

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2019年5月9日(09.05.2019)

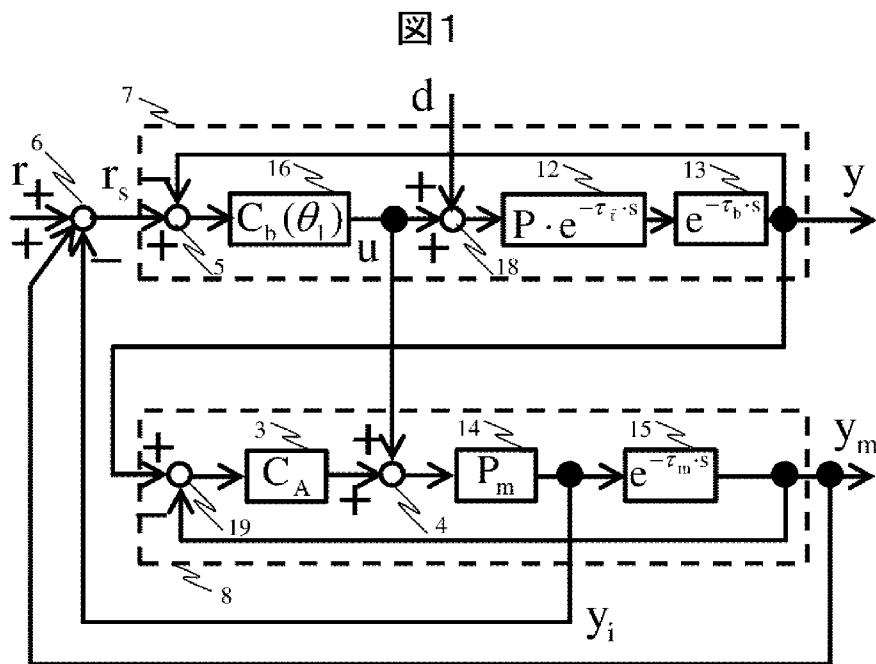


(10) 国際公開番号
WO 2019/087554 A1

- (51) 国際特許分類:
G05B 13/04 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2018/032336
- (22) 国際出願日: 2018年8月31日(31.08.2018)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2017-209104 2017年10月30日(30.10.2017) JP
- (71) 出願人: 株式会社日立産機システム (HITACHI INDUSTRIAL EQUIPMENT SYSTEMS CO., LTD.) [JP/JP]; 〒1010022 東京都千代田区神田練堀町3番地 Tokyo (JP).
- (72) 発明者: 松原 満 (MATSUBARA Mitsuru); 〒1008280 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内 Tokyo (JP). 山崎 勝 (YAMASAKI Masaru); 〒1008280 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内 Tokyo (JP). 高野 裕理 (TAKANO Yuuri); 〒1010022 東京都千代田区神田練堀町3番地 株式会社日立産機システム内 Tokyo (JP). 上井 雄介 (UEI Yusuke); 〒1010022 東京都千代田区神田練堀町3番地 株式会社日立産機システム内 Tokyo (JP). 梁田 哲男 (YANADA Tetsuo); 〒1010022 東京都千代田区神田練堀町3番地 株式会社日立産機システム内 Tokyo (JP).

(54) Title: FEEDBACK CONTROL METHOD AND MOTOR CONTROL DEVICE

(54) 発明の名称: フィードバック制御方法、及びモータ制御装置



(57) Abstract: An objective of the present invention is to provide a feedback control method involving a lag compensator appropriate for implementation and a motor control device using said feedback control method such that computation costs can be reduced for the lag compensator which is capable of reducing step disturbances added to the input end of a plant without leaving errors even if the plant has a pole at the origin. To achieve the objective, provided is a lag compensator 1 which comprises a feedback controller 1, a filter 1, and a model of a plant, receives the output of a feedback controller 2 and a response by the plant as input, and outputs a feedback signal for the controller 2, wherein the lag compensator 1 produces



WO 2019/087554 A1

(74) 代理人: 青稜特許業務法人 (SEIRYO I.P.C.);
〒1040032 東京都中央区八丁堀二丁目
24番2号 Tokyo (JP).

(81) 指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

(84) 指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

一 国際調査報告 (条約第21条(3))

as a manipulation quantity 1 a signal obtained by adding the output of the controller 1 and the output of the controller 2, subtracts an output of the model of the plant in response to the manipulation quantity 1 from the response of the plant to obtain an error signal 1 to be used as the input for the controller 1, and adds a signal resulting from passing the error signal 1 through the filter to the response of the nominal plant model to the manipulation quantity to produce the output signal.

(57) 要約: 制御対象が原点に極を有する場合でも制御対象の入力端に加わるステップ外乱を偏差無く抑制できる遅れ補償器の演算コストを低減する、実装に好適な遅れ補償器を備えたフィードバック制御方法、及びそれを備えたモータ制御装置の提供を目的とする。上記目的を達成するために、遅れ補償器 1 はフィードバック型の制御器 1 とフィルタ 1 と制御対象のモデルからなり、フィードバック型の制御器 2 の出力と制御対象の応答とを入力とし、その出力が制御器 2 に対するフィードバック信号となるものであって、制御器 1 の出力と制御器 2 の出力とを加えた信号を操作量 1 とし、制御対象の応答から操作量 1 に対する制御対象のモデルの出力を減じ誤差信号 1 を得、これを制御器 1 の入力とし、誤差信号 1 にフィルタ 1 を通した信号と、操作量 1 に対するノミナルプラントモデルの応答とを加算し出力信号とする。

明 細 書

発明の名称： フィードバック制御方法、及びモータ制御装置

技術分野

[0001] 本発明は、フィードバック制御方法、及びその制御方法を備えたモータ制御装置に関する。

背景技術

[0002] 近年、FA分野では生産性向上のためにモータの益々の高速・高精度化制御が求められている。

[0003] モータをフィードバック制御する際、外乱を抑制し制御量を目標値に高速・高精度に追従させるには制御ゲインを高めればよい。しかしながらフィードバックループ内に遅れ要素(例えばローパスフィルタやデジタル制御装置の演算遅れ)が存在する場合、これが原因でフィードバック制御系の制御ゲインの設定上限は制約を受け、高速・高精度な目標値追従の妨げになることが一般に知られている。

[0004] 制御対象が原点に極を有する場合においても、フィードバック制御系の閉ループ内に存在する遅れ要素を補償でき、制御対象の入力端に加わるステップ外乱を定常偏差無く抑制できる遅れ補償器の設計方法として、特許文献1が提案されている。

[0005] 特許文献1では、図6に示すように、従来技術であるSmith法に、フィルタ61を追加した遅れ補償器62(N=1で従来のSmith法に一致)において、制御対象が原点に極を有する場合であっても制御対象の入力端に加わるステップ外乱を定常偏差無く抑制でき、かつフィルタ61の設計パラメータの物理的意味が理解しやすいという特徴を有するフィルタ61の設計方法が示されている。この設計方法により設計された様々な構成のフィルタ61を遅れ補償器62に採用することで、上述の特徴を有する様々な遅れ補償器62を設計できる。

先行技術文献

特許文献

[0006] 特許文献1：特願2017-054595号

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0007] 特許文献1では、図6に示すフィルタ61の設計例として、以下に示す式(1)、式(2)の構成を挙げている。

[0008] [数1]

$$N = \frac{1 + P_m C_a}{1 + P_m C_a e^{-\tau_m \cdot s}} \quad \dots (1)$$

[0009] [数2]

$$N = \frac{1 + P_m C_a + \frac{C_a}{C_b(\theta_1)}}{1 + P_m C_a e^{-\tau_m \cdot s}} \quad \dots (2)$$

[0010] 但し、 P_m は制御対象のノミナルプラントモデル14、 $C_b(\theta_1)$ は θ_1 を調整パラメータとして有し目標値と制御対象応答との偏差を抑制可能なフィードバック制御器16、 τ_m は制御対象12に含まれる遅れ時間 τ_f とフィードバック遅れ要素13に含まれる遅れ時間 τ_b の総和のモデル値、 $\exp(-\tau_m \cdot s)$ は遅れ時間 τ_m によるノミナルな遅れ要素モデル15である。

[0011] また、 C_a は制御対象に対して有効に機能する任意のフィードバック制御器であり、 C_a をフィードバック制御器 C_b と同構造にする場合は、 C_a は式(3)のように定められるものである。

[0012] [数3]

$$C_a \equiv C_b(\theta_a), \quad \forall \theta_a \quad \dots (3)$$

[0013] しかしながら、式(1)、式(2)で示されたフィルタ61は分母に $\exp(-\tau_m \cdot s)$ を含んでおり、 $\exp(-\tau_m \cdot s)$ を厳密に演算する場合は勿論、これをPadé近似法等を用いて低次の伝達関数で近似する場合

においても、式（１）、式（２）で示されるフィルタの伝達関数の次数は高くなる傾向にある。

[0014] したがって、例えば、式（１）、式（２）で示される特許文献１で設計された、図６に示す遅れ補償器６２のフィルタ６１をデジタル演算装置等のハードウェアへ実装する場合、ハードウェア上でのフィルタ処理にかかる演算コストが高くなるという課題があった。

[0015] 本発明はこのような課題を鑑みてなされたものであり、特許文献１の設計方法で設計された、例えば、式（１）、式（２）で示したフィルタ６１を含む遅れ補償器６２をデジタル演算装置等のハードウェアへ実装する際、遅れ補償器６２のフィルタ６１にかかるハードウェアの演算コストを低減できる、実装に好適な制御方式、およびそれを備えた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

