

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5847338号  
(P5847338)

(45) 発行日 平成28年1月20日(2016.1.20)

(24) 登録日 平成27年12月4日(2015.12.4)

(51) Int.Cl.		F I			
<b>H02P 29/00</b>	<b>(2016.01)</b>	H02P	5/00		X
<b>G05B 11/36</b>	<b>(2006.01)</b>	H02P	5/00		F
		G05B	11/36		B

請求項の数 7 (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願2014-557326 (P2014-557326)	(73) 特許権者	000006013 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(86) (22) 出願日	平成25年10月30日(2013.10.30)	(74) 代理人	100089118 弁理士 酒井 宏明
(86) 国際出願番号	PCT/JP2013/079427	(72) 発明者	斎藤 暁生 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三 菱電機株式会社内
(87) 国際公開番号	W02014/112178	(72) 発明者	池田 英俊 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三 菱電機株式会社内
(87) 国際公開日	平成26年7月24日(2014.7.24)		
審査請求日	平成26年12月18日(2014.12.18)	審査官	宮崎 基樹
(31) 優先権主張番号	特願2013-5268 (P2013-5268)		
(32) 優先日	平成25年1月16日(2013.1.16)		
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータ制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

速度指令に基づき、モータと該モータに連結された機械系を備える制御対象を駆動するモータ制御装置であって、

1つ以上の変数である第1の状態変数と前記速度指令とに基づいて前記第1の状態変数の変化分を算出して前記第1の状態変数を更新し、更新後の前記第1の状態変数に基づいて速度フィードフォワード及び電流フィードフォワードを算出して出力する速度モデルと

前記モータの実速度と前記速度フィードフォワードと前記電流フィードフォワードとに基づいて1つ以上の変数である第2の状態変数の変化分を算出して前記第2の状態変数を更新し、前記モータの前記実速度と前記速度フィードフォワードと前記電流フィードフォワードと更新後の前記第2の状態変数とに基づいて電流指令を算出して出力する速度制御器と、

前記電流指令を入力とし、前記電流指令の大きさを制限電流値以下に制限した制限後電流指令を出力する電流制限器と、

前記電流指令と前記制限後電流指令とに基づき、前記第1の状態変数と前記第2の状態変数の変化分の補正係数である変化分係数を算出する変化分係数算出部と、を備え、

前記速度モデルは、前記第1の状態変数の変化分の算出において、前記変化分係数を乗じる補正を行い、

前記速度制御器は、前記第2の状態変数の変化分の算出において、前記変化分係数を乗

じる補正を行うことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項2】

位置指令に基づき、モータを備える制御対象を駆動するモータ制御装置であって、  
前記位置指令と位置フィードフォワードとの偏差に基づき速度指令を出力する速度指令算出部と、

1つ以上の変数である第1の状態変数と前記速度指令とに基づいて前記第1の状態変数の変化分を算出して前記第1の状態変数を更新し、更新後の前記第1の状態変数に基づいて速度フィードフォワード及び電流フィードフォワードを算出して出力する速度モデルと、

前記速度フィードフォワードを積分し前記位置フィードフォワードを出力する積分器と、  
前記モータの実位置と前記位置フィードフォワードとの差分に基づき速度補正量を出力する位置制御器と、

前記モータの実速度と前記速度補正量と前記速度フィードフォワードと前記電流フィードフォワードとに基づいて1つ以上の変数である第2の状態変数の変化分を算出して前記第2の状態変数を更新し、前記モータの前記実速度と前記速度補正量と前記速度フィードフォワードと前記電流フィードフォワードと更新後の前記第2の状態変数とに基づいて電流指令を算出して出力する速度制御器と、

前記電流指令を入力とし、前記電流指令の大きさを制限電流値以下に制限した制限後電流指令を出力する電流制限器と、

前記電流指令と前記制限後電流指令とに基づき、前記第1の状態変数と前記第2の状態変数の変化分の補正係数である変化分係数を算出する変化分係数算出部と、を備え、

前記速度モデルは、前記第1の状態変数の変化分の算出において、前記変化分係数を乗じる補正を行い、

前記速度制御器は、前記第2の状態変数の変化分の算出において、前記変化分係数を乗じる補正を行うことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項3】

位置指令に基づき、モータを備える制御対象を駆動するモータ制御装置であって、  
前記位置指令と位置フィードフォワードとの偏差に基づき速度指令を出力する速度指令算出部と、

