

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5067656号  
(P5067656)

(45) 発行日 平成24年11月7日 (2012. 11. 7)

(24) 登録日 平成24年8月24日 (2012. 8. 24)

(51) Int. Cl. F I  
G O 5 B 13/02 (2006. 01) G O 5 B 13/02 C  
G O 5 B 13/04 (2006. 01) G O 5 B 13/04

請求項の数 7 (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願2007-144772 (P2007-144772)  
(22) 出願日 平成19年5月31日 (2007. 5. 31)  
(65) 公開番号 特開2008-299573 (P2008-299573A)  
(43) 公開日 平成20年12月11日 (2008. 12. 11)  
審査請求日 平成22年4月20日 (2010. 4. 20)

(73) 特許権者 000006622  
株式会社安川電機  
福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号  
(72) 発明者 張 文農  
福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号  
株式会社安川電機内  
(72) 発明者 中村 裕司  
福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号  
株式会社安川電機内  
(72) 発明者 萬羽 崇  
福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号  
株式会社安川電機内

審査官 稲垣 浩司

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタル制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

速度指令とフィードバック速度との偏差を入力しメイントルク指令を出力する P I 制御器と、前記メイントルク指令を入力しトルク指令を出力するフィルタと、前記トルク指令に基づいてモータ発生トルクを制御し負荷機械を駆動するトルク制御部と、位置検出器が検出したモータ回転位置をデジタル微分でモータ回転速度を算出して出力するデジタル微分器と、前記モータ回転速度と前記メイントルク指令とを入力し前記フィードバック速度を出力する速度オブザーバと、を備えたデジタル制御装置であって、  
前記速度オブザーバが、  
前記モータ発生トルクから前記モータ回転速度までの離散化モデルを有し、推定モータ回転速度を出力するオブザーバ制御対象と、  
前記モータ回転速度と前記推定モータ回転速度との偏差に乗算する複数の補償ゲインと、前記補償ゲインの出力のうちの 1 つである第 1 出力を入力し外乱要素を出力するデジタル積分器と、  
前記メイントルク指令と、前記外乱要素と、前記第 1 出力とは異なる他の前記補償ゲインの出力のうちの 1 つである第 2 出力と、を加算する加算器と、を備え、  
前記加算器の出力を前記離散化モデルに入力し、前記離散化モデルの出力を前記フィードバック速度とすることを特徴とするデジタル制御装置。

【請求項 2】

前記オブザーバ制御対象が、前記離散化モデルの後段に、前記フィルタのモデル、前記ト

10

20

ルク制御部の離散化モデル、計算時間遅れのモデルを有し、  
前記第 1 および第 2 出力とは異なる他の前記補償ゲインの出力を、前記離散化モデル、前記フィルタのモデル、前記トルク制御部の離散化モデル、前記計算時間遅れのモデルの各出力である各状態量に対して個別に加算することを特徴とする請求項 1 記載のデジタル制御装置。

【請求項 3】

前記フィルタのモデルと前記トルク制御部の離散化モデルが、デジタルローパスフィルタもしくは 1 以上のサンプリング遅れで構成され、  
前記計算時間遅れのモデルが、1 以上のサンプリング遅れで構成されることを特徴とする請求項 2 に記載のデジタル制御装置。

10

【請求項 4】

速度指令とフィードバック速度との偏差を入力しメイントルク指令を出力する P I 制御器と、前記メイントルク指令を入力しトルク指令を出力するフィルタと、前記トルク指令に基づいてモータ発生トルクを制御し負荷機械を駆動するトルク制御部と、位置検出器が検出したモータ回転位置と前記メイントルク指令とを入力し前記フィードバック速度を出力する位置オブザーバと、を備えたデジタル制御装置であって、

前記位置オブザーバが、

前記モータ発生トルクからモータ回転速度までの離散化モデルを有し、推定モータ位置を出力するオブザーバ制御対象と、前記モータ回転位置と前記推定モータ位置との偏差に乘算する複数の補償ゲインと、

