 6 】

$$- u / disa = 1 / K_{dr} \quad \dots \quad (2 2 a)$$

が成立すればよい。

【 0 1 1 6 】

しかしながら、実際のオブザーバ 5 b においては、制御対象のモデル化の不完全性や観測ノイズ等により、上記式 (2 2 a) を完全に成立させることは不可能である。

【 0 1 1 7 】

そこで、上記式 (2 1) に伝達特性を示すローパスフィルタであるいわゆるロバストフィルタ R (s) (オブザーバ 5 b における推定の帯域を示している。) を用いて近似的に上記式 (2 2 a) を成立させる。

【 0 1 1 8 】

今、当該ロバストフィルタ R (s) の伝達特性を、

【 0 1 1 9 】

【 数 3 7 】

$$R (s) = w_r^2 / (S^2 + 2 \times k_r \times w_r \times S + w_r^2) \quad \dots \quad (2 3)$$

とする。このとき、k_r はロバストフィルタのダンピングファクタであり、w_r はそのカットオフ周波数 (rad / sec) である。これにより、ロバストフィルタを用いて上記式 (2 2 a) を近似すると、

【 0 1 2 0 】

【 数 3 8 】

$$- u / disa = (1 / K_{dr}) \times R (s) \quad \dots \quad (2 2 b)$$

となる。この式 (2 2 b) と式 (2 1) から、

【 0 1 2 1 】

【 数 3 9 】

$$k_5 \times k_3 / (s^2 + k_2 \times k_3 \times s + k_1 \times k_3) = (1 / K_{dr}) \times R (s) \quad \dots \quad (2 4)$$

そして、上記式 (2 3) と式 (2 4) より、

【 0 1 2 2 】

10

20

30

40

50

【数 4 0】

$$k_1 \times k_3 = w r^2 \dots (25)$$

$$k_2 \times k_3 = 2 \times k r \times w r \dots (26)$$

$$k_3 \times k_5 = 1 / K d r \dots (27)$$

よって、式 (18) を用いて、式 (25) 乃至 (27) の k_3 を消去すると、

【0 1 2 3】

【数 4 1】

$$k_1 = w r^2 / (A \times w a^2 \times K e) \dots (28)$$

$$k_2 = 2 \times k r \times w r / (A \times w a^2 \times K e) \dots (29)$$

$$k_5 = 1 / (K d r \times A \times w a^2 \times K e) \dots (30)$$

10

従って、これまでの検討を纏めると、制御対象 $U(s)$ を示すオブザーバ 5 b 内の内部モデルを、当該制御対象に忠実なバネマス系から慣性系に近似し、二次のローパスフィルタ特性を持つロバストフィルタ $R(s)$ を導入し、更に係数 k_1 乃至 k_5 の値を夫々上記式 (28)、(29)、(19)、(20) 及び (30) に示すような値とすることにより、特にその固有振動周波数 wa より高い周波数範囲内で、簡易な構成でバネマス系の制御対象であるアクチュエータ 1 a に混入する加速度外乱 d_{isa} を正確に推定可能なオブザーバ 5 b を実現することが可能となる。

【0 1 2 4】

そして、この後はオブザーバ 5 b から生成された補正量 h を操作量 u に加算して上記操作信号 Su を生成し、これによりドライブ回路 8 を駆動して上記駆動信号 Si を生成し、アク

20

【0 1 2 5】

これにより、通常のフィードバック制御のみによりアクチュエータ 1 a を制御する場合と比較して加速度外乱が抑圧され、精度等の制御性能を向上させることが可能となるのである。

【0 1 2 6】

なお、上記位相補償器 $C(s)$ の具体例としては、例えば、その補償制御としていわゆる P I D 制御を用いるとすると、

【0 1 2 7】

【数 4 2】

$$C(s) = K p + K i / s + K d \times s$$

30

となる。ここで、 $K p$ は比例項であり、 $K i$ は積分項であり、 $K d$ は微分項である。このとき、アクチュエータ 1 a の固有振動周波数 wa より低い周波数成分の外乱は位相補償器 5 a によりサーボ制御動作に影響の無い程度まで抑圧されることとなる。

【0 1 2 8】

以上説明したように、第 1 実施形態のオブザーバ 5 b の動作によれば、バネマス系の制御対象における固有振動周波数 wa 以上の周波数帯域において慣性系の内部モデルを用いて加速度外乱 d_{isa} を推定するので、簡易な構成のオブザーバ 5 b を用いる場合に、二次の項以外の項をも含む特性方程式により定義される内部モデルを使用する場合に比して正確且つ迅速に外乱を推定することができる。

40

【0 1 2 9】

また、二次のローパスフィルタ特性を有するロバストフィルタを用いて加速度外乱 d_{isa} を推定するので、フィードバック制御系において当該内部モデルの不完全制や推定ノイズ等が存在する場合においても、より正確に外乱を推定することができる。

【0 1 3 0】

更に、制御対象がフォーカスサーボ制御のためのアクチュエータ 1 a であるので、簡易且つ安価な構成でより正確に外乱を抑圧しつつ高精度でフォーカスサーボ制御におけるフィードバック制御を行うことができる。