1つ以上の変数である第1の状態変数と前記速度指令とに基づいて前記第1の状態変数の変化分を算出して前記第1の状態変数を更新し、更新後の前記第1の状態変数に基づいて速度フィードフォワード及び電流フィードフォワードを算出して出力する速度モデルと、

前記モータの実位置の前記位置フィードフォワードとの差分に基づきモデル補正信号を出力するモデル補正部と、

前記モデル補正信号を入力とし、接続状態では前記モデル補正信号を出力し、非接続状態では零信号を出力する切り替えスイッチと、

前記速度フィードフォワードと前記切り替えスイッチの出力信号の偏差を積分し前記位置フィードフォワードを出力する積分器と、

前記モータの実位置と前記位置フィードフォワードとの差分に基づき速度補正量を出力する位置制御器と、

前記モータの実速度と前記速度補正量と前記速度フィードフォワードと前記電流フィードフォワードとに基づいて1つ以上の変数である第2の状態変数の変化分を算出して前記第2の状態変数を更新し、前記モータの前記実速度と前記速度補正量と前記速度フィードフォワードと前記電流フィードフォワードと更新後の前記第2の状態変数とに基づいて電流指令を算出して出力する速度制御器と、

前記電流指令を入力とし、前記電流指令の大きさを制限電流値以下に制限した制限後電流指令を出力する電流制限器と、

前記電流指令と前記制限後電流指令とに基づき、前記第1の状態変数と前記第2の状態

10

20

30

40

50

変数の変化分の補正係数である変化分係数を算出する変化分係数算出部と、を備え、

前記速度モデルは、前記第 1 の状態変数の変化分の算出において、前記変化分係数を乗じる補正を行い、

前記速度制御器は、前記第 2 の状態変数の変化分の算出において、前記変化分係数を乗じる補正を行い、

前記切り替えスイッチは、前記電流指令の大きさが前記制限電流値を越えているときに接続とし、前記電流指令の大きさが前記制限電流値以下であるときに非接続とすることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 4】

前記モータの最大速度を設定する最大速度設定部と、

前記モータの減速停止時の減速度を算出する減速度算出部と、を備え、

前記速度指令算出部は、前記位置指令と前記位置フィードフォワードとの偏差、前記最大速度及び前記減速度に基づく関数により前記速度指令を算出することを特徴とした請求項 2 または請求項 3 に記載のモータ制御装置。

【請求項 5】

前記減速度算出部は、

前記モータの電流及び実位置または実速度から推定した前記制御対象の慣性モーメント推定値に基づいて前記減速度を算出することを特徴とした請求項 4 に記載のモータ制御装置。

【請求項 6】

前記変化分係数算出部は、

前記電流指令と前記制限後電流指令との比率により前記変化分係数を算出することを特徴とする請求項 1 から請求項 5 のいずれか一項に記載のモータ制御装置。

【請求項 7】

前記変化分係数算出部は、

前記電流指令に、予め設定された前記モータのトルク定数を乗じてトルク指令を算出するトルク定数乗算器と、

前記モータの電流とトルクとの間の非線形特性をモデル化した非線形トルクモデルを備え、

前記トルク指令と、

前記制限後電流指令と前記非線形トルクモデルに基づき算出した実トルクと、の比率により前記変化分係数を算出することを特徴とする請求項 1 から請求項 5 のいずれか一項に記載のモータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、モータ制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

モータと該モータに連結された機械系を備える制御対象を駆動するモータ制御装置において、制御対象の慣性モーメントや摩擦といった負荷が変化すると、負荷の大きさに基づいて目標位置指令を算出し直さねばならない。そのため、目標位置や負荷の大きさに自動的に適応し、最大トルクによる位置決め指令を自動で生成することが可能な技術開発が進められている。

【0003】

このような従来技術として、例えば、特許文献 1 には、位置偏差と基準値との大小関係によって、最大速度指令、零速度指令及び位置偏差に比例した速度指令を切り替える速度指令発生手段と、アンチwindアップ機能付き速度制御器と、を備える制御装置が開示されている。特許文献 1 に開示された技術によれば、前記基準値は、モータの実速度の二乗をモータの最大トルク、制御対象の慣性モーメント及び摩擦から求まる加速度を 2 倍し

10

20

30

40

50

た値で割った値とし、目標位置を与えるだけで、最大トルクを用いた理想的な速度パターンに従って、高速に位置決めすることが可能であるとされている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特開2005-160152号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