20

前記補償ゲインの出力のうちの 1 つである第 1 出力を入力し外乱要素を出力するデジタル積分器と、

前記メイントルク指令と、前記外乱要素と、前記第 1 出力とは異なる他の前記補償ゲインの出力のうちの 1 つである第 2 出力と、を加算する加算器と、を備え、

前記加算器の出力を前記離散化モデルに入力し、前記離散化モデルの出力を前記フィードバック速度とすることを特徴とするデジタル制御装置。

【請求項 5】

前記オブザーバ制御対象が、前記離散化モデルの後段に、他のデジタル積分器、前記フィルタのモデル、前記トルク制御部の離散化モデル、計算時間遅れのモデルを有し、

前記第 1 および第 2 出力とは異なる他の前記補償ゲインの出力を、前記離散化モデル、前記他のデジタル積分器、前記フィルタのモデル、前記トルク制御部の離散化モデル、前記計算時間遅れのモデルの各出力である各状態量に対して個別に加算することを特徴とする請求項 4 記載のデジタル制御装置。

30

【請求項 6】

前記フィルタのモデルと前記トルク制御部の離散化モデルが、デジタルローパスフィルタもしくは 1 以上のサンプリング遅れで構成され、

前記計算時間遅れのモデルが、1 以上のサンプリング遅れで構成されることを特徴とする請求項 5 に記載のデジタル制御装置。

【請求項 7】

更に、位置指令とフィードバック位置との偏差を入力し前記速度指令を出力する位置制御器を備え、

40

前記他のデジタル積分器の出力を前記フィードバック位置とすることを特徴とする請求項 4 乃至 6 のいずれかに 1 項に記載のデジタル制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、デジタル制御器で速度または位置のフィードバック制御を行うデジタル制御装置に関する。

【背景技術】

50

## 【 0 0 0 2 】

サーボやプロセス制御などほとんどの制御系において制御器あるいは制御対象にむだ時間やフィルタなどの遅れ要素が存在する。モータを駆動するサーボ制御装置を例として上げると、制御対象側では、電流制御の遅れや位置検出器の検出遅れなどが遅れ要素となり、制御器側では、機械共振を抑制するために入れたノッチフィルタや、ノイズなどの高周波数成分をカットするために入れたローパスフィルタや、デジタル制御の場合には計算時間などが遅れ要素となる。一方、外乱を抑制しフィードバック信号を目標指令に高速高精度に追従させるためには、制御ゲインを大きく上げる必要がある。良く知られているように、汎用の制御系では、遅れ要素の位相が遅れるため、制御器のゲインを上げられなく十分な応答特性が得られない。ここに、位相遅れに対する補償制御が必要になってくる。

10

## 【 0 0 0 3 】

従来の位相進み補償は、特別なオブザーバを構成し実際の出力信号より位相が進んでいる位相進み推定信号をフィードバックしている（例えば、特許文献 1 参照）。

図 3 は従来技術を用いたフィードバック制御装置の構成を示すブロック線図である。同図において、302 は制御器の主要部であり（例えば P I D 制御器など）、制御系の制御性能を決定する。303 は制御器の遅れ要素部であり、ノッチフィルタやローパスフィルタ等を含む。304 は制御対象の遅れ要素部であり、制御入力遅れやフィードバック信号の検出遅れ等を含む。また、305 は制御対象の主要部、307 は制御対象の主要部のモデル、308 は制御器の遅れ要素部のモデル、309 は制御対象の遅れ要素部のモデル、311 はオブザーバの補償器である。

20

制御対象の主要部 305、制御器の遅れ要素部 303 および制御対象の遅れ要素部 304 のモデルが正確に同定された場合に、図 3 の制御系を等価的に図 4 のように書き直すことができる。図 4 において、フィードバック制御ループには遅れ要素が入っていないため、制御器の主要部 302 のゲインを大きく上げられ、制御性能を向上することができる。

【特許文献 1】特開 2002 - 182705 号公報（第 2 - 3 頁、図 1）

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

## 【 0 0 0 4 】

従来の制御装置は、オブザーバがアナログで設計されており、連続系モデルをそのまま離散化するだけであったので、オブザーバ補償器のゲインをあまり大きく上げることができなかつた。そのために外乱の影響を十分に抑制できないという問題があった。

30

本発明はこのような問題点に鑑みてなされたものであり、オブザーバの補償ゲインおよび制御器の主要部のゲインを大きく上げることによって、外乱の影響を十分に抑制するとともに、フィードバック信号を目標指令に高速高精度に追従させることができるデジタル制御装置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 0 5 】