[0016] 本発明は、上記背景技術及び課題に鑑み、その一例を挙げるならば、制御対象のモデルと任意のフィルタ１と任意のフィードバック制御器１とから構成される遅れ補償器１を含むフィードバック制御方法であって、制御対象のモデルは、制御対象のダイナミクスを模擬するノミナルプラントモデルとフィードバック制御系の閉ループ内に内包される遅れ要素を模擬するノミナルな遅れモデルとからなり、遅れ補償器１は、制御対象に対してフィードバック制御を行うフィードバック制御器２が出力する操作量と制御対象の出力信号とを入力信号とし、操作量と、遅れ補償器１が含む任意のフィードバック制御器１の出力とを加減算器で加算した信号に対するノミナルプラントモデルの出力信号を理想フィードバック信号とし、操作量と、遅れ補償器１が含む任意のフィードバック制御器１の出力とを加減算器で加算した信号に対する制御対象のモデルの出力信号と、制御対象の出力信号とを加減算器で減じて得た信号をモデル誤差信号とし、モデル誤差信号を任意のフィードバック制御器１の入力とするとともに、モデル誤差信号を任意のフィルタ１で処理した信号と理想フィードバック信号とを加減算器で加算した信号を出力信号

とするものであって、フィードバック制御器 2 は、遅れ補償器 1 の出力信号と目標値信号との偏差を加減算器で算出し、該偏差を基に制御対象に対してフィードバック補償を行う。

発明の効果

[0017] 本発明によれば、ハードウェア実装において演算コストを低減できる、実装に好適なフィードバック制御方法、及びそれを備えたモータ制御装置を提供できる。

図面の簡単な説明

[0018] [図1]実施例 1 におけるモデル追従型制御系の構成図 ($A(s) = 1$) である。

[図2]実施例 1 におけるモデル追従型制御系の構成図である。

[図3]実施例 1 における遅れ補償器を含むフィードバック制御系の構成図である。

[図4]実施例 1 における遅れ補償器を含むフィードバック制御系の構成図 ($A(s) = 1$) である。

[図5]実施例 1 における遅れ補償器を含むフィードバック制御系の構成図 ($A(s) = \gamma$) である。

[図6]従来技術による遅れ補償器を含むフィードバック制御系の構成図である。

[図7]ACサーボモータの速度制御系の構成図である。

[図8]従来技術における遅れ補償器を含む速度フィードバック制御系の構成図である。

[図9]実施例 2 における遅れ補償器を含む速度フィードバック制御系の構成図である。

発明を実施するための形態

[0019] 以下、本発明の実施例について図面を参照しながら説明する。なお、各図において、共通な機能を有する構成要素には同一の番号を付与し、その説明を省略する。また、以降、「フィードバック」は「FB」と略記する。例え

ば「フィードバック制御器は「F B制御器」と略記する。また「フィードフォワード」は「F F」と略記する。例えば「フィードフォワード制御器は「F F制御器」と略記する。

実施例 1

[0020] 本実施例に係るモータ制御方式、およびそれを備えたモータ制御装置では、図3に示すように、遅れを含む制御対象12に対して、遅れ補償器2とF B制御器16とでF B制御系が構成されているものとする。

[0021] 図3において、CAおよびA(s)は、各々制御対象に対して有効に機能する任意のF B制御器3およびフィルタ1である。本実施例において、これらは特許文献1で設計されたフィルタ61(例えば前述の式(1)、式(2))を有する図6に示した遅れ補償器62と等価な補償性能を導くために好適に構成されるものである。

[0022] 遅れ補償器2は、F B制御器3、フィルタ1、および制御対象のモデルから構成される。本実施例において制御対象のモデルは、ノミナルプラントモデル14およびノミナルな遅れ要素モデル15からなるものとし、これは実際の制御対象である制御対象12とF B遅れ要素13とによる動特性を模擬したものである。すなわち、制御対象のモデルは、制御対象のダイナミクスを模擬するノミナルプラントモデルとフィードバック制御系の閉ループ内に内包される遅れ要素を模擬するノミナルな遅れモデルとからなる。

[0023] なお、フィルタやマイナーループ制御系等、遅れを発生させる要素が閉ループ系内に含まれる場合は、制御対象のモデルは、それらの遅れ要素のノミナルなモデルを含むものとしてもよい。

[0024] 以降、制御対象12とF B遅れ要素13とを直列に接続した伝達特性を単に制御対象と称する場合がある。

[0025] 遅れ補償器2は、F B制御器16が出力する操作量と、F B制御器16が出力する操作量に対する制御対象の出力とを入力に持ち、目標値rに対するF B信号を出力する。

[0026] 遅れ補償器2の動作を図3に基づき説明する。遅れ補償器2は、任意のF

B制御器3の出力とF B制御器16が出力する操作量とを加減算器4で加算した信号に対する制御対象のモデルの応答を、F B制御器16が出力する操作量に対する制御対象の応答出力から、加減算器39で減じることでモデル誤差信号を算出する。

[0027] また、遅れ補償器2は、任意のF B制御器3の出力とF B制御器16が出力する操作量とを加減算器4で加算した信号に対するプラントノミナルモデル14の応答を予測F B信号として算出し、モデル誤差信号をフィルタ1で処理した信号と予測F B信号とを加減算器35で加算して、目標値 r に対するF B信号として出力する。

[0028] F B制御器16は、目標値 r から遅れ補償器2の出力したF B信号を加減算器37で減じた偏差信号を入力に受けて、制御対象に対する操作量を生成する。

[0029] 図3に示す遅れ補償器2を含むF B制御系において、加減算器18は制御対象の入力端に位置し、制御対象の入力端に外乱 d が加わることが想定されている。

[0030] 一般に知られたSmith法で遅れ補償器を構成する場合(図6で $N=1$ とする遅れ補償器62の場合)、制御対象が原点に極を有する場合において、制御対象の入力端に加わるステップ外乱を定常偏差なく抑制できないという問題があった。これに対し、特許文献1で設計された、例えば、式(1)、(2)のフィルタ N を採用した遅れ補償器62であれば、制御対象入力端に加わるステップ外乱を定常偏差なく抑制することができる。

[0031] 本実施例における図3に示す遅れ補償器2は、特許文献1で設計された、例えば式(1)、(2)のフィルタ N を採用した遅れ補償器62と等価な補償性能を持つように設計されるものである。

[0032] このために、遅れ補償器2の C_A および $A(s)$ を、例えば以下の式(4)、(5)のように設計する。

[0033] [数4]

$$C_A \equiv C_d \quad \dots (4)$$

[0034] [数5]

$$A(s) = 1 \quad \dots (5)$$

[0035] 但し、C a は特許文献 1 で図 6 に示す遅れ補償器 6 2 のフィルタ 6 1 の設計の際に用いた、制御対象に対して有効に機能する任意のフィードバック制御器を示す。

[0036] 式 (4)、(5) のように設計された遅れ補償器は図 4 の遅れ補償器 4 2 に相当し、遅れ補償器 4 2 の入出力特性は、簡単な計算から、式 (1) で示したフィルタ N を内包する図 6 の遅れ補償器 6 2 と、入出力特性が等価になる。これを以下に説明する。

[0037] 図 6 の遅れ補償器 6 2 の入出力特性は次式で書ける。

[0038] [数6]

$$y_b = P_m u + N(e^{-\tau_b s} y - P_m e^{-\tau_m s} u) = P_m (1 - N e^{-\tau_m s}) u + N e^{-\tau_b s} y \quad \dots (6)$$

[0039] 他方、図 3 の遅れ補償器 4 2 の入出力特性は、図 3 から導かれる次式 (7)、(8) を入出力に関して整理して、式 (9) のように書ける。

[0040] [数7]

$$u_m = u + C_A (e^{-\tau_b s} y - P_m e^{-\tau_m s} u_m) \quad \dots (7)$$

[0041] [数8]

$$y_b = P_m u_m + A(s) (e^{-\tau_b s} y - P_m e^{-\tau_m s} u_m) \quad \dots (8)$$

[0042] [数9]

$$y_b = \frac{P_m (1 - A(s) e^{-\tau_m s})}{1 + P_m C_A e^{-\tau_m s}} u + \frac{A(s) + P_m C_A}{1 + P_m C_A e^{-\tau_m s}} e^{-\tau_b s} y \quad \dots (9)$$

[0043] 式 (9) は、式 (4)、(5) とすることで、式 (6) と等しくなる。したがって、図 3 の遅れ補償器 2 に対して、式 (4)、(5) のように設計された遅れ補償器 4 2 は、式 (1) で示したフィルタ N を内包する図 6 の遅れ補償器 6 2 と入出力特性と等価になることがわかる。

[0044] また、遅れ補償器 2 の C_A および $A(s)$ を、例えば以下の式 (10)、(11) のように設計する。

[0045] [数10]

$$C_A \equiv C_a \quad \dots (10)$$

[0046] [数11]

$$A(s) = 1 + \frac{C_A}{C_b(\theta_1)} \quad \dots (11)$$

[0047] 式 (10)、(11) のように設計された遅れ補償器 2 は、式 (6) ~ 式 (9) と同様の式展開により、式 (2) で示したフィルタ N を内包する図 6 の遅れ補償器 6 2 と、入出力特性が等価になることが確認できる。

[0048] 式 (4) ~ (5)、式 (10) ~ (11) はいずれも、式 (1)、(2) が含んでいたノミナルプラントモデル 1 4 の伝達特性 P_m や、ノミナルな遅れ要素モデル 1 5 の伝達特性 $\exp(-\tau_m \cdot s)$ を含まない、簡素な伝達関数になっていることがわかる。

[0049] このように C_A および $A(s)$ の伝達関数が、式 (1)、(2) に比較して簡素化される理由は、式 (1)、(2) が含んでいた P_m や $\exp(-\tau_m \cdot s)$ の演算を、図中のノミナルプラントモデル 1 4 とノミナルな遅れ要素モデル 1 5 の演算と共通化できるようなブロック構成として遅れ補償器 2 を構成したためである。