しかしながら、モータと該モータに連結された機械系からなる制御対象を駆動するモータ制御装置において、制御対象の負荷が未知である場合には、制御対象の慣性モーメントがモータの慣性モーメントの1倍から数十倍程度まで対応可能とすることが要求されるところ、上記従来技術によれば、制御対象の負荷の大きさによって応答特性が変化してしまい、制御対象の負荷の大きさがノミナル値と大きく異なる場合には良好な応答を得ることができないという問題があった。また、速度指令値が最大速度から零速度に切り替わるため、切り替えに伴う過渡変化により応答が悪化する恐れがあるという問題があった。

10

【0006】

本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、制御対象の慣性モーメントや摩擦といった負荷が未知である、または、負荷の大きさが大きく変化する場合においても、目標位置及び制限速度並びに負荷の大きさに適応した位置指令及び速度指令を自動で生成することが可能な、高速且つ良好な応答特性を実現するモータ制御装置を得ることを目的とする。

20

【課題を解決するための手段】

【0007】

上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明は、速度指令に基づき、モータと該モータに連結された機械系を備える制御対象を駆動するモータ制御装置であって、1つ以上の変数である第1の状態変数と前記速度指令とに基づいて前記第1の状態変数の変化分を算出して前記第1の状態変数を更新し、更新後の前記第1の状態変数に基づいて速度フィードフォワード及び電流フィードフォワードを算出して出力する速度モデルと、前記モータの実速度と前記速度フィードフォワードと前記電流フィードフォワードとに基づいて1つ以上の変数である第2の状態変数の変化分を算出して前記第2の状態変数を更新し、前記モータの前記実速度と、前記速度フィードフォワードと、前記電流フィードフォワードと、更新後の前記第2の状態変数とに基づいて電流指令を算出して出力する速度制御器と、前記電流指令を入力とし、制限電流値以下の制限後電流指令を出力する電流制限器と、前記電流指令と前記制限後電流指令とに基づき、前記第1の状態変数と前記第2の状態変数の変化分の補正係数である変化分係数を算出する変化分係数算出部と、を備え、前記速度モデルは、前記第1の状態変数の変化分の算出において、前記変化分係数を乗じる補正を行い、前記速度制御器は、前記第2の状態変数の変化分の算出において、前記変化分係数を乗じる補正を行うことを特徴とする。

30

【発明の効果】

40

【0008】

本発明によれば、制御対象の慣性モーメントや摩擦といった負荷が未知である、または、負荷の大きさが大きく変化する場合であっても、目標位置及び速度並びに負荷の大きさに自動で適応した位置指令及び速度指令を自動で生成することが可能な、高速且つ良好な応答特性を実現するモータ制御装置を得ることができるという効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【0009】

【図1】図1は、実施の形態1にかかるモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図2】図2は、実施の形態1にかかる非線形関数で表される電流-トルク特性を示す図である。

50

【図 3】図 3 は、実施の形態 1 にかかる制御対象の負荷慣性比を変化させた場合の仮想時間 軸上における速度応答を示す図である。

【図 4】図 4 は、実施の形態 1 にかかる実時間 t 軸と仮想時間 軸における速度応答を示す図である。

【図 5】図 5 は、実施の形態 1 にかかる制御対象の負荷慣性比を変化させた場合における速度応答とトルクの応答を示す図である。

【図 6】図 6 は、実施の形態 2 にかかるモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図 7】図 7 は、実施の形態 2 にかかる制御対象の負荷慣性比を変化させた場合における速度応答とトルクの応答を示す図である。

【図 8】図 8 は、実施の形態 1 にかかる速度モデルの構成の一例を示すブロック図である

10

。【図 9】図 9 は、実施の形態 3 にかかるモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0010】

以下に、本発明にかかるモータ制御装置の実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。

【0011】

実施の形態 1 .

図 1 は、本発明にかかるモータ制御装置の実施の形態 1 の構成を示すブロック図である。図 1 に示すモータ制御装置は、制御対象 1 と、速度モデル 2 1 と、速度制御器 3 3 と、電流制限器 3 4 と、電流制御器 3 5 と、変化分係数算出部 3 6 と、を備える。

20

【0012】

制御対象 1 は、モータ 1 1 と、モータ 1 1 に連結された機械系 1 2 と、モータ 1 1 の速度を検出する速度検出器 1 3 と、を備える。または、速度検出器 1 3 に代えて、位置検出器（例えば、エンコーダまたはレゾルバ）が備えられ、位置検出器の出力を微分してモータ 1 1 の速度を算出してもよい。または、速度検出器 1 3 に代えて、電流検出器が備えられ、電流検出器の出力からモータ 1 1 の速度を推定してもよい。速度検出器 1 3 は、検出した実速度 V を出力する。