上記問題を解決するため、本発明は、次のように構成したのである。

本発明の一の観点によるデジタル制御装置は、速度指令とフィードバック速度との偏差を入力しメントルク指令を出力する P I 制御器と、前記メントルク指令を入力しトルク指令を出力するフィルタと、前記トルク指令に基づいてモータ発生トルクを制御し負荷機械を駆動するトルク制御部と、位置検出器が検出したモータ回転位置をデジタル微分でモータ回転速度を算出して出力するデジタル微分器と、前記モータ回転速度と前記メントルク指令とを入力し前記フィードバック速度を出力する速度オブザーバと、を備えたデジタル制御装置であって、前記速度オブザーバが、前記モータ発生トルクから前記モータ回転速度までの離散化モデルを有し、推定モータ回転速度を出力するオブザーバ制御対象と、前記モータ回転速度と前記推定モータ回転速度との偏差に乘算する複数の補償ゲインと、前記補償ゲインの出力のうちの 1 つである第 1 出力を入力し外乱要素を出力するデジタル積分器と、前記メントルク指令と、前記外乱要素と、前記第 1 出力とは異なる他の前記補償ゲインの出力のうちの 1 つである第 2 出力と、を加算する加算器と、を

40

50

備え、前記加算器の出力を前記離散化モデルに入力し、前記離散化モデルの出力を前記フィードバック速度とするデジタル制御装置が適用される。

【発明の効果】

【0006】

制御対象の離散化モデルに基づいて全次元のデジタルオブザーバを構成することによって、オブザーバの補償ゲインおよび制御器の主要部のゲインを大きく上げることが可能となる。その結果、外乱の影響を十分に抑制するとともに、フィードバック信号を目標指令に高速高精度に追従させることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0007】

以下、本発明の実施の形態について図面を参照して説明する。

【実施例】

【0008】

図1は、本発明のデジタル制御装置の構成を示すブロック線図である。同図において、デジタル制御器C(z)16は主要部2および遅れ要素部3に分かれている。制御対象G(s)17も主要部6および遅れ要素部5に分かれている。また、デジタルオブザーバ20は、離散化制御対象のモデルの主要部9、デジタル制御器の遅れ要素部のモデル10および離散化制御対象のモデルの遅れ要素部11を含むオブザーバ制御対象18と、デジタルオブザーバ20の第1補償器13および第2補償器14を含むオブザーバ補償器19とで構成されている。また、4はホールド、7はサンプラである。

本発明が従来技術と異なる部分は、オブザーバを含む制御器の全体をデジタルで実現していることである。

操作量uから制御出力yまでの伝達関数、すなわち、制御対象G(s)17の離散化モデルを式(1)のように表す。

$$G(z) = F_p(z)P(z) \quad (1)$$

ただし、zはz変換因子、P(z)は離散化制御対象の主要部の伝達関数である。また、F\_p(z)は離散化制御対象の遅れ要素部の伝達関数であり、式(2)を満たす。

$$F_p(0) = 1 \quad (2)$$

式(2)は定常時F\_p(z)の出力がF\_p(z)の入力と一致することを意味する。良く知られているようにローパスフィルタと無駄時間要素は必ず式(2)を満たす。

【0009】

デジタル制御器16の主要部C\_m(z)2(例えばPID制御器)は制御性能(指令追従特性と外乱抑圧特性)を決定するものであり、一般的にゲインを上げるほど制御性能を向上することができる。一方、デジタル制御器16の遅れ要素部F\_c(z)3は、機械共振を抑制するために入れたノッチフィルタや、高周波成分の振動やノイズをカットするために入れたローパスフィルタや、デジタル制御器16とデジタルオブザーバ20を含む制御器の全体の計算に掛かった時間遅れ要素を含んでおり、式(3)を満たし、安定性に影響するものである。