[0050] 次に、図 3 で示した遅れ補償器 2 の特性について、図 1、2 を用いて説明する。図 1 および図 2 の指令値応答 $r \rightarrow y$ および外乱応答 $d \rightarrow y$ は、各々図 4、図 3 に示す指令値応答 $r \rightarrow y$ および外乱応答 $d \rightarrow y$ と等価であり、すなわち、図 1、図 2 は各々図 4、図 3 と応答が等価な制御系である。また、図 1 は図 2 で $A(s) = 1$ とした場合である。

[0051] まず、図 1 に基づき遅れ補償器 2 の特性について説明する。図 1 において、 $r \rightarrow y$ の伝達特性は、規範モデル型実 F B 制御系 7 によって与えられている。以降説明の簡単化のために、外乱は無いものとし $d = 0$ とみなす。但し $d \neq 0$ であった場合でも、以降の説明は成立ことに注意する。

- [0052] ノミナルプラントモデル14とノミナルな遅れ要素モデル15、およびFB制御器CA3を用いて、図1に示すようにモデルFB制御系8を構成する。モデルFB制御系8において、 y は指令に相当し、 u は応答 $r_s \rightarrow y_m$ におけるFF操作量とみなせる。したがって、モデルFB制御系8は $r_s \rightarrow y$ の伝達特性を有する規範モデル型実FB制御系7の応答 y に追従するように構成された、モデル追従型2自由度制御の構成になっている。したがってFB制御器Cbは、モデル応答 y_m を実応答 y に高応答に一致させる理想的なゲイン設定とすることでFF制御器の役割を担い、FB制御器CAは、モデル応答 y_m と実応答 y との偏差を補償する役割を担う。FB制御器CAは、2自由度制御の観点から、FB制御器Cbとは独立に、偏差 $y - y_m$ を安定かつロバストに抑制できるよう、設計することができる。
- [0053] 結果として図1の制御器構成は、モデル応答 $y_m - 実応答 y \rightarrow 0$ を高応答かつ、安定、ロバストに実現可能である。
- [0054] また、図1において、 $CA = 0$ とした場合、一般に知られるSmith法(図6で $N = 1$ とした場合)と等価になる。
- [0055] 図1に示す y_i は、図3で説明した予測FB信号であり、 $CA = 0$ としたSmith法においてもその役割は変わらない。Smith法は、遅れを含む実応答 y をモデル応答 y_m で相殺し、遅れを含まない予測FB信号 y_i に基づいてFB制御器Cbを駆動することで、遅れを補償するものである。このとき、制御対象が原点に極を有する場合や制御対象が不安定な場合、実応答 y をモデル応答 y_m で相殺することが困難となることが理由で、Smith法は一般に、制御対象が原点に極を有する場合や制御対象が不安定な場合には適用困難とされた。
- [0056] 本実施例の制御器構成においても、加減算器5および加減算器6によって $y_m - y$ が成され、FB制御器Cbは指令値 $r - 予測FB信号 y_i$ に基づいてFB制御を行う点で、遅れ補償の考え方はSmith法と同じである。但し本実施例の制御器構成は、前述のように、モデル応答 $y_m - 実応答 y \rightarrow 0$ を高応答かつ、安定、ロバストに実現可能である。したがって本実施例の制

御器構成はモデル追従型2自由度制御の構成とすることによって、Smith法の欠点であったモデル応答 y_m による実応答 y の相殺性を改善したものとみなすことができる。

[0057] 図3と等価な制御系である図2は、任意のフィルタ $A(s)$ が規範モデル型実FB制御系27のFB信号を処理するとともに、任意のフィルタ $A(s)$ がモデル応答を処理し、処理結果を加減算器6に渡す構成となっている。すなわちモデル応答 y_m −実応答 y を任意のフィルタ $A(s)$ で処理する構成となっており、実応答 y をモデル応答 y_m で相殺する相殺特性を任意のフィルタ $A(s)$ で調整できる構成である。但し、 $A(s) \neq 1$ である場合は、図2の構成ではモデル応答 y_m と実応答 y を別々に $A(s)$ でフィルタ処理する必要があり、演算コストの面で有利でない。この場合は図2と等価な伝達特性である図3に示す構成を採用する。図3の構成では、フィルタ $A(s)$ はモデル応答 y_m −実応答 y に対して一度のみ演算され、 $A(s)$ にかかる演算コストの重複を避けることができる。したがって $A(s) \neq 1$ である場合は図3の構成を採用することで、演算コスト面で図2の構成より有利になる。

[0058] 上記のことから、特許文献1で設計されたフィルタNに関して、例えば式(1)、式(2)で示されたNを採用した場合、図1もしくは図3の構成で実装することで、特許文献1に記載の図6に示す構成で実装するよりも演算コストを低減することができる。また図1もしくは図3はモデル追従型2自由度制御の構成を成しモデル応答 y_m −実応答 $y \rightarrow 0$ を高応答かつ、安定、ロバストに実現できることから、図1もしくは図3の構成によれば、Smith法の欠点であったモデル応答 y_m による実応答 y の相殺性を改善でき、制御対象が原点に極を有する場合であっても、高応答かつ安定的に遅れを補償することが可能である。

[0059] 次に、図3記載の本実施例の遅れ補償器2が、従来の遅れ補償器62と比較して演算コストをどの程度低減できるかを、簡単な例を用いて説明する。

[0060] 図6で示すFB制御系において、フィルタ61は式(1)で示すものを採

用したとする。これに等価なF B制御系は、前述のように図4で示す遅れ補償器42を含むF B制御系である。F B制御器C bはP I制御器とし、以下の式(12)に示すようにF B制御器C bは応答周波数 ω_b で制御応答性を調整できるものとする。

[0061] [数12]

$$P_m C_b(\omega_b) = \left(1 + \frac{\omega_b}{N s}\right) \frac{\omega_b}{s} \quad \dots (12)$$

[0062] 但し、Nは任意の正の実数である。

[0063] また、簡単のためにノミナルな遅れ要素モデル15の伝達特性をP a d e近似(1次)で以下の式(13)のように近似した場合を考える。

[0064] [数13]

$$e^{-\tau_m s} \approx \frac{1 - \tau_m \cdot s/2}{1 + \tau_m \cdot s/2} \quad \dots (13)$$

[0065] さらに、式(1)に含まれる任意のF B制御C aはF B制御器C bと同構造を有すると仮定する。すなわち、式(3)の仮定を設け、F B制御器C aは応答周波数 ω_a で ω_b とは独立に制御性を調整できるものとする。

[0066] 上記の仮定の下、式(1)のフィルタは次式(14)、(15)、(16)となる。

[0067] [数14]

$$N = \frac{s^3 + a_+ s^2 + \omega_a a_+ s + b}{s^3 + a_- s^2 + \omega_a a_- s + b} \quad \dots (14)$$

[0068] [数15]

$$a_{\pm} \equiv \frac{2}{\tau_m} \pm \omega_a \quad \dots (15)$$

[0069] [数16]

$$b \equiv \frac{2\omega_a^2}{N\tau_m} \quad \dots (16)$$

[0070] 図6において、FB制御器16の操作量 u と制御対象の出力からモデル誤差信号 y_e が得られている場合、遅れ補償器62の出力 y_b は次式(17)で算出される。

[0071] [数17]

$$y_b = P_m \cdot u + N \cdot y_e = P_m \cdot u + \frac{s^3 + a_+ s^2 + \omega_a a_+ s + b}{s^3 + a_- s^2 + \omega_a a_- s + b} \cdot y_e \quad \dots (17)$$

[0072] 他方、図4において、FB制御器3の出力が以前の状態量として既に算出されている前提に立って、FB制御器16の操作量 u と制御対象の出力からモデル誤差信号 y_e が得られている場合、遅れ補償器2の出力 y_b は次式(18)で算出される。

[0073] [数18]

$$\begin{aligned} y_b &= P_m (u + C_A(\omega_a) \cdot y_e) + y_e = P_m \cdot u + (P_m C_A(\omega_a) + 1) \cdot y_e \\ &= P_m \cdot u + \frac{s^2 + \omega_a s + \omega_a^2 / N}{s^2} \cdot y_e \quad \dots (18) \end{aligned}$$

[0074] 式(17)、(18)を比較すると、右辺第2項が異なっており、式(18)の右辺第2項のほうが伝達関数の次数が低い。したがって、本実施例の遅れ補償器42のほうが、従来の遅れ補償器62に比べて、出力信号 y_b の算出にかかる演算コストが低いことがわかる。

[0075] この例ではPade近似を1次としたが、より高次のPade近似とする場合は、式(17)右辺第2項の伝達関数の次数が増大するため、本実施例の遅れ補償器42による演算コストの低減がより効果的となることがわかる。

[0076] 特許文献1で設計された式(1)、式(2)以外のフィルタNであっても、フィルタNが次式(19)のように表現できるものとして設計された場合は、図3に示す遅れ補償器2の構成で、図6に示す遅れ補償器62と等価な補償特性を実現でき、かつ図6に示す遅れ補償器62よりも演算コストを低減できる。

[0077]

[数19]

$$N = \frac{P_m C_a + A(s)}{1 + P_m C_a e^{-\tau_m s}} \quad \dots (19)$$

[0078] 例えば、図3の遅れ補償器2のフィルタA(s)を式(20)のように、

[0079] [数20]

$$A(s) = \gamma, \quad 0 < \gamma < \infty \quad \dots (20)$$

[0080] と定数 γ で定義した場合は、図5に示す遅れ補償器52となる。証明は省略するが、この構成であっても、制御対象が原点に極を有する場合において制御対象の入力端に加わるステップ外乱を定常偏差なく抑制することが可能である。

[0081] 上記説明したように、本実施例によれば、図3に示す遅れ補償器2は、従来技術で設計した様々なフィルタNを採用した遅れ補償器62と等価な補償性能を示すことができる包括性を有し、かつ従来技術の遅れ補償器62に比べて演算コストを低減できる構成であることがわかる。