【0 1 3 1】

更にまた、本発明の構成によれば、制御対象が二次遅れ系であることに起因する微分器

50

の使用を回避することができ、当該微分器の存在に起因するオブザーバ 5 b への入力信号の高 S / N (Signal/Noise) 比化 (具体的には、クロックノイズ、電源ノイズ又は情報再生装置 S 内の他の部材からの干渉等の対策を十分施してからオブザーバ 5 b へ入力させること) を行う必要がなく、当該ノイズ対策に必要なコストを削減でき、この点でも製品化に対して有利なように構成を簡略化できることとなる。

【0132】

なお、上述の第 1 実施形態の如くパネマス系の制御対象に印加される可能性のある外乱を慣性系の内部モデルを有するオブザーバ 5 b で推定して抑圧する構成によれば、図 3 (a) に示すように、アクチュエータ 1 a の固有振動周波数 ω_a より低い周波数帯域における外乱も有効に抑圧できることが実験により判明している。

10

【0133】

また、上述の第 1 実施形態においては、ピックアップ 1 内の対物レンズに対するフォーカスサーボ制御に対して本発明を適用した場合について説明したが、これ以外に、当該対物レンズに対するトラッキングサーボ制御 (具体的には、D P D (Differential Phase Detection) 法や 3 ビーム法等を用いたトラッキングサーボ制御) に対して本発明を適用することも、上述した構成と同様にすることで可能となることは言うまでもない。

(III) 第 2 実施形態

次に、本発明に係る他の実施形態である第 2 実施形態について、図 6 乃至図 8 を用いて説明する。

【0134】

20

なお、図 6 は第 2 実施形態のオブザーバを示す内部ブロック線図を含むと共にピックアップ制御部 P C 及びアクチュエータ 1 a を含む制御系におけるフィードバック制御の全体を示すブロック線図であり、図 7 は本実施形態に係る積分器の具体的な構成を示すブロック線図であり、アナログ演算による構成を図 7 (a) に、デジタル演算による構成を図 7 (b) に夫々示す。また、図 8 は完全積分型の積分器の具体的な構成を示すブロック線図であり、アナログ演算による構成を図 8 (a) に、デジタル演算による構成を図 8 (b) に夫々示す。更に、図 6 において、図 5 に示す第 1 実施形態のフィードバック制御系における各制御要素と同一の制御要素については、同一の符号を用いて細部の説明は省略する。

【0135】

上述の第 1 実施形態においては、オブザーバ 5 b 内の各積分器を示す伝達関数を単純に $1/s$ とした場合について説明したが、第 2 実施形態では、オブザーバに含まれる各積分器の具体例として、当該各積分器のうち少なくとも一方を不完全積分型の積分器により構成している。

30

【0136】

なお、図 6 に示すブロック線図は、各積分器の具体的な構成を示している点以外は図 5 に示すブロック線図と全く同一であり、第 2 実施形態のオブザーバとしてもその構成及び動作は第 1 実施形態のオブザーバ 5 b と全く同様であるので、以下の説明では、積分器としての構成及び動作のみ説明し、その他の説明は省略する。

【0137】

第 2 実施形態のオブザーバにおける各積分器は、上述のように不完全積分型とされているが、より具体的には、アナログ演算により構成する場合には図 7 (a) に示すように夫々に演算増幅器 1 1 とコンデンサ 1 2 と二つの抵抗 1 3 及び 1 4 により構成される。一方、夫々の積分器をデジタル演算により構成する場合のブロック線図は図 7 (b) に示すものとなる。そして、夫々の場合の伝達関数 $K(z)$ (アナログ演算の場合) 又は $K(s)$ (デジタル演算の場合) は、

40

【0138】

【数 4 3】

$$K(z) = T / (1 - K_p \times z^{-1})$$

$$K(s) = 1 / (1 + T1 (又は T2) \times s)$$

となる。ここで、T はサンプリング周期であり、 K_p は各積分器内の乗算器の係数であり

50

、 z^{-1} は具体的には、

【0139】

【数44】

$$z^{-1} = \exp(-T \times s)$$

により示される演算（すなわち、上記サンプリング周期において一サンプルタイミング分遅延させる演算）を示している。

【0140】

次に、第2実施形態の如くオブザーバ内の積分器として不完全積分型の積分器を用いる利点について説明する。

【0141】

一般に、図6に示すようなフィードバックサーボループをオープン状態からクローズ状態に引き込む際には、制御偏差 e_r 及び操作量 u は定常状態と比較してレベルの大きな信号となり、そのレベルの大きな各信号がオブザーバに入力されることとなる。この時、当該オブザーバ内の積分器に完全積分型を用いると、特に低周波数領域において当該完全積分型の積分器に用いられている演算増幅器が飽和してしまうこととなる。

【0142】

ここで、当該完全積分型の積分器としては、具体的には、アナログ演算により構成する場合には図8(a)に示すように夫々演算増幅器15とコンデンサ16と抵抗17により構成される。一方、夫々の積分器をディジタル演算により構成する場合のブロック線図は図8(b)に示すものとなる。そして、夫々の場合の伝達関数 $K'(z)$ （アナログ演算の場合）又は $K'(s)$ （ディジタル演算の場合）は、

【0143】

【数45】

$$K'(z) = T / (1 - z^{-1})$$

$$K'(s) = 1 / (T1(又はT2) \times s)$$

となるものが考えられる。

【0144】

一方、近年、特に電池駆動の製品において、電源の単電源化や低電圧化に対する要求があり、これにより演算増幅器の出力信号におけるダイナミックレンジを確保するのが困難になってきており、この場合も演算増幅器の飽和を避けることが重要な課題となっている。