【0013】

速度モデル 2 1 は、外部より入力される速度指令  $V_r$  から、下記の式 (1) に示される状態方程式を用いて、速度フィードフォワード  $V_{ff}$  及び電流フィードフォワード  $U_{ff}$  を算出して出力するモデルである。

30

【0014】

【数 1】

$$\begin{cases} \frac{d\xi}{dt} = \alpha(A_{ff}\xi + B_{ff}V_r) \\ \begin{bmatrix} V_{ff} \\ U_{ff} \end{bmatrix} = C_{ff}\xi + D_{ff}V_r \end{cases} \quad \dots(1)$$

【0015】

40

なお、式 (1) における行列  $A_{ff}$ 、 $B_{ff}$ 、 $C_{ff}$ 、 $D_{ff}$  は、予め設定された行列であり、変化分係数 は、後述するように変化分係数算出部 3 6 によって算出されるものであり、1 つ以上の変数である状態変数 は、速度モデル 2 1 の状態変数を表すベクトルである。式 (1) の第 1 式は、状態変数 の更新演算であり、式 (1) の第 1 式によって状態変数 の変化分が算出され、これを逐次積分することで、状態変数 のそれぞれを算出する。

【0016】

ここで、 $\alpha = 1$  とすると、式 (1) は、一般的なモデルフォロイング制御と呼ばれる制御方式における速度モデルの状態方程式である。一般的なモデルフォロイング制御と呼ばれる制御方式では、速度モデルによって、外部から入力される速度指令  $V_r$  から、速度フ

50

ィードフォワード $V_{ff}$ 及び電流フィードフォワード $U_{ff}$ が算出される。この速度フィードフォワード $V_{ff}$ としては、速度指令 $V_r$ に対する理想的な応答波形となる信号が出力される。また、電流フィードフォワード $U_{ff}$ としては、速度フィードフォワード $V_{ff}$ を微分し、制御対象1の慣性モーメントのノミナル値 $J_n$ を乗じた信号が出力される。このとき、電流フィードフォワード $U_{ff}$ と速度フィードフォワード $V_{ff}$ の特性は、制御対象1のノミナルモデルの入出力特性と一致する。行列 $A_{ff}$ 、 $B_{ff}$ 、 $C_{ff}$ 、 $D_{ff}$ は、速度モデル21が上述した特性となるように設定される。

【0017】

このような特性が得られる速度モデル21の構成の一例を示すブロック図を図8に示す。図8に示す速度モデル21は、積分器211、212と、乗算器213、214、215と、減算器216、217と、を備える。図8において、 $\alpha = 1$ とすると、速度指令 $V_r$ から速度フィードフォワード $V_{ff}$ までの入出力特性は線形のローパス特性となり、電流フィードフォワード $U_{ff}$ には速度フィードフォワード $V_{ff}$ の微分に相当する信号に制御対象1の慣性モーメントのノミナル値 $J_n$ を乗じた信号が出力される。また、積分器211、212は、積分器への入力信号と変化分係数 $W_v$ との積を積分変数の変化分とし、前記変化分を各時刻において積分することにより、積分変数の値を計算する。積分器211、212の値をそれぞれ $\xi_1$ 、 $\xi_2$ とすると、図8に示すブロック図の状態方程式は下記の式(2)で表すことができる。よって、行列 $A_{ff}$ 、 $B_{ff}$ 、 $C_{ff}$ 、 $D_{ff}$ 及び状態変数ベクトル $\xi$ を下記の式(3)のように設定することで、図8のブロック図の計算式を式(1)で表すことができる。

【0018】

【数2】

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix} = \alpha \left( \begin{bmatrix} -W_a & -W_v W_a \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W_v W_a \\ 0 \end{bmatrix} V_r \right) \\ \begin{bmatrix} V_{ff} \\ U_{ff} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ J_n & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad \dots(2)$$

【0019】

【数3】

$$\begin{cases} A_{ff} = \begin{bmatrix} -W_a & -W_v W_a \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \\ B_{ff} = \begin{bmatrix} W_v W_a \\ 0 \end{bmatrix} \\ C_{ff} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ J_n & 0 \end{bmatrix} \\ D_{ff} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \xi = \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad \dots(3)$$

【0020】

なお、本実施の形態では、速度モデル21が2つの積分器を備える場合、すなわち、速度モデル21の次数が2次の場合について説明したが、これに限定されるものではない。速度モデルの次数は、自然数であればよい。