$$F_c(0) = 1 \quad (3)$$

デジタルオブザーバ20はデジタル制御器16の主要部C\_m(z)2の出力であるメイン操作量u\_mと制御対象の出力をサンプリングした制御出力yを入力し、制御系のフィードバック信号y\_fを出力する。オブザーバ制御対象18は離散化制御対象のモデルの主要部P\_o(z)9、デジタル制御器の遅れ要素部のモデルF\_c\_o(z)10および離散化制御対象のモデルの遅れ要素部F\_p\_o(z)11を含む。そして、信号の流れ方向で離散化制御対象のモデルの主要部P\_o(z)9が必ずデジタル制御器の遅れ要素部のモデルF\_c\_o(z)10と離散化制御対象のモデルの遅れ要素部F\_p\_o(z)11との前にあるように配置する。ただし、F\_c\_o(z)とF\_p\_o(z)の前後関係は決まっていない。また、F\_c\_o(z)およびF\_p\_o(z)をそれぞれ式(4)および式(5)を満たすように構成する。

$$F_c_o(0) = 1 \quad (4)$$

10

20

30

40

50

$$F p o ( 0 ) = 1$$

( 5 )

また、オブザーバ補償器 1 9 はデジタルオブザーバ 2 0 の第 1 補償器 1 3 および第 2 補償器 1 4 を含むので、デジタルオブザーバ 2 0 を 2 自由度系として構成できる。

外乱がなく、制御対象が正確に同定され、しかも  $P o ( z ) = P ( z )$ 、 $F p o ( z ) = F p ( z )$ 、 $F c o ( z ) = F c ( z )$  とした場合、デジタルオブザーバ 2 0 の推定出力  $y_o$  が制御出力  $y$  と完全に一致ようになる。そして、メイン操作量  $u_m$  からフィードバック信号  $y_f$  および制御出力  $y$  までの伝達関数を求めると、それぞれ式 ( 6 ) および式 ( 7 ) となる。

【 0 0 1 0 】

【数 1】

$$\frac{y_f(z)}{u_m(z)} = \frac{P(z)}{1 + C_m(z)P(z)}$$

( 6 )

【 0 0 1 1 】

【数 2】

$$\frac{y(z)}{u_m(z)} = \frac{F_p(z)F_c(z)P(z)}{1 + C_m(z)P(z)}$$

( 7 )

【 0 0 1 2 】

よって、図 1 の制御系を等価的に図 2 のように書き直すことができる。図 2 において、フィードバック系には遅れ要素が全く入っていないため、デジタル制御器の主要部  $C_m(z)$  のゲインを大きく上げることができる。また、デジタル制御器の主要部  $C_m(z)$  のゲインを大きく上げることにより、フィードバック信号  $y_f$  を目標指令  $r$  に高速高精度に追従させることができる。また、図 2 より、制御出力  $y$  がフィードバック信号  $y_f$  と式 ( 8 ) のような関係を持つ。

$$y(z) = F c(z) F p(z) \cdot y_f(z) \quad ( 8 )$$

一般的に、 $F p(z)$  および  $F c(z)$  は高周波数領域において位相遅れが大きい、低中周波数領域において位相遅れが小さく、そして、それぞれ式 ( 2 ) および式 ( 3 ) を満たすので、制御出力  $y$  がフィードバック信号  $y_f$  に高速高精度に追従する。従って、制御出力  $y$  を目標指令  $r$  に高速高精度に追従させることができる。

ところが、殆どの制御系には外乱および制御対象の同定誤差が存在する。また、制御器を簡素化するため、 $F c(z)$  または  $F p(z)$  が高次元であっても低次元の近似モデル  $F c o(z)$  または  $F p o(z)$  を用いることもある。以下、このようなケースについて説明する。

【 0 0 1 3 】

オブザーバ系には  $F c o(z)$  1 0 と  $F p o(z)$  1 1 の遅れ要素が入っているが、オブザーバ補償器  $C_1(z)$  1 3 および  $C_2(z)$  1 4 を適切に設計することにより、オブザーバ系の極を任意の位置に配置することができる。オブザーバ系の極を原点の十分近い位置に配置することにより、外乱および制御対象の同定誤差が存在しても、推定出力  $y_o$  を制御出力  $y$  にほぼ一致させることができる。また、フィードバック信号  $y_f$  は推定出力  $y_o$  より  $F c o(z)$  1 0 および  $F p o(z)$  1 1 の位相遅れ量だけ相対的に進み位相になる。すなわち、フィードバック信号  $y_f$  が制御出力  $y$  より進み位相になるので、制御出力  $y$  を直接フィードバックする汎用制御系と比べ、本発明の制御系は、デジタル制御器 1 6 の主要部  $C_m(z)$  のゲインを大きく上げることができる。また、デジタル制御器 1 6 の主要部  $C_m(z)$  のゲインを大きく上げることにより、外乱やモデル同定誤差の影響を抑え、フィードバック信号  $y_f$  を目標指令  $r$  に高速高精度に追従させることができる。一般的に、 $F p o(z)$  1 1 および  $F c o(z)$  1 0 は高周波数領域において位相遅れが大きい、低中周波数領域において位相遅れが小さく、そして、それぞれ式 ( 4 ) および式 ( 5 ) を満たすので、制御出力  $y$  がフィードバック信号  $y_f$  に高速高精度に追従する。従って、制御出力  $y$  を目標指令  $r$  に高速高精度に追従させることができる。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 1 4 】