【0145】

そこで、第2実施形態として示した如く、オブザーバ内の積分器に不完全積分型を用いることで低周波数領域における利得を制限することにより、当該演算増幅器の飽和を避けることが可能となる。

【0146】

他方、当該演算増幅器が飽和すると、一般に正確な補正量 h が得られなくなるという問題点があり、外乱抑圧特性が劣化するばかりでなく、最悪の場合、オブザーバにより生成される不正確な補正量 h に起因してフォーカスサーボ制御そのものがその機能を停止してしまう場合もあり得る。

【0147】

この問題点を回避するために、フォーカスサーボが安定した後にオブザーバからの補正量 h を加算する方法も考えられる。しかしながら、フォーカスサーボの引き込みのときこそ、外乱を抑圧して速やかにサーボ制御系を安定化させるべきであり、このときにオブザーバによる外乱抑圧性能を発揮させるべきである。よって、この矛盾する課題を共に解決するには、オブザーバ内の積分器に不完全積分型の積分器を用いて演算増幅器の飽和を避けることが必要となるのである。

【0148】

以上説明したように、第2実施形態のオブザーバの動作によれば、第1実施形態のオブザーバ5bの効果に加えて、オブザーバ内の内部モデルを構成する二つの積分器として少なくとも一つの不完全積分型の積分器を用いるので、完全積分型の積分器を用いる場合に比

10

20

30

40

50

してフィードバック制御系の過渡特性を更に向上させることができる。

(IV) 第3実施形態

次に、本発明に係る他の実施形態である第3実施形態について、図9乃至図11を用いて説明する。

【0149】

上述した第1及び第2実施形態においては、オブザーバを含むアナログ演算器群をアナログ的に動作させる場合について説明したが、第3実施形態では、上記アナログ演算器群に代えてデジタル的に処理を行うDSP (Digital Signal Processor) を用いてオブザーバとしての処理を行わせる。

【0150】

まず、第3実施形態に係るピックアップ制御部の構成について、図9を用いて説明する。

【0151】

なお、図9は第3実施形態に係るピックアップ制御部の概要構成を示すブロック図である。

【0152】

図9に示すように、第3実施形態の情報再生装置におけるピックアップ制御部PC'は、上記第1又は第2実施形態のピックアップ制御部PCにおけるフォーカスエラー検出器2、減算器3、目標値発生器4及びドライブ回路8に加えて、A/D変換器20と、制御手段としてのDSP21と、RAM22と、ROM23と、D/A変換器24と、により構成されている。

【0153】

このとき、DSP21内には、位相補償器21a及び外乱推定手段としてのオブザーバ21bが含まれているが、当該位相補償器21a及びオブザーバ21bは、ROM23内に格納されている制御プログラムに基づいてDSP21が動作することにより当該DSP21の機能として実現されるものである。このとき、当該オブザーバ21b及び位相補償器21aを夫々独立した回路として実現してもよい。

【0154】

次に、概要動作を説明する。

【0155】

まず、ピックアップ1は、第1又は第2実施形態の場合と同様に、トラッキングサーボ制御及び駆動信号Siに基づくフォーカスサーボ制御を行いつつ光ディスクDKにおける情報記録面に対して光ビームBを照射し、その反射光に基づいて検出信号Sppを生成し、フォーカスエラー検出器2へ出力する。このとき、当該アクチュエータ1aが後述するブロック線図における制御対象U(s)に相当する。

【0156】

次に、フォーカスエラー検出器2は、検出信号Sppに基づいてフォーカスエラー信号Sfeを生成し、減算器3の一方の端子に出力する。

【0157】

これと並行して、目標値発生器4は、上記目標値信号Srefを生成して出力する。

【0158】

そして、減算器3は、目標値信号Srefの値からフォーカスエラー信号Sfeの値を減算して得られる光ビームBの集光位置に関する位置偏差(制御偏差erに相当する。)を示す偏差信号Serを生成し、A/D変換器20へ出力する。

【0159】

これにより、A/D変換器20は、偏差信号Serをアナログ信号からデジタル信号に変換し、デジタル化偏差信号Sedig(このデジタル化偏差信号Sedigが後述するブロック線図におけるデジタル化制御偏差edigに相当する。)を生成してDSP21へ出力する。このとき、当該A/D変換器20の変換感度(すなわち、位置偏差における単位偏差に対応するデジタル値)が後述するブロック線図におけるA/D変換器20の変換感度Kad(digit/m)となる。

10

20

30

40

50

【 0 1 6 0 】

次に、DSP 21 は、デジタル化偏差信号 S_{edig} に基づいた後述する位相補償器 21 a 及びオブザーバ 21 b のデジタル的な動作により、ドライブ回路 8 を駆動するための操作信号 S_u を生成して D/A 変換器 24 へ出力する。このとき、当該 DSP 21 は、ROM 23 内に予め格納されている制御プログラムをロム信号 S_{ro} として読み出しつつ当該制御プログラムに基づいて上記位相補償器 21 a 及びオブザーバ 21 b としての機能を発揮する。更に、この機能発揮のために必要なデータは、ラム信号 S_{ra} として一時的に RAM 22 に格納されつつ用いられる。

【 0 1 6 1 】

これにより、D/A 変換器 24 は、操作信号 S_u をデジタル信号からアナログ信号に変換し、アナログ操作信号 S_{au} を生成してドライブ回路 8 に出力する。このとき、当該 D/A 変換器 24 の変換感度（すなわち、一デジタル値に対応する電圧値）が後述するブロック線図における D/A 変換器 24 の変換感度 K_{da} (V/digit) となる。