【0021】

速度制御器33は、速度フィードフォワード $V_{ff}$ と実速度 $V$ の差及び電流フィードフォワード $U_{ff}$ と、予め設定された定数 $K_v$ （速度比例ゲイン）、 $K_i$ （速度積分ゲイン

10

20

30

40

50

)と、変化分係数  $\alpha$  と、から下記の式(4)に示される状態方程式を用いて、電流指令  $U$  を算出して出力する。

【0022】

【数4】

$$\begin{cases} \frac{d\eta}{dt} = \alpha K_i (V_{ff} - V) \\ U = K_v \{(V_{ff} - V) + \eta\} + U_{ff} \end{cases} \quad \dots(4)$$

【0023】

ここで、 $\alpha = 1$  とすると、式(4)は、一般的な速度比例積分(PI)制御を表すことになる。なお、積分変数  $\eta$  (第2の状態変数)は、速度制御器33の積分変数を表すスカラー値である。ただし、本実施の形態のモータ制御装置では、実際の積分変数  $\eta$  の変化分は、式(1)と同様に、一般的な比例積分演算によって得られた積分変数の変化分に、変化分係数  $\alpha$  を乗じて得られた値とする。なお、速度制御器33に例えばローパスフィルタを追加すると、積分変数  $\eta$  は、比例積分演算の積分変数と、追加したローパスフィルタの演算の状態変数からなるベクトルとなる。

10

【0024】

電流制限器34は、電流指令  $U$  を入力とし、入力された電流指令  $U$  の絶対値が予め設定された最大電流指令値  $U_{max}$  以下となるように制限後電流指令  $U_{sat}$  を出力する。すなわち、入力された電流指令  $U$  の絶対値が最大電流指令値  $U_{max}$  以下である場合には制限後電流指令  $U_{sat}$  は入力された電流指令  $U$  に等しく、入力された電流指令  $U$  の絶対値が最大電流指令値  $U_{max}$  を超えている場合には制限後電流指令  $U_{sat}$  は最大電流指令値  $U_{max}$  となる。

20

【0025】

電流制御器35は、制限後電流指令  $U_{sat}$  を入力とし、モータ11の電流  $i$  を出力する。

【0026】

変化分係数算出部36は、トルク定数乗算器361と、非線形トルクモデル362と、比率演算器363と、を備え、電流指令  $U$  と制限後電流指令  $U_{sat}$  との比率により変化分係数  $\alpha$  を算出する。トルク定数乗算器361は、電流指令  $U$  を入力とし、予め設定されたトルク定数  $K_t$  を乗じてトルク指令  $T_{cmd}$  を算出して出力する。非線形トルクモデル362は、入力される制限後電流指令  $U_{sat}$  から、予め設定されたモータ11の電流-トルク特性を用いて、モータ11の実トルク  $T$  を算出して出力するモデルである。なお、ここで、非線形トルクモデル362に用いられる電流-トルク特性は、モータ11の磁気飽和及び電圧飽和を考慮した非線形関数で表される。図2は、このような非線形関数(実線)で表される電流-トルク特性を示す図である。比率演算器363は、実トルク  $T$  にトルク指令  $T_{cmd}$  の逆数を乗じて変化分係数  $\alpha$  を算出して出力する。なお、トルク指令  $T_{cmd}$  が0であるときには、比率演算器363が出力する変化分係数  $\alpha$  は1とされる。

30

【0027】

次に、実施の形態1のモータ制御装置の動作原理を説明する。

40

【0028】

制御対象1が備える機械系12の剛性が制御対象1を慣性モーメント  $J$  の剛体とみなすことが可能な程度に高く、また、電流制御器35による遅れが無視できると仮定すると、制御対象1の電流指令  $U$  から実速度  $V$  までの動特性は、下記の式(5)の状態方程式で表される。

【0029】

【数5】

$$\frac{dV}{dt} = \frac{1}{J} g(U) \quad \dots(5)$$

50

## 【 0 0 3 0 】

なお、ここで、 $g(U)$  は、電流指令  $U$  の関数であり、電流制限器 3 4 による非線形特性及びモータ 1 1 の電流 - トルク特性を表す。すなわち、 $g(U)$  は、実トルク  $T$  を表す。

## 【 0 0 3 1 】

また、トルク定数乗算器 3 6 1 において用いられるトルク定数  $K_t$  は、下記の式 ( 6 ) で表される。

## 【 0 0 3 2 】

## 【数 6】

$$K_t = \left. \frac{dg}{dU} \