また、制御系は必ずしも離散化制御対象のモデルの主要部  $P_o(z)$  9 の出力からフィードバックする訳ではなく、場合によっては、加算器 15 の出力或いはディジタル制御器の遅れ要素部のモデル  $F_c o(z)$  10 と離散化制御対象のモデルの遅れ要素部  $F_p o(z)$  11 との間の信号からフィードバックすることもある。制御系のフィードバックを離散化制御対象のモデルの主要部  $P_o(z)$  9 の出力に近いところからした方が、制御系の位相遅れが小さいので、ディジタル制御器 16 の主要部  $C_m(z)$  2 のゲインを大きく上げることができ、フィードバック信号  $y_f$  の目標指令  $r$  に対する追従特性が良くなる。一方、制御系のフィードバックを離散化制御対象のモデルの主要部  $P_o(z)$  9 の出力の離れた位置からした場合は、フィードバック信号の位相遅れが大きくなり外乱成分が多く入ってくるので、ディジタル制御器 16 の主要部  $C_m(z)$  2 のゲインをあまり大きく上げられなくなり、フィードバック信号  $y_f$  の目標指令  $r$  に対する追従特性が悪くなる。しかし、推定出力  $y_o$ 。または制御出力  $y$  はフィードバック信号との差が小さくなるため、制御出力  $y$  は目標指令  $r$  に対する追従特性を向上できる可能性もある。

10

## 【 0 0 1 5 】

以下、本発明の技術を、モータを駆動制御するサーボ制御系に適用した例について説明する。

図 5 は速度オブザーバ 528 を用いたディジタル速度制御装置の構成を示すブロック線図である。同図において、502 は P I 制御器、503 はフィルタ、504 はトルク制御部、505 はモータ、506 は負荷機械、507 は位置検出器、508 はディジタル積分器、510 はモータ発生トルクからモータ回転速度までの離散化モデル、512 はフィルタのモデル、514 はトルク制御部の離散化モデル、516 は計算時間遅れのモデル、518 は検出時間遅れのモデル、520 はディジタル微分器、また、521、522、523、524、525 および 526 は速度オブザーバ補償ゲインである。

20

ここで、計算時間と検出時間は共に 1 サンプリング周期であり、フィルタのモデル  $L_c(z)$  512 およびトルク制御部の離散化モデル  $L_T(z)$  514 はそれぞれフィルタ 503 およびトルク制御部 504 と低周波数領域における周波数特性がほぼ一致するように 1 次のローパスフィルタで構成される。

そして、計算時間遅れのモデル 516、検出時間遅れのモデル 518、フィルタのモデル 512 およびトルク制御部の離散化モデル 514 をモータ発生トルクからモータ回転速度までの離散化モデル 510 の後に配置している。

30

## 【 0 0 1 6 】

また、外乱を考慮するため、ディジタル積分器 508 を追加している。508、510、512、514、516 および 518 は全て一次系なので、それぞれの入力をオブザーバの状態量とすることができ、位置検出器 507 が検出したモータの回転位置  $\theta_m$  に基づいてディジタル微分器 520 で計算したモータ回転速度  $\dot{\theta}_m$  とオブザーバの推定速度  $\dot{\theta}_o$  との推定速度偏差を適当な補償ゲイン ( $k_1$ 、 $k_2$ 、 $k_3$ 、 $k_4$ 、 $k_5$ 、 $k_6$ ) を掛けた値をオブザーバの各状態量に加算することによって、速度オブザーバ 528 の極を任意の位置に配置することができる。