10

【 0 1 6 2 】

そして、ドライブ回路 8 は、電圧信号であるアナログ操作信号 S_{au} を増幅すると共にその電圧値に対応する電流値を有する駆動信号 S_i (駆動電流 i) を生成し、アクチュエータ 1 a に出力してこれを駆動して対物レンズを移動させる。

【 0 1 6 3 】

次に、上述した構成を有するピックアップ制御部 PC' 及びアクチュエータ 1 a を含む制御系における本発明に係るフィードバック制御について、図 10 及び図 11 を用いて説明する。

20

【 0 1 6 4 】

なお、図 10 はオブザーバ 21 b における外乱推定処理を示すフローチャートであり、図 11 はオブザーバを示す内部ブロック線図を含むと共にピックアップ制御部 PC' 及びアクチュエータ 1 a を含む制御系におけるフィードバック制御の全体を示すブロック線図である。また、図 11 において、図 5 に示す第 1 実施形態のフィードバック制御系における各制御要素と同一の制御要素については、同一の符号を用いて細部の説明は省略する。

【 0 1 6 5 】

先ず、第 3 実施形態においては、制御対象 $U(s)$ はアクチュエータ 1 a であるので、制御量 y は当該アクチュエータ 1 a により移動される対物レンズの情報記録面に垂直な方向の位置となる。

30

【 0 1 6 6 】

今、第 1 又は第 2 実施形態の場合と同様に当該アクチュエータ 1 a の伝達関数を 2 次遅れ系に近似して求めると、

【 0 1 6 7 】

【 数 4 6 】

$$U(s) = A \times \omega_a^2 / (s^2 + 2 \times k \times \omega_a \times s + \omega_a^2) \quad \dots \quad (8)$$

となる。

【 0 1 6 8 】

次に、アクチュエータ 1 a のゲイン定数を K_g とし、アクチュエータ 1 a の 1 次係数を K_1 とし、アクチュエータ 1 a の 2 次係数を K_2 として当該アクチュエータ 1 a の伝達関数をデジタル系に変換すると、

40

【 0 1 6 9 】

【 数 4 7 】

$$U_n(z) = K_g / (1 + K_1 \times z^{-1} + K_2 \times z^{-2})$$

となる。

【 0 1 7 0 】

一方、制御量 y は、次式に従い、A/D 変換器 20 からデジタル化偏差信号 S_{edig} (デジタル化制御偏差 $edig$) として出力される。すなわち、上記フォーカスエラー検出器 2 におけるエラー信号検出感度としての位置検出感度を K_e とし、更に、A/D 変換器 20

50

における変換感度を $K_{ad}(\text{digit/Volt})$ とすると、

【0171】

【数48】

$$\text{ref} - y \times K_e = e_r$$

$$K_{ad} \times e_r = e_{dig}$$

となる。

【0172】

次に、オブザーバ21bの構成及び動作について図10及び図11を用いて説明する。

【0173】

当該オブザーバ21bにおいては、先ず、現サンプルタイミングにおける補正量 h を、デジタル化制御偏差 e_{dig} と一サンプルタイミング前の状態変数 eh_1 とを用いて、以下のよう

に演算する(ステップS1)

【0174】

【数49】

$$\text{buf} = e_{dig} + eh_1$$

$$h = k_{5d} \times \text{buf}$$

ここで、 k_{5d} は第1又は第2実施形態における係数 k_5 をデジタル化した係数であり、 buf はステップS1の演算に用いられる図示しないレジスタの値である。

【0175】

このとき、当該補正量 h 内に、上記加速度外乱 dis_a が含まれていることとなる。

【0176】

次に、上記算出された現サンプルタイミングの補正量 h と、デジタル化制御偏差 e_{dig} とを用いて、以下の式により現サンプルタイミングにおけるデジタル化操作量 ud を算出し、操作信号 S_u としてD/A変換器24へ出力する(ステップS2)。

【0177】

【数50】

$$ud = e_{dig} \times C(z) + h$$

ここで、 $C(z)$ は位相補償器器21aの伝達関数であり、当該 $C(z)$ の具体例としては、例えば、

【0178】

【数51】

$$C(z) = K_p + K_i / (1 - z^{-1}) + K_d \times (1 - z^{-1})$$

が考えられる。ここで、 K_p は比例項であり、 K_i は積分項であり、 K_d は微分項であり、「 $\times z^{-1}$ 」で示される演算は一サンプルタイミング前の量を取得する演算(すなわち、 $\exp(-s \times T)$ (; T はサンプリング周期)で示される演算であり、上式の場合は、一サンプルタイミング前の変数を利用して積分項又は微分項を取得するときに必要となる演算)である。

【0179】

そして、最後に、ステップS1で取得したレジスタの値 buf と、現サンプルタイミングのデジタル化操作量 ud とを用いて、現サンプルタイミングのオブザーバ内部の上記状態変数を演算し、これを eh_1 として次のサンプルタイミングにおける演算に用いるために保存する(ステップS3)。

【0180】

【数52】

$$eh_1 = [\{ (ud \times k_{4d} - \text{buf} \times k_{1d}) \times T / (1 - K_{p1} \times z^{-1}) \} - \text{buf} \times k_{2d}] \times k_{3d} \times T / (1 - K_{p2} \times z^{-1})$$