[0082] すなわち、図3に示す遅れ補償器2は、デジタル演算装置等のハードウェアへ実装する際、従来技術と比較して制御性能の劣化なく、遅れ補償器62のフィルタ61にかかるハードウェアの演算コストを低減できる、実装に好適な制御方式である。

[0083] また、この制御方式によれば、より安価で低演算性能なハードウェアによる制御装置の提供が可能になる。

[0084] なお、実装対象であるデジタル演算装置等のハードウェアに演算リソースが十分ある場合は、本実施例で示した遅れ補償器2と等価な補償性能を示す遅れ補償器として、特許文献1に記載の技術で設計したフィルタ61を用いて、FB制御系を図6のように実装してもよい。

[0085] 以上のように、本実施例によれば、特許文献1で設計された遅れ補償器62のフィルタ61の処理が、フィルタ61の分母に含まれる $e^{-\tau_m s}$ と、フィルタ61の分子・分母に含まれるノミナルプラントモデルP

mの演算とを、Smith法で必要とされるノミナルな遅れ要素モデル15とノミナルプラントモデル14との演算処理で共通化した簡易な制御ブロック構成で実現できるため、特許文献1で設計された遅れ補償器62の特徴・優位性を保持しつつ、ハードウェア実装において演算コストを低減できる、実装に好適なフィードバック制御方法、及びそれを備えたモータ制御装置を提供できる。

実施例 2

[0086] 本実施例に係るモータ制御方式、およびモータ制御装置は、図7に示すACサーボモータのカスケードFB制御系における速度制御系71を想定し、制御対象のモデルは具体的に次式(21)、(22)、(23)に示すものとする。

[0087] [数21]

$$G_{sm} \equiv P_{sm} \cdot M_i \cdot e^{-\tau_{sm} \cdot s} \quad \dots (21)$$

[0088] [数22]

$$P_{sm} \equiv \frac{K_a P_p}{J_s} \quad \dots (22)$$

[0089] [数23]

$$M_i \equiv \frac{\omega_i}{s + \omega_i} \quad \dots (23)$$

[0090] P_{sm} は速度制御系におけるノミナルプラントモデル、 M_i は速度制御系におけるマイナーループ制御系である電流制御系を理想化したモデルであり、 τ_{sm} は、電流制御系、及び速度制御系の閉ループに内包される全ての遅れの総和である。また、 J 、 K_a 、 P_p は各々、イナーシャ、モータ定数、極対数であり、 ω_i は電流制御系の応答周波数である。

[0091] 式(21)～(23)は、ACサーボモータのカスケードFB制御系における速度制御系の設計においては、制御対象が原点に極を有する問題を取り扱うことが必要なことを示している。

[0092] 速度制御系の速度 F B 制御器 7 2 は P I 制御器とし、次式 (2 4) 、 (2 5) 、 (2 6) とする。

[0093] [数24]

$$C_{sb}(\omega_s) \equiv K_{sp} + \frac{K_{si}}{s} \quad \dots (24)$$

[0094] [数25]

$$K_{sp} \equiv \frac{J\omega_s}{K_a P_p} \quad \dots (25)$$

[0095] [数26]

$$K_{si} \equiv K_{sp} \frac{\omega_s}{L} \quad \dots (26)$$

[0096] 但し、L、 ω_s は各々折れ点比、速度制御系の応答周波数である。一般に、電流制御系を近似的に 1 と見なすために、 ω_i は ω_s の数 ~ 10 倍程度に設定される。

[0097] 速度制御系の高応答化のために ω_s を高めると、 ω_i を同時に高めない限り、電流制御系が 1 に近似できなくなり、遅れ要素と見なす必要がある。この場合電流制御系は式 (2 3) に示すように 1 次遅れ要素であり、これを遅れ要素と見なす必要がある。

[0098] 本実施例では、電流制御系を遅れ要素と見なす。この問題設定において、特許文献 1 では図 8 に示す遅れ補償器 8 2 が構成され、フィルタ 8 1 の設計例として次式 (2 7) が挙げられている。

[0099] [数27]

$$N_s = \frac{P_{sm} M_i C_{sa} e^{-\tau_{sm} s}}{1 + P_{sm} M_i C_{sa} e^{-\tau_{sm} s}} \cdot \frac{1}{P_{sm} M_i e^{-\tau_{sm} s}} \cdot P_{sm} \cdot \frac{1 + P_{sm} C_{sa}}{P_{sm} C_{sa}} = \frac{1 + P_{sm} C_{sa}}{1 + P_{sm} M_i C_{sa} e^{-\tau_{sm} s}} \quad \dots (27)$$

[0100] 但し、 C_{sa} は、式 (2 8) に示すように、

[0101] [数28]

$$C_{sa} = C_{sb}(\omega_{s2}), \quad \forall \omega_{s2} > 0 \quad \dots (28)$$

- [0102] 速度 F B 制御器 8 6 と同構造を持ちながら、その制御設計パラメータは速度 F B 制御器 8 6 とは独立に定められるものである。
- [0103] 従来技術によれば式 (2 7) の分母には、 $\exp(-\tau m \cdot s)$ に加えて電流制御系の応答 $M i$ も含まれ、式 (2 7) のフィルタの伝達関数の次数は高くなる傾向にある。このため式 (2 7) をデジタル演算装置 7 1 3 で処理する場合は、高い演算コストが必要とされる。
- [0104] 本実施例における A C サーボモータのカスケード F B 制御系における速度制御系の構成を図 9 に示す。図 9 において、本実施例における遅れ補償器 9 2 は、速度 F B 制御器 8 6 が出力する操作量 u と、速度 F B 制御器 8 6 が出力する操作量 u に対する制御対象である A C サーボモータの回転速度のセンサ検出値 y とを入力に持ち、目標回転速度 r に対する速度 F B 信号 $y b$ を出力する。
- [0105] 遅れ補償器 9 2 の動作を図 9 に基づき説明する。遅れ補償器 9 2 は、制御対象である A C サーボモータに対する任意の速度 F B 制御器 9 3 の出力と速度 F B 制御器 8 6 が出力する操作量とを加減算器 9 4 で加算した信号に対する制御対象のモデルの回転速度応答を、F B 制御器 8 6 が出力する操作量に対する制御対象である A C サーボモータの回転速度のセンサ検出値 y から、加減算器 8 9 で減じることでモデル誤差信号 $y e$ を算出する。
- [0106] また、遅れ補償器 9 2 は、任意の速度 F B 制御器 9 3 の出力と速度 F B 制御器 8 6 が出力する操作量とを加減算器 9 4 で加算した信号に対するプラントノミナルモデル 8 4 の応答を予測 F B 信号として算出し、モデル誤差信号をフィルタ 9 1 で処理した信号と予測 F B 信号とを加減算器 9 5 で加算して、目標回転速度 r に対する速度 F B 信号 $y b$ として出力する。
- [0107] 速度 F B 制御器 8 6 は、目標回転速度 r から遅れ補償器 9 2 の出力した速度 F B 信号 $y b$ を加減算器 8 7 で減じた偏差信号を入力に受けて、制御対象に対する操作量 u を生成する。
- [0108] 本実施例における図 9 に示す遅れ補償器 9 2 において、 $C s A$ および $A s$ (s) は例えば以下の式 (2 9)、(3 0) のように設計する。

[0109] [数29]

$$C_{sA} \equiv C_{sa} = C_{sb}(\omega_{s2}) \quad \dots (29)$$

[0110] [数30]

$$A_s(s) = 1 \quad \dots (30)$$

[0111] 但し、式(29)中の C_{sa} は、式(28)で示したものである。

[0112] このように設計された遅れ補償器92は、簡単な演算から、特許文献1で設計された式(27)、(28)で示されるフィルタNを内包する遅れ補償器82と等価な入出力特性を示すことが確認できる。すなわち、式(29)、(30)のように設計された遅れ補償器92は、特許文献1で設計された式(27)、(28)のフィルタを内包する遅れ補償器82と等価な補償性能を有する。

[0113] 式(29)、(30)はいずれも、式(27)が含んでいたノミナルプラントモデル84の伝達特性 P_m や、ノミナルな遅れ要素モデル85の伝達特性 $M_i \cdot \exp(-\tau_m \cdot s)$ を含まない、簡素な伝達関数になっていることがわかる。

[0114] このように、 C_{sA} および $A_s(s)$ の伝達関数が、式(27)に比較して簡素化される理由は、式(27)が含んでいた P_m や $M_i \cdot \exp(-\tau_m \cdot s)$ の演算を、ノミナルプラントモデル84とノミナルな遅れ要素モデル85の演算と共通化できるようなブロック構成として遅れ補償器92が構成されているためである。

[0115] 上記説明したように、本実施例によれば、図9に示すACサーボモータの速度制御系における遅れ補償器92は、従来技術で設計した様々なフィルタNを採用した遅れ補償器82と等価な補償性能を示すことができ、かつ従来技術の遅れ補償器82に比べて演算コストを低減できる構成となっている。

[0116] すなわち、図9に示す遅れ補償器92は、デジタル演算装置713へ実装する際、従来技術と比較して制御性能の劣化なく、遅れ補償器82のフィルタ81にかかるデジタル演算装置713の演算コストを低減できる、実

装に好適な制御方式である。

[0117] また、この制御方式によれば、より安価で低演算性能なデジタル演算装置 7 1 3 による制御装置の提供が可能になる。

[0118] なお、ACサーボモータの速度制御系において、従来技術を用いて遅れ補償器 8 2 のフィルタ 8 1 が、下式 (3 1) 、

[0119] [数31]

$$N_s = \frac{P_{sm} C_{sa} + A_s(s)}{1 + P_{sm} M_j C_{sa} e^{-\tau_{sm}s}} \quad \dots (3 1)$$