ただし、フィルタのモデル  $L_c(z)$  512 またはトルク制御部の離散化モデル  $L_T(z)$  514 は 2 次以上のローパスフィルタであり、また、計算時間と検出時間は 2 サンプリング周期以上である場合、その次数と同じ数の状態量を抽出し、全ての状態量に推定速度偏差を適当な補償ゲインだけ掛けた値を加算することが必要である。また、フィルタのモデル  $L_c(z)$  512 またはトルク制御部の離散化モデル  $L_T(z)$  514 を 1 サンプリング遅れで近似することもできる。

40

## 【 0 0 1 7 】

速度オブザーバ 528 の極を原点の十分近いところに配置することによって、外乱および制御対象の同定誤差が存在しても、推定速度  $\dot{\theta}_o$  をモータの回転速度  $\dot{\theta}_m$  にほぼ一致させることができる。また、モータ発生トルクからモータ回転速度までの離散化モデル 510 と推定速度  $\dot{\theta}_o$  との間の信号をフィードバック速度とすることによって、制御系の位

50

相遅れが小さくなり、P I制御器502のゲインを上げられ、フィードバック速度 $f$ を速度指令 $*$ に高速高精度に追従させることができる。従って、モータの回転速度 $m$ を速度指令 $*$ に高速高精度に追従させることができる。

#### 【0018】

図6は位置オブザーバ630を用いたデジタル速度制御装置の構成を示すブロック線図であり、図5の相当部分には同一符号を付してその説明を省略する。

図6の速度制御装置が図5の速度制御装置と異なる部分はモータの回転速度 $m$ ではなくモータの回転位置 $m$ を入力し、速度オブザーバ528ではなく位置オブザーバ630を構成していることである。モータ発生トルクからモータ回転速度までの離散化モデル510の後(直後でなくても良い)にデジタル積分器620を入れ、オブザーバ制御対象629に位置の状態量を追加する。また、モータの回転位置 $m$ とオブザーバの推定位置 $\hat{m}$ との推定位置偏差に適当な補償ゲイン( $l_1$ 、 $l_2$ 、 $l_3$ 、 $l_4$ 、 $l_5$ 、 $l_6$ 、 $l_7$ )を掛けた値をオブザーバの各状態量に加算することによって、位置オブザーバ630の極を任意の位置に配置することができる。

位置オブザーバ630の極を原点の十分近いところに配置することによって、外乱および制御対象の同定誤差が存在しても、推定位置 $\hat{m}$ をモータの回転位置 $m$ にほぼ一致させることができる。また、モータ発生トルクからモータ回転速度までの離散化モデル510とデジタル積分器620との間に推定位置 $\hat{m}$ より90度以上位相進みとなる信号、或いはデジタル積分器620と推定位置 $\hat{m}$ との間に推定位置 $\hat{m}$ より位相進みとなる信号をデジタル微分で計算した信号をフィードバック速度 $f$ とすることで、P I制御器のゲインを上げられ、フィードバック速度 $f$ を速度指令 $*$ に高速高精度に追従させることができる。従って、モータの回転速度 $m$ を速度指令 $*$ に高速高精度に追従させることができる。

#### 【0019】

図7は位置オブザーバ630を用いたデジタル位置制御装置の構成を示すブロック線図であり、図6の相当部分には同一符号を付してその説明を省略する。

図7の位置制御装置は図6の速度制御装置をマイナーループとし、デジタル積分器620の後にある推定位置 $\hat{m}$ より位相進みとなる位置進み推定信号をフィードバックし、位置指令 $*$ と位置フィードバック信号 $f$ との位置偏差を入力し速度指令 $*$ を出力する位置制御器702を備えたものである。位置フィードバック信号 $f$ が推定位置 $\hat{m}$ あるいはモータの回転位置 $m$ より位相進みになるので、位置制御器702のゲインを上げられ、位置フィードバック信号 $f$ あるいはモータの回転位置 $m$ を位置指令 $*$ に高速高精度に追従させることができる。

上述した本発明の各デジタル制御装置は、半導体露光装置、チップマウンタ、プリント基板穴明け機など、高速高精度の位置決め制御が要求される用途、その他一般産業機械の速度制御や位置制御が必要な応用分野に広く適用することができる。