ここで、 k_{1d} 、 k_{2d} 、 k_{4d} 及び k_{3d} は第1又は第2実施形態における係数 k_1 、 k_2 、 k_4 及び k_3 を夫々デジタル化した係数であり、D/A変換器24における変換感度を $K_{da}(\text{Volt/digit})$ とすると、

【0181】

【数 5 3】

$$k1d = w r^2 / (A \times wa^2 \times Kex \times Kad)$$

$$k2d = 2 \times k r \times w r / (A \times wa^2 \times Kex \times Kad)$$

$$k5d = 1 / (Xdr \times Kda \times A \times wa^2 \times Kex \times Kad)$$

$$k4d = Kda \times Kdr$$

$$k3d = A \times wa^2 \times Kex \times Kad$$

であり、更に $Kp1$ 及び $Kp2$ は不完全積分のための極を指定する係数 ($0 < Kp1$ 、 $Kp2 < 1$) である。

【0182】

この後は、上記デジタル化操作量 ud を D / A 変換器 24 によりアナログ化してアナログ操作信号 Sau を生成し、これによりドライブ回路 8 を駆動して上記駆動信号 Si を生成し、アクチュエータ 1a に出力してこれを駆動することとなる。

10

【0183】

ここで、上記ステップ S1 として、現サンプルタイミングの補正量 h を一サンプルタイミング前の状態変数 $eh1$ を用いて演算したが、この理由について次に説明する。

【0184】

正確な制御のためには、本来は現サンプルタイミングの状態変数を用いて現サンプルタイミングの補正量 h を演算すべきであるが、この現サンプルタイミングの状態変数は上記ステップ S3 まで演算が終了して初めて得られる値であり、上記ステップ S1 の段階では未決定数であるので補正量 h の演算には用いることができない。そこで、状態変数としては一サンプルタイミング間では急激にその値が変化しないことを前提として一サンプルタイミング前の状態変数 $eh1$ を現サンプルタイミングの状態変数の代用として用いているのである。

20

【0185】

換言すれば、サンプリング周波数がフィードバック制御系のサーボ帯域と比較して十分に高ければ一サンプルタイミングの遅れは問題とはならないことを利用して一サンプルタイミング前における状態変数 $eh1$ を現サンプルタイミングの状態変数の代用としているのである。

【0186】

なお、上述した第 3 実施形態においては、上記目標値 ref をアナログ信号として印加する構成について説明したが、これ以外に、当該目標値 ref を予め A / D 変換した後にデジタル値として以下のように印加しても良い。

30

【0187】

【数 5 4】

$$y \times Ke = er$$

$$ref - Kad \times er = edig$$

また、上述した第 3 実施形態においては、D / A 変換器 24 により操作信号 Su をアナログ操作信号 Sau に変換する構成を示したが、これ以外に、PWM (Pulse Width Modulation) 回路等により操作信号 Su からアナログ操作信号 Sau を生成するように構成することもできる。

40

【0188】

更に、上述の第 3 実施形態においては、ピックアップ 1 内の対物レンズに対するフォーカスサーボ制御に対して本発明を適用した場合について説明したが、これ以外に、当該対物レンズに対するトラッキングサーボ制御に対して本発明を適用することも、第 3 実施形態の場合と同様にすることで可能となることは言うまでもない。

【0189】

更にまた、位相補償器を上記第 1 実施形態の如くアナログ回路により構成し、一方オプゾーバを上記第 3 実施形態の如くデジタル回路により構成してもよく、本発明は、アナログ回路又はデジタル回路に限らず種々の変形が可能である。

【0190】

50

【発明の効果】

以上説明したように、本発明によれば、少なくとも制御対象の固有振動周波数以上の周波数帯域において２次の項のみを含む特性方程式により定義される演算の簡単な内部モデルを実現させつつ、二次以上のローパスフィルタ特性を有するロバストフィルタ処理を行うことにより、外乱を推定するので、二次の項以外の項を含む特性方程式により定義される内部モデルを使用する場合に比して正確且つ迅速に外乱を推定することができるとともに、フォードバック制御系において当該内部モデルの不完全性や推定ノイズ等が存在する場合においても、より正確に外乱を推定することができる。

【０１９１】

従って、簡易な構成を有する外乱推定手段を用いて安価且つ簡便にサーボ制御装置を構成し、当該サーボ制御装置を用いて外乱を抑圧しつつ上記した制御対象をフィードバック制御する場合でも、正確且つ迅速に外乱を推定して正確に制御対象をサーボ制御することができる。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明の原理を説明する図（Ⅰ）であり、（ａ）はバネマス系の制御対象及び慣性系の制御対象の利得 - 周波数特性を示す図であり、（ｂ）はそれらの位相 - 周波数特性を示す図である。

【図２】本発明の原理を説明する図（Ⅱ）であり、（ａ）は制御対象及びオブザーバの内部モデルを共に慣性系とした場合の外乱から制御偏差までの間の利得 - 周波数特性を示す図であり、（ｂ）はその位相 - 周波数特性を示す図である。

【図３】本発明の原理を説明する図（Ⅲ）であり、（ａ）は制御対象をバネマス系としオブザーバの内部モデルを慣性系の内部モデルとした場合の外乱から制御偏差までの間の利得 - 周波数特性を示す図であり、（ｂ）はその位相 - 周波数特性を示す図である。