[0120] のように設計された場合でも、本実施例において、図 9 に示す遅れ補償器 9 2 において、下式 (3 2) 、

[0121] [数32]

$$C_{sA} \equiv C_{sa} \quad \dots (3 2)$$

[0122] のように設計すれば、図 9 に示す遅れ補償器 7 2 と式 (3 1) のフィルタを内包する遅れ補償器 8 2 は等価な補償特性となる。

[0123] これにおいて、例えば、下式 (3 3) のように、

[0124] [数33]

$$A(s) = \gamma, \quad 0 < \gamma < \infty \quad \dots (3 3)$$

[0125] 定数 γ で定義した場合であっても、制御対象が原点に極を有する場合において、制御対象の入力端に加わるステップ外乱を定常偏差なく抑制することが可能である。式 (3 3) であれば、式 (3 0) との比較から、特段の演算コストの増加無く、式 (2 8) を採用した遅れ補償器 9 2 は実装に好適な制御方式であるといえる。

[0126] また、この制御方式によれば、より安価で低演算性能なデジタル演算装置 7 1 3 による制御装置の提供が可能になる。

符号の説明

[0127] 1, 6 1, 8 1, 9 1 : フィルタ、2, 4 2, 5 2, 6 2, 8 2, 9 2 : 遅れ補償器、3, 1 6, 9 3 : フィードバック制御器、4, 5, 6, 1 8, 3

5, 37, 39 : 加減算器、7、27 : 規範モデル型実フィードバック制御系、8 : モデルフィードバック制御系、12 : 制御対象、13 : フィードバック遅れ要素、14 : ノミナルプラントモデル、15 : ノミナルな遅れ要素モデル、71 : ACサーボモータの速度制御系、77 : ACサーボモータ、78 : 電流検出器、713 : デジタル演算装置

請求の範囲

- [請求項1] 制御対象のモデルと任意のフィルタ 1 と任意のフィードバック制御器 1 とから構成される遅れ補償器 1 を含むフィードバック制御方法であって、
前記制御対象のモデルは、制御対象のダイナミクスを模擬するノミナルプラントモデルとフィードバック制御系の閉ループ内に内包される遅れ要素を模擬するノミナルな遅れモデルとからなり、
前記遅れ補償器 1 は、前記制御対象に対してフィードバック制御を行うフィードバック制御器 2 が出力する操作量と制御対象の出力信号とを入力信号とし、
前記操作量と、前記遅れ補償器 1 が含む前記任意のフィードバック制御器 1 の出力とを加減算器で加算した信号に対する前記ノミナルプラントモデルの出力信号を理想フィードバック信号とし、前記操作量と、前記遅れ補償器 1 が含む前記任意のフィードバック制御器 1 の出力とを加減算器で加算した信号に対する前記制御対象のモデルの出力信号と、前記制御対象の出力信号とを加減算器で減じて得た信号をモデル誤差信号とし、該モデル誤差信号を前記任意のフィードバック制御器 1 の入力とするとともに、前記モデル誤差信号を前記任意のフィルタ 1 で処理した信号と前記理想フィードバック信号とを加減算器で加算した信号を出力信号とするものであって、
前記フィードバック制御器 2 は、前記遅れ補償器 1 の前記出力信号と目標値信号との偏差を加減算器で算出し、該偏差を基に前記制御対象に対してフィードバック補償を行うことを特徴とするフィードバック制御方法。
- [請求項2] 請求項 1 に記載のフィードバック制御方法であって、
前記任意のフィルタ 1 は、その伝達特性が 0 より大きい任意の実数であることを特徴とするフィードバック制御方法。
- [請求項3] 請求項 1 に記載のフィードバック制御方法であって、

前記任意のフィルタ 1 は、その伝達特性が 1 であることを特徴とするフィードバック制御方法。

[請求項4]

制御対象のモデル及びフィルタ 2 から構成される遅れ補償器 2 を含むフィードバック制御方法であって、

前記制御対象のモデルは制御対象のダイナミクスを模擬するノミナルプラントモデルとフィードバック制御系の閉ループ内に内包される遅れ要素を模擬するノミナルな遅れモデルとからなり、

前記遅れ補償器 2 は、前記制御対象に対してフィードバック制御を行うフィードバック制御器 2 が出力する操作量と制御対象の出力信号とを入力信号とし、

前記制御対象の出力信号と前記フィードバック制御器 2 が出力する操作量に対する前記制御対象のモデルの出力信号とを加減算器で減じて得た誤差信号に対して前記フィルタ 2 を作用させた結果の信号と、前記フィードバック制御器 2 が出力する操作量に対する前記ノミナルプラントモデルの出力信号とを加減算器で加え合わせて得た信号を出力信号とするものであって、

前記フィードバック制御器 2 は、前記遅れ補償器 2 の前記出力信号と目標値信号との偏差を加減算器で算出し、該偏差を基に前記制御対象に対して補償を行うものであって、

前記フィルタ 2 は、前記制御対象に対する任意のフィードバック制御器 3 と、前記制御対象のモデルと、前記制御対象に対する任意のフィードバック制御器 3 と前記制御対象のモデルで構成される閉ループ系の伝達関数と、前記閉ループ系の一巡伝達関数とを、任意に用いて和差積商の形で構成した関数とすることを特徴とするフィードバック制御方法。

[請求項5]

請求項 1 に記載のフィードバック制御方法であって、

前記任意のフィードバック制御器 1 は、請求項 4 に記載の任意のフィードバック制御器 3 と等価な伝達特性を有するものであって、

前記任意のフィルタ 1 は、前記遅れ補償器 1 の入出力伝達特性が請求項 4 に記載の遅れ補償器 2 の入出力特性と等価になるよう、適切な次数を有する伝達関数として与えられていることを特徴とするフィードバック制御方法。

[請求項6]

制御対象のモデルと任意のフィルタ 1 と任意のフィードバック制御器 1 とから構成される遅れ補償器 1 を含むフィードバック制御系を採用したモータ制御装置であって、

前記制御対象のモデルは、制御対象のダイナミクスを模擬するノミナルプラントモデルと前記フィードバック制御系の閉ループ内に内包される遅れ要素を模擬するノミナルな遅れモデルとからなり、

前記遅れ補償器 1 は、前記フィードバック制御系を構成し制御対象に対してフィードバック制御を行うフィードバック制御器 2 が出力する操作量と制御対象の出力信号とを入力信号とし、

前記操作量と、前記遅れ補償器 1 が含む前記任意のフィードバック制御器 1 の出力とを加減算器で加算した信号に対する前記ノミナルプラントモデルの出力信号を理想フィードバック信号とし、前記操作量と、前記遅れ補償器 1 が含む前記任意のフィードバック制御器 1 の出力とを加減算器で加算した信号に対する前記制御対象のモデルの出力信号と、前記制御対象の出力信号とを加減算器で減じて得た信号をモデル誤差信号とし、該モデル誤差信号を前記任意のフィードバック制御器 1 の入力とするとともに、前記モデル誤差信号を前記任意のフィルタ 1 で処理した信号と前記理想フィードバック信号とを加減算器で加算した信号を出力信号とするものであって、

前記フィードバック制御器 2 は、前記遅れ補償器 1 の前記出力信号と目標値信号との偏差を加減算器で算出し、該偏差を基に前記制御対象に対してフィードバック補償を行うことを特徴とするモータ制御装置。

[請求項7]

請求項 6 に記載のモータ制御装置であって、

前記任意のフィルタ 1 は、その伝達特性が 0 より大きい任意の実数であることを特徴とするモータ制御装置。

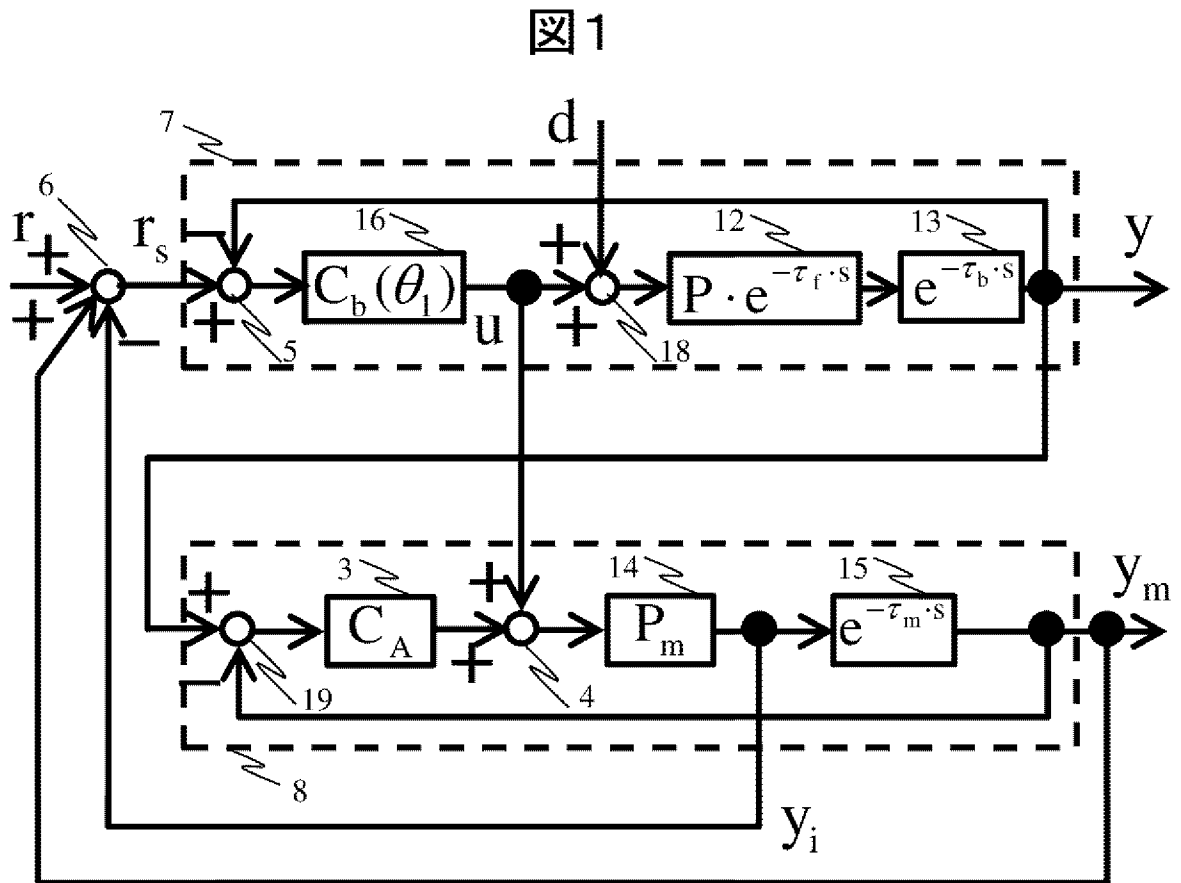
[請求項 8] 請求項 6 に記載のモータ制御装置であって、
前記任意のフィルタ 1 は、その伝達特性が 1 であることを特徴とするモータ制御装置。