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【0020】

【図1】本発明のデジタル制御装置の構成を示すブロック線図

【図2】外乱および制御対象の同定誤差がない場合の図1の等価ブロック線図

【図3】従来技術を用いたフィードバック制御装置の構成を示すブロック線図

【図4】図3の等価ブロック線図

【図5】速度オブザーバを用いたデジタル速度制御装置の構成を示すブロック線図

【図6】位置オブザーバを用いたデジタル速度制御装置の構成を示すブロック線図

【図7】位置オブザーバを用いたデジタル位置制御装置の構成を示すブロック線図

#### 【符号の説明】

#### 【0021】

- 1、12、301、310、501、519、701 減算器
- 2 デジタル制御器の主要部
- 3 デジタル制御器の遅れ要素部

10

20

30

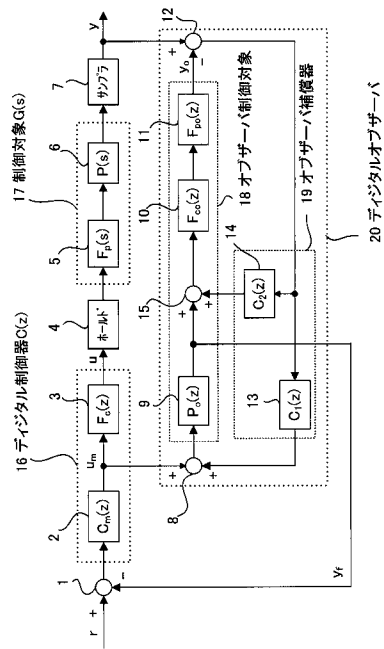
40

50

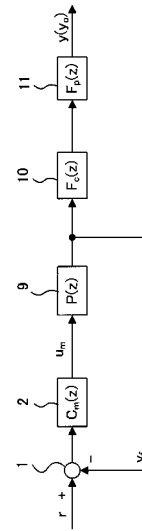
4	ホールド	
5、304	制御対象の遅れ要素部	
6、305	制御対象の主要部	
7	サンブラ	
8、15、306、509、511、513、515、517、628	加算器	
9	離散化制御対象のモデルの主要部	
10	ディジタル制御器の遅れ要素部のモデル	
11	離散化制御対象のモデルの遅れ要素部	
13	ディジタルオブザーバの第1補償器	
14	ディジタルオブザーバの第2補償器	10
16	ディジタル制御器	
17	制御対象	
18、527、629	オブザーバ制御対象	
19	オブザーバ補償器	
20	ディジタルオブザーバ	
302	制御器の主要部	
303	制御器の遅れ要素部	
304	制御対象の遅れ要素部	
305	制御対象の主要部	
307	制御対象の主要部のモデル	20
308	制御器の遅れ要素部のモデル	
309	制御対象の遅れ要素部のモデル	
311	オブザーバの補償器	
312	制御器	
313	制御対象	
314	オブザーバ	
502	P I 制御器	
503	フィルタ	
504	トルク制御部	
505	モータ	30
506	負荷機械	
507	位置検出器	
508、620	ディジタル積分器	
510	モータ発生トルクからモータ回転速度までの離散化モデル	
512	フィルタのモデル	
514	トルク制御部の離散化モデル	
516	計算時間遅れのモデル	
518	検出時間遅れのモデル	
520	ディジタル微分器	
521、522、523、524、525、526	速度オブザーバ補償ゲイン	40
528	速度オブザーバ	
621、622、623、624、625、626、627	位置オブザーバ補償ゲイン	
630	位置オブザーバ	
702	位置制御器	