【図４】第１実施形態の情報再生装置の概要構成を示すブロック図である。

【図５】第１実施形態の制御系の構成を示すブロック線図である。

【図６】第２実施形態の制御系の構成を示すブロック線図である。

【図７】第２実施形態の積分器の構成を示す図であり、（ａ）はアナログ演算による構成を示すブロック図であり、（ｂ）はディジタル演算による構成を示すブロック線図である。

【図８】完全積分型の積分器の構成を示す図であり、（ａ）はアナログ演算による構成を示すブロック図であり、（ｂ）はディジタル演算による構成を示すブロック線図である。

【図９】第３実施形態の情報再生装置の概要構成を示すブロック図である。

【図１０】第３実施形態のオブザーバの処理を示すフローチャートである。

【図１１】第３実施形態の制御系の構成を示すブロック線図である。

【図１２】従来のオブザーバを用いた制御系の構成を示すブロック線図である。

【符号の説明】

- １ ... ピックアップ
- １ ａ ... アクチュエータ
- ２ ... フォーカスエラー検出器
- ３ ... 減算器
- ４ ... 目標値発生器
- ５ ... アナログ演算器群
- ５ ａ、２ １ ａ ... 位相補償器
- ５ ｂ、２ １ ｂ ... オブザーバ
- ８ ... ドライブ回路
- ９ ... Ｉ - Ｖ変換器
- １ ０ ... スピンドルモータ
- １ １、１ ５ ... 演算増幅器
- １ ２、１ ６ ... コンデンサ
- １ ３、１ ４、１ ７ ... 抵抗

10

20

30

40

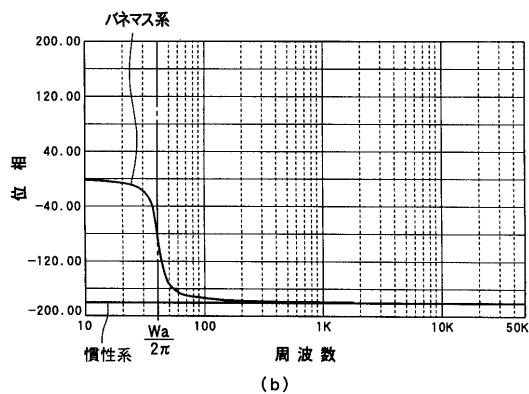
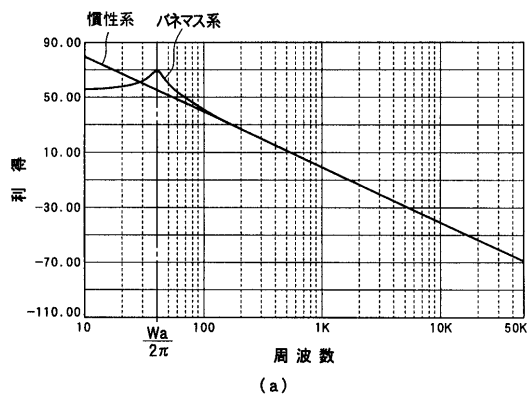
50

20 ... A / D 変換器
 21 ... D S P
 22 ... R A M
 23 ... R O M
 24 ... D / A 変換器
 S ... 情報再生装置
 B ... 光ビーム
 D K ... 光ディスク
 P C、P C' ... ピックアップ制御部
 S C ... スピンドル制御部
 S e r ... 偏差信号
 S p p ... 検出信号
 S r e f ... 目標値信号
 S f e ... フォーカスエラー信号
 S u ... 操作信号
 S i ... 駆動信号
 S a u ... アナログ操作信号
 S e d i g ... デジタル化偏差信号

10

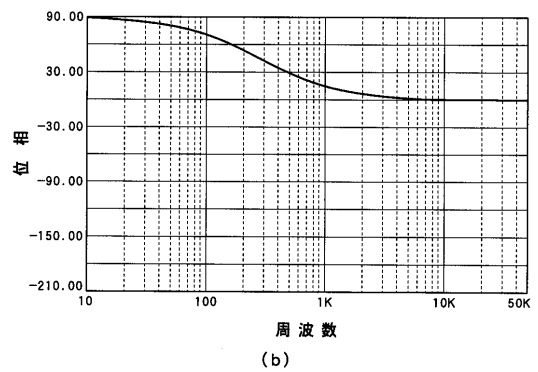
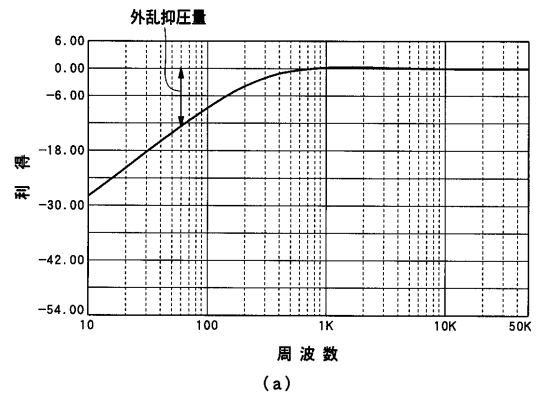
【図 1】

本発明の原理を説明する図 (I)