[請求項 9] 制御対象のモデル及びフィルタ 2 から構成される遅れ補償器 2 とフィードバック制御器 2 から成るフィードバック制御系を採用したモータ制御装置であって、
前記制御対象のモデルは制御対象のダイナミクスを模擬するノミナルプラントモデルと前記フィードバック制御系の閉ループ内に内包される遅れ要素を模擬するノミナルな遅れモデルとからなり、
前記遅れ補償器 2 は、前記フィードバック制御器 2 が出力する操作量と制御対象の出力信号とを入力信号とし、
前記制御対象の出力信号と前記フィードバック制御器 2 が出力する操作量に対する前記制御対象のモデルの出力信号とを加減算器で減じて得た誤差信号に対して前記フィルタ 2 を作用させた結果の信号と、前記フィードバック制御器 2 が出力する操作量に対する前記ノミナルプラントモデルの出力信号とを加減算器で加え合わせて得た信号を出力信号とするものであって、
前記フィードバック制御器 2 は、前記遅れ補償器 2 の前記出力信号と目標値信号との偏差を加減算器で算出し、該偏差を基に前記制御対象に対して補償を行うものであって、
前記フィルタ 2 は、前記制御対象に対する任意のフィードバック制御器 3 と、前記制御対象のモデルと、前記制御対象に対する任意のフィードバック制御器 3 と前記制御対象のモデルで構成される閉ループ系の伝達関数と、前記閉ループ系の一巡伝達関数とを、任意に用いて和差積商の形で構成した関数とすることを特徴とするモータ制御装置。

[請求項10]

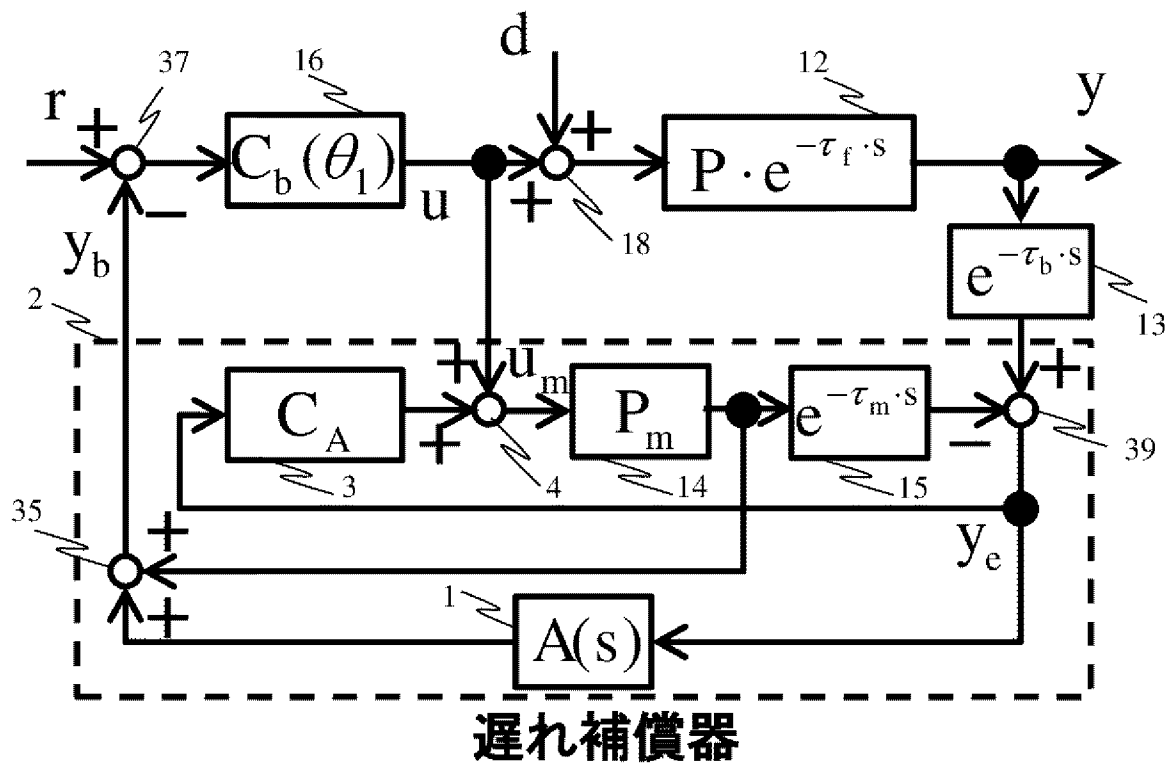
請求項6に記載のモータ制御装置であって、
前記任意のフィードバック制御器1は、請求項9に記載の任意のフィードバック制御器3と等価な伝達特性を有するものであって、
前記任意のフィルタ1は、前記遅れ補償器1の入出力伝達特性が請求項9に記載の遅れ補償器2の入出力特性と等価になるよう、適切な次数を有する伝達関数として与えられていることを特徴とするモータ制御装置。

[図1]



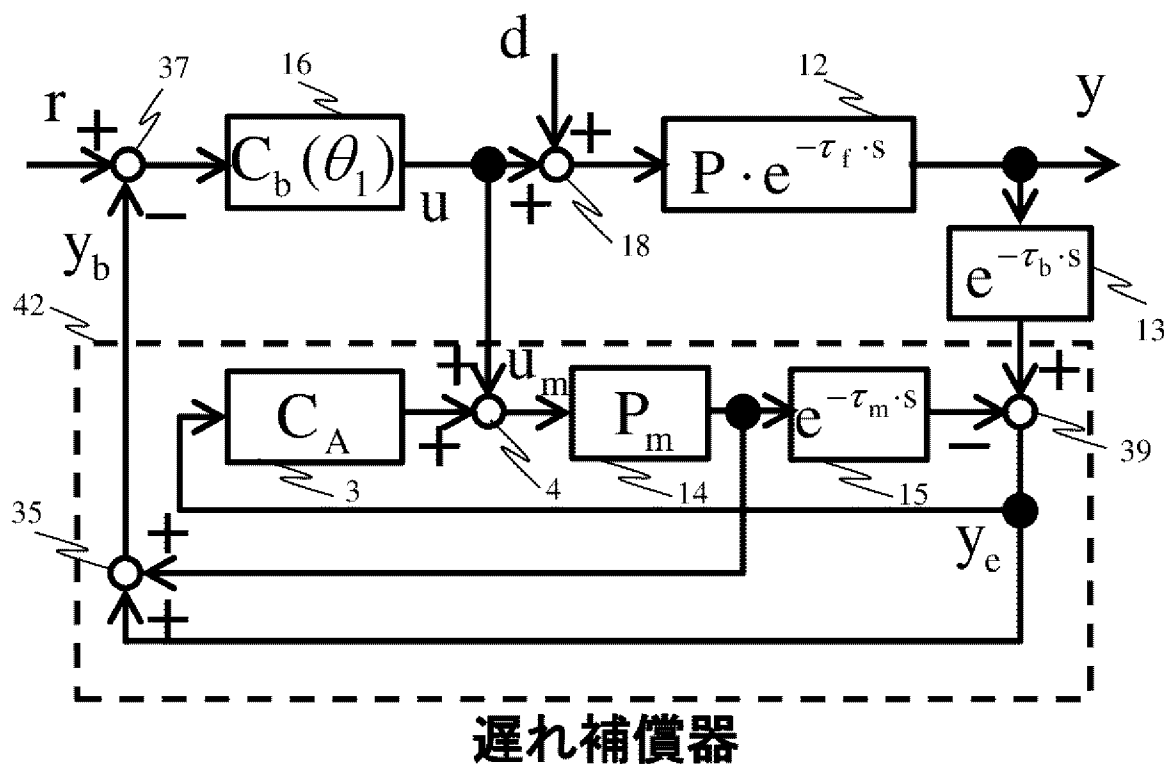
[図3]