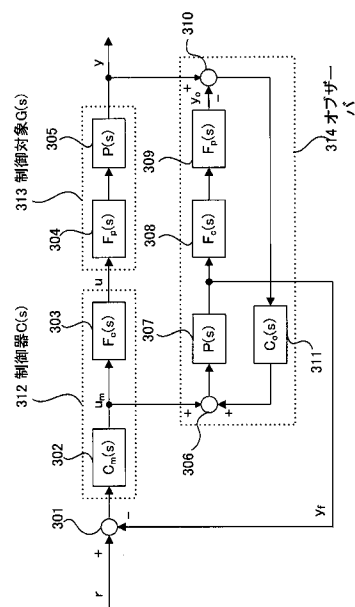
【図 1】



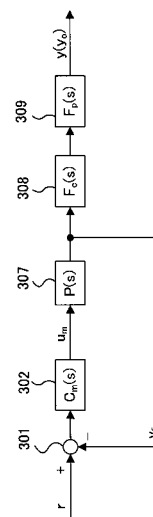
【図 2】



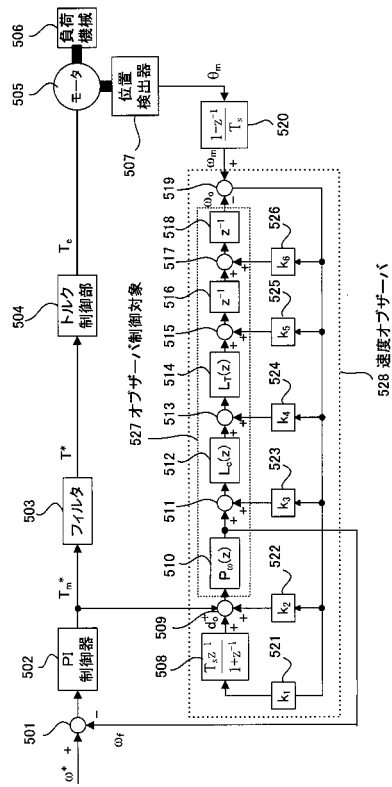
【図 3】



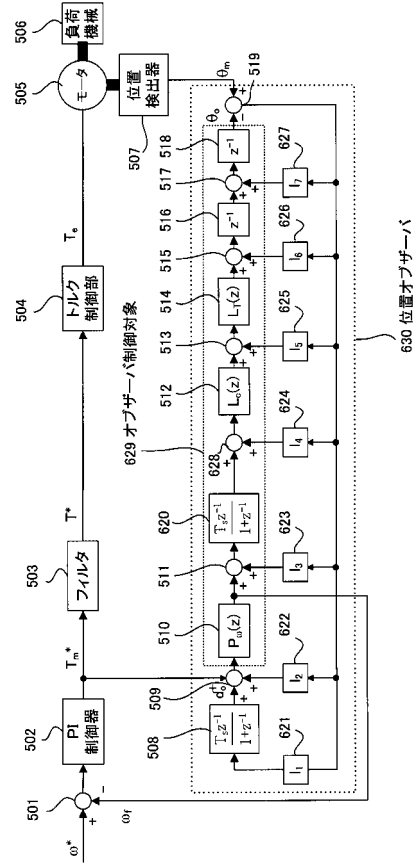
【図 4】



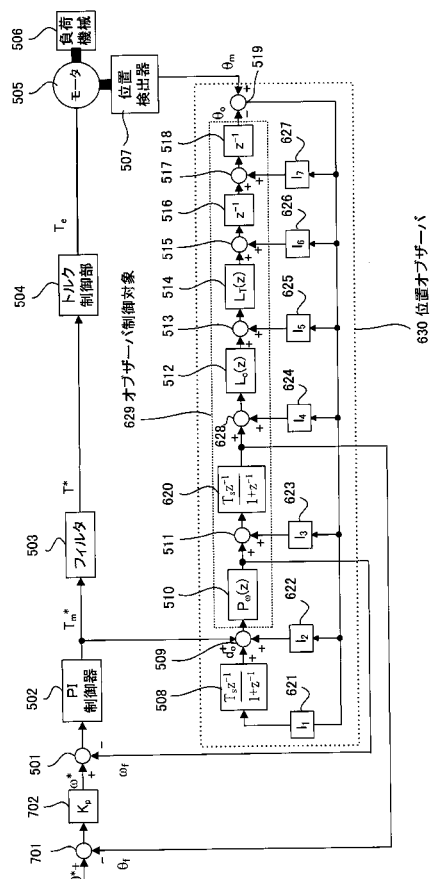
【 図 5 】



【 図 6 】



【 圖 7 】



---

フロントページの続き

(56)参考文献 特開2002-354861(JP,A)  
特開2003-033066(JP,A)  
特開2002-182705(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
G05B 13/02 - 13/04