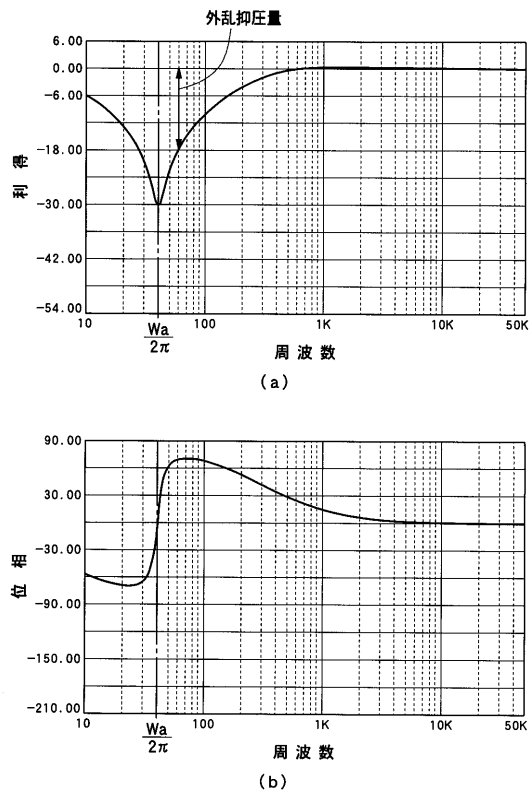
【図 2】

本発明の原理を説明する図 (II)



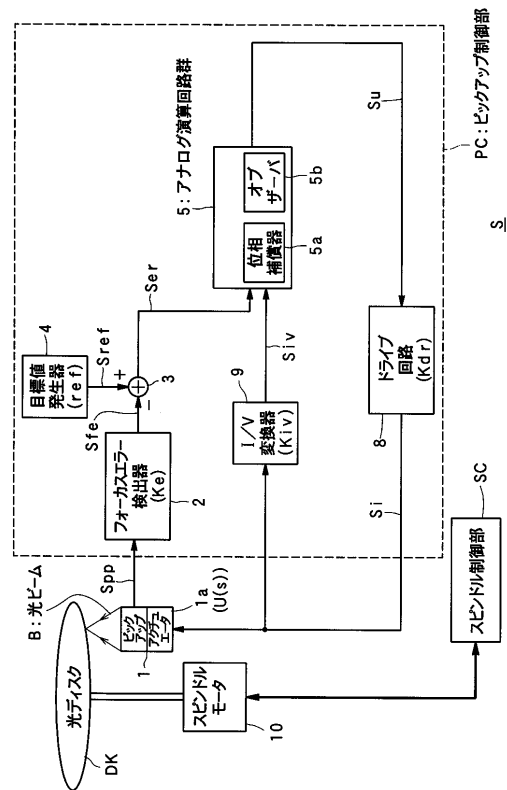
【図 3】

本発明の原理を説明する図(III)