図3



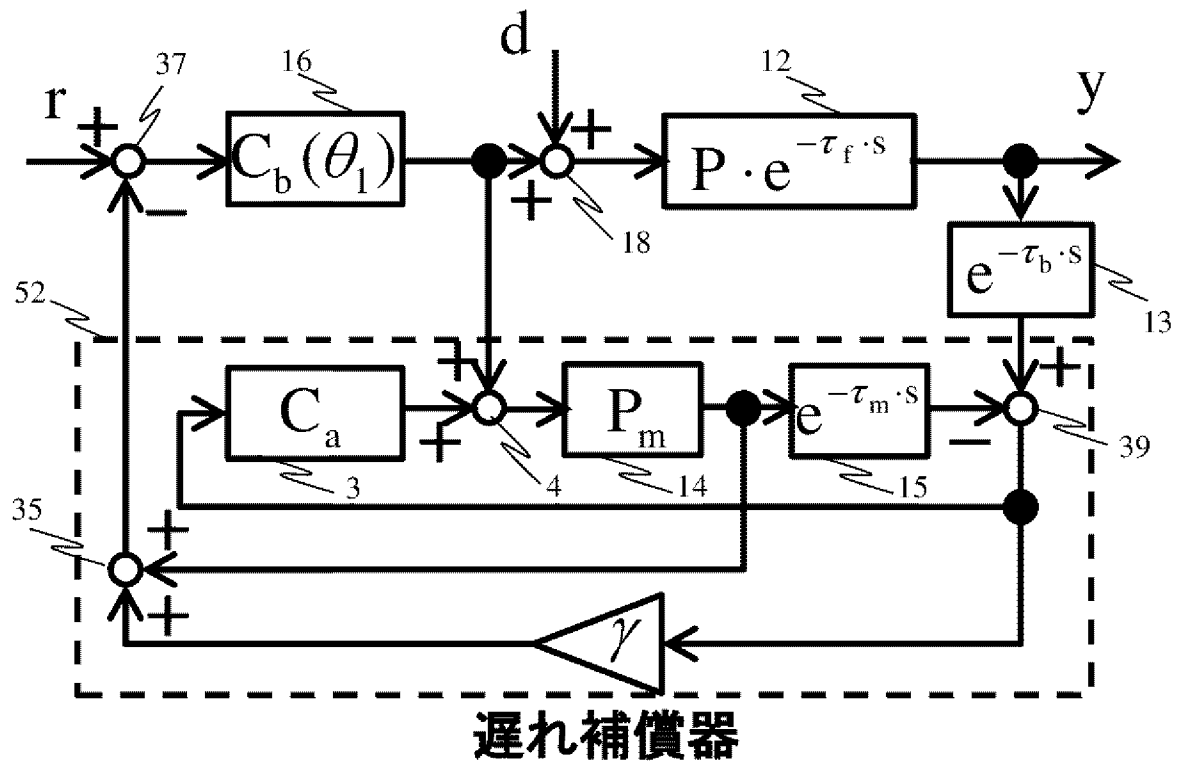
[図4]

図4



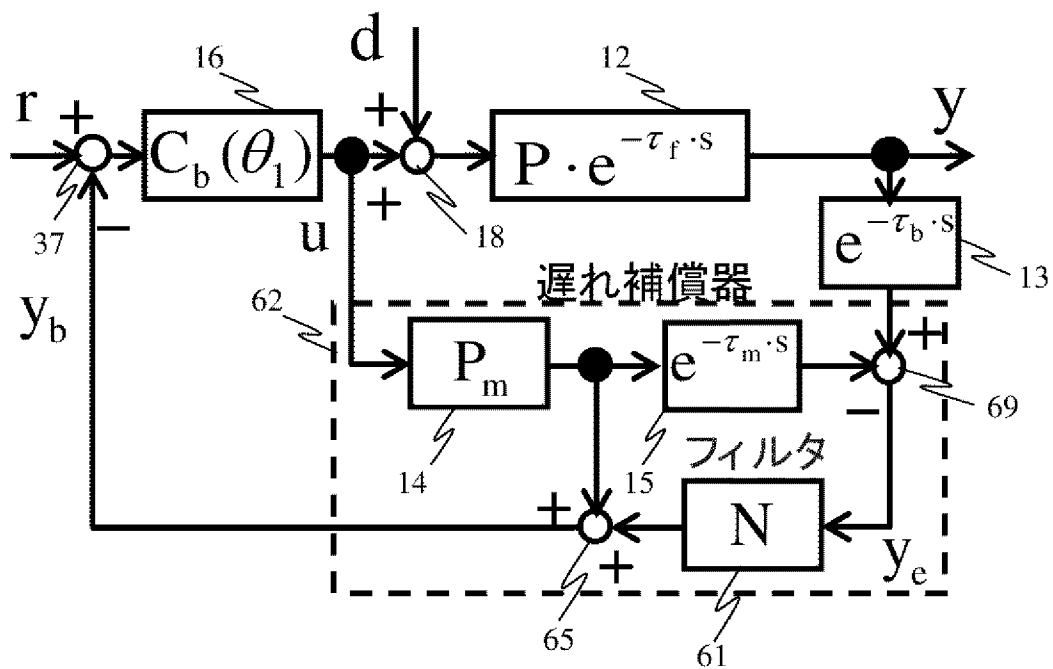
[図5]

図5



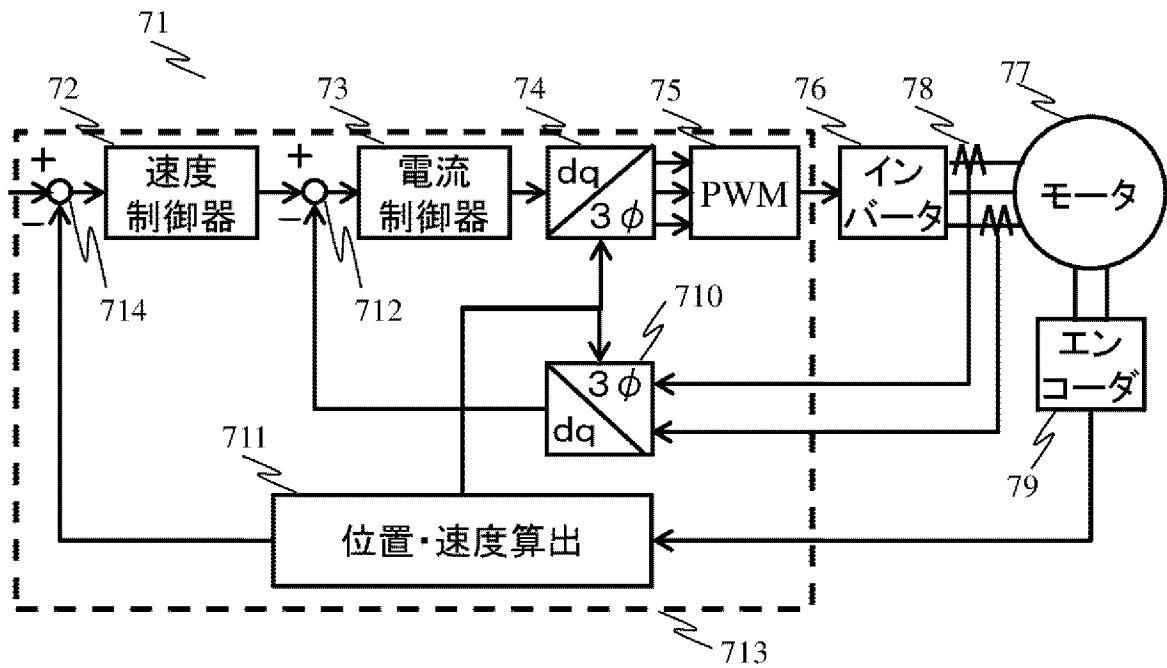
[図6]

図6



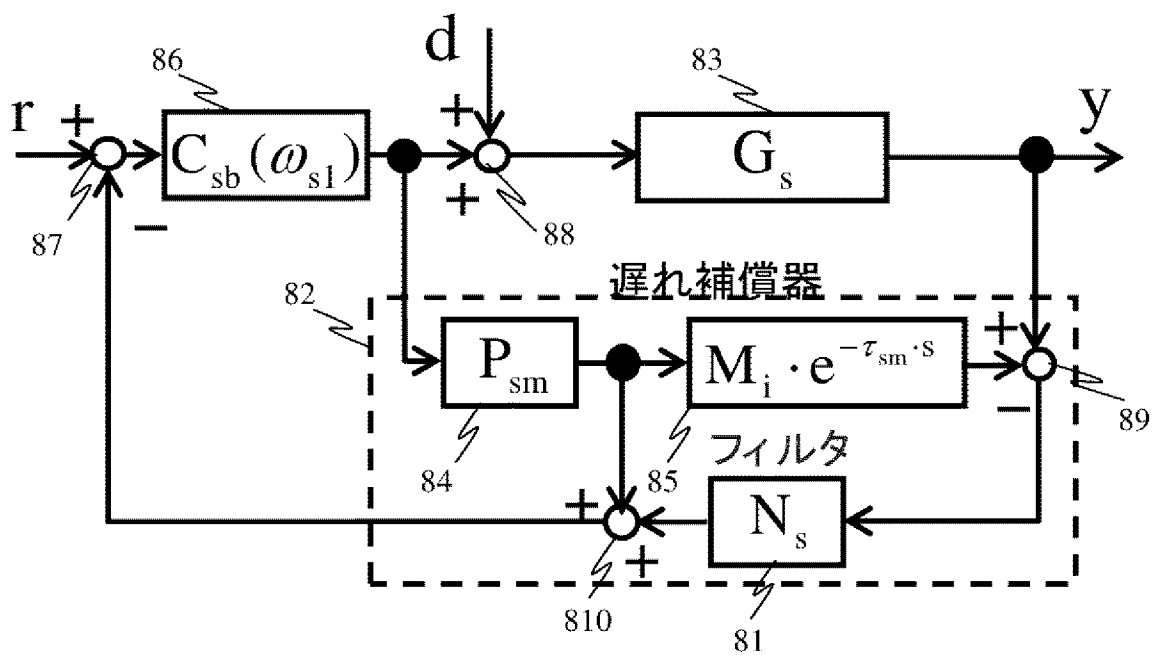
[図7]

図7



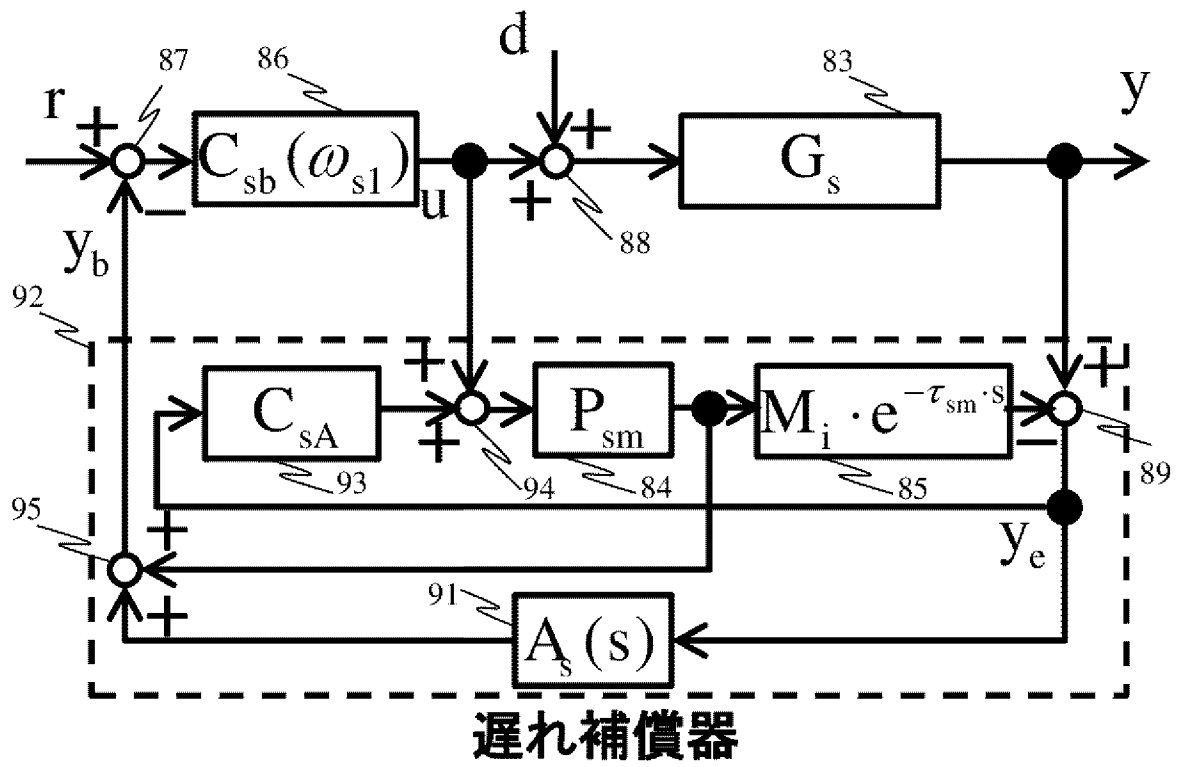
[図8]

図8



[図9]

図9



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2018/032336

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int. Cl. G05B13/04 (2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
Int. Cl. G05B13/04

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Published examined utility model applications of Japan 1922-1996
Published unexamined utility model applications of Japan 1971-2018
Registered utility model specifications of Japan 1996-2018
Published registered utility model applications of Japan 1994-2018

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	渡部慶二, 伊藤正美, Smith 法の外乱に対する制御特性の改善, 計測自動制御学会論文集, 30 March 1983, vol. 19, no. 3, pp. 187-192, p. 2, left column, line 28 to p. 5, left column, line 27, fig. 5 (WATANABE, Keiji, ITO, Masami. Disturbance Rejection of Smith Predictor Control System. Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers.)	1-3, 6-8
Y	JP 2002-229605 A (YASKAWA ELECTRIC CORP.) 16 August 2002, paragraphs [0007]-[0013], fig. 3 (Family: none)	1-3, 6-8
Y	JP 2004-23910 A (KOBE STEEL, LTD.) 22 January 2004, page 3, line 34 to line 44 (Family: none)	6-8
E, A	JP 2018-156557 A (HITACHI INDUSTRIAL EQUIPMENT SYSTEM CO., LTD.) 04 October 2018, claims 1, 11 (Family: none)	1-3, 6-8

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date

“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

“&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
30.10.2018

Date of mailing of the international search report
13.11.2018

Name and mailing address of the ISA/
Japan Patent Office
3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku,
Tokyo 100-8915, Japan

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2018/032336

Box No. II Observations where certain claims were found unsearchable (Continuation of item 2 of first sheet)

This international search report has not been established in respect of certain claims under Article 17(2)(a) for the following reasons:

1. Claims Nos.:
because they relate to subject matter not required to be searched by this Authority, namely:

2. Claims Nos.: 4-5, 9-10
because they relate to parts of the international application that do not comply with the prescribed requirements to such an extent that no meaningful international search can be carried out, specifically:

(see extra sheet)

3. Claims Nos.:
because they are dependent claims and are not drafted in accordance with the second and third sentences of Rule 6.4(a).

Box No. III Observations where unity of invention is lacking (Continuation of item 3 of first sheet)

This International Searching Authority found multiple inventions in this international application, as follows:

1. As all required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers all searchable claims.
2. As all searchable claims could be searched without effort justifying additional fees, this Authority did not invite payment of additional fees.
3. As only some of the required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers only those claims for which fees were paid, specifically claims Nos.:

4. No required additional search fees were timely paid by the applicant. Consequently, this international search report is restricted to the invention first mentioned in the claims; it is covered by claims Nos.:

Remark on Protest

- The additional search fees were accompanied by the applicant's protest and, where applicable, the payment of a protest fee.
- The additional search fees were accompanied by the applicant's protest but the applicable protest fee was not paid within the time limit specified in the invitation.
- No protest accompanied the payment of additional search fees.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2018/032336

(continuation of Box No. II)

The description and drawings neither disclose nor suggest the feature of "said output signal of the control object, the operation amount outputted by said feedback controller 2, ... are configured to be a function in the form of a sum/difference/product/quotient" in each of claims 4-5 and 9-10. Each of the aforementioned claims therefore lacks full support from the description.

Moreover, it is not possible to know what the invention, considered as a whole, would be if said feature is excluded.

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） Int.Cl. G05B13/04(2006.01)i		
B. 調査を行った分野 調査を行った最小限資料（国際特許分類（IPC）） Int.Cl. G05B13/04		
最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの 日本国実用新案公報 1922-1996年 日本国公開実用新案公報 1971-2018年 日本国実用新案登録公報 1996-2018年 日本国登録実用新案公報 1994-2018年		
国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）		
C. 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
Y	渡部慶二, 伊藤正美, Smith 法の外乱に対する制御特性の改善, 計測自動制御学会論文集, 1983. 03. 30, 第19巻, 第3号, p. 187-192, 第2頁左欄第28行-第5頁左欄第27行, 図5	1-3, 6-8
Y	JP 2002-229605 A (株式会社安川電機) 2002. 08. 16, 段落[0007]-[0013], 図3 (ファミリーなし)	1-3, 6-8
Y	JP 2004-23910 A (株式会社神戸製鋼所)	6-8
<input checked="" type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input type="checkbox"/> パテントファミリーに関する別紙を参照。		
* 引用文献のカテゴリー 「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す） 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願日の後に公表された文献 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの 「&」同一パテントファミリー文献		
国際調査を完了した日 30. 10. 2018	国際調査報告の発送日 13. 11. 2018	
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁（ISA/J P） 郵便番号100-8915 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号	特許庁審査官（権限のある職員） 牧 初 電話番号 03-3581-1101 内線 3364	3U 1180

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
E, A	2004.01.22, 第3頁第34行-第44行 (ファミリーなし) JP 2018-156557 A (株式会社日立産機システム) 2018.10.04, 請求項1, 11 (ファミリーなし)	1-3, 6-8

第II欄 請求の範囲の一部の調査ができないときの意見 (第1ページの2の続き)

法第8条第3項 (PCT17条(2)(a))の規定により、この国際調査報告は次の理由により請求の範囲の一部について作成しなかった。

1. 請求項 _____ は、この国際調査機関が調査をすることを要しない対象に係るものである。つまり、
2. 請求項 4-5, 9-10 は、有意義な国際調査をすることができる程度まで所定の要件を満たしていない国際出願の部分に係るものである。つまり、
上記各請求項の「前記制御対象の出力信号と前記フィードバック制御器2が出力する操作量・・・和差積商の形で構成した関数とする」という事項は、明細書・図面に記載も示唆もされていないため、上記各請求項は明細書による十分な裏付けを欠くものである。また、当該事項を除いた場合、全体としてどのような発明であるのか把握し得ない。
3. 請求項 _____ は、従属請求の範囲であってPCT規則6.4(a)の第2文及び第3文の規定に従って記載されていない。

第III欄 発明の単一性が欠如しているときの意見 (第1ページの3の続き)

次に述べるようにこの国際出願に二以上の発明があるところの国際調査機関は認めた。

1. 出願人が必要な追加調査手数料をすべて期間内に納付したので、この国際調査報告は、すべての調査可能な請求項について作成した。
2. 追加調査手数料を要求するまでもなく、すべての調査可能な請求項について調査することができたので、追加調査手数料の納付を求めなかった。
3. 出願人が必要な追加調査手数料を一部のみしか期間内に納付しなかったため、この国際調査報告は、手数料の納付のあった次の請求項のみについて作成した。
4. 出願人が必要な追加調査手数料を期間内に納付しなかったため、この国際調査報告は、請求の範囲の最初に記載されている発明に係る次の請求項について作成した。

追加調査手数料の異議の申立てに関する注意

- 追加調査手数料及び、該当する場合には、異議申立手数料の納付と共に、出願人から異議申立てがあった。
- 追加調査手数料の納付と共に出願人から異議申立てがあったが、異議申立手数料が納付命令書に示した期間内に支払われなかった。
- 追加調査手数料の納付はあったが、異議申立てはなかった。