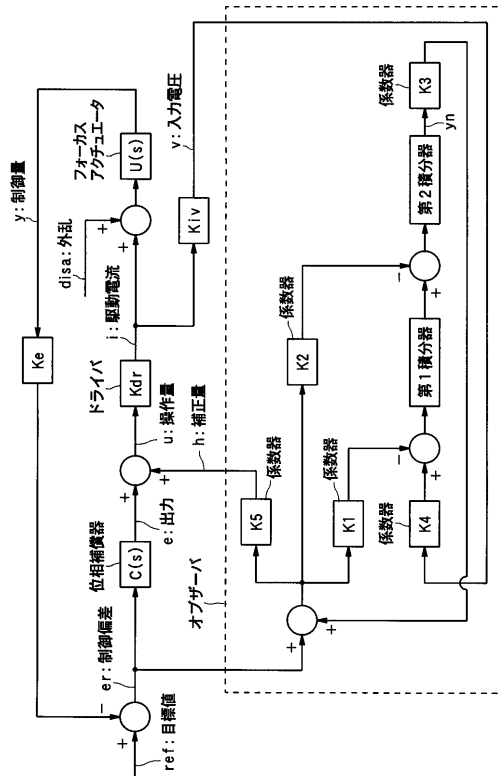
【図 4】

第1実施形態の情報再生装置の概要構成を示すブロック図



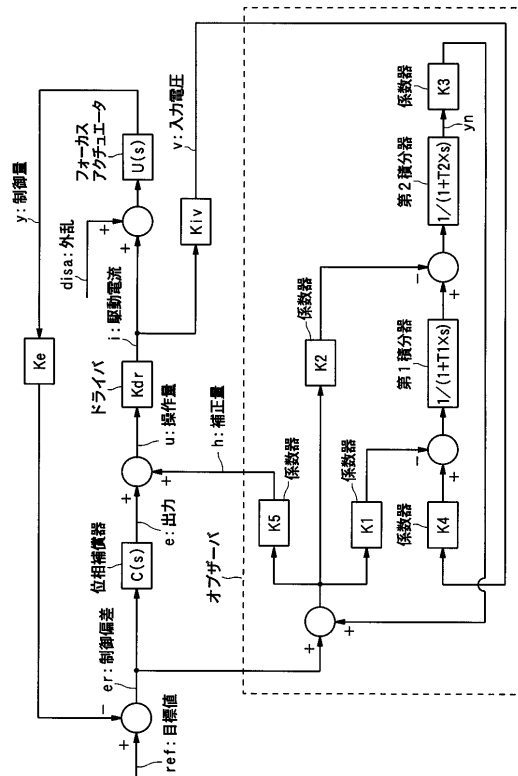
【図 5】

第1実施形態の制御系の構成を示すブロック線図



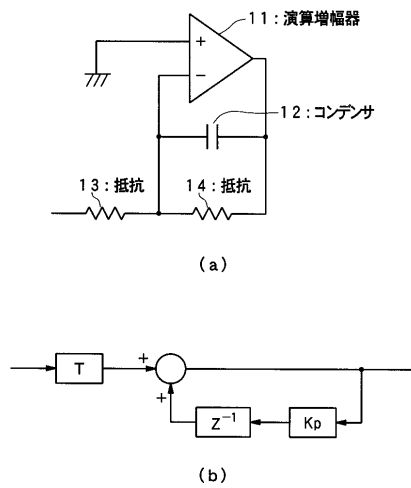
【図 6】

第2実施形態の制御系の構成を示すブロック線図



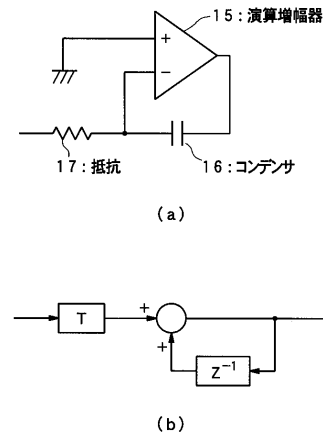
【図 7】

第2実施形態の積分器の構成を示す図(1)



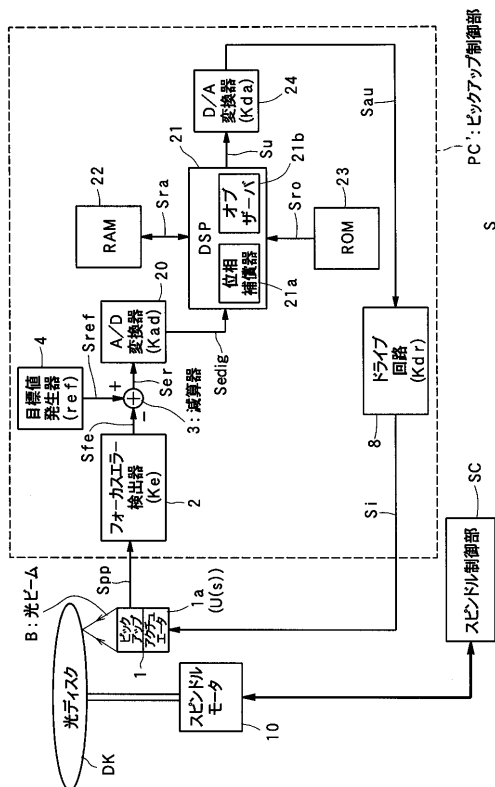
【図 8】

積分器の構成を示す図



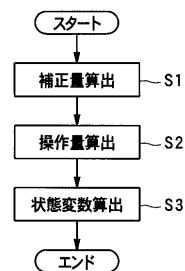
【図 9】

第3実施形態の情報再生装置の概要構成を示すブロック図



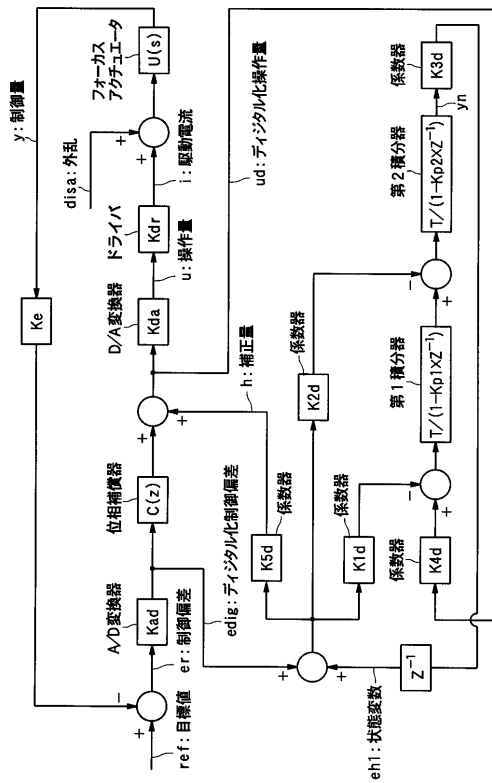
【図 10】

第3実施形態のオブザーバの処理を示すフローチャート



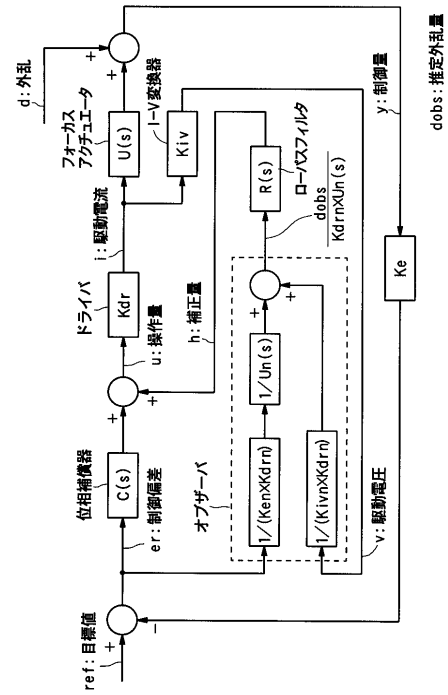
【図 1 1】

第3実施形態の制御系の構成を示すブロック線図



【図 1 2】

従来のオブザーバを用いた制御系の構成を示すブロック線図



フロントページの続き

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B名)

G05B 13/02

G11B 7/09

G11B 21/10

H02P 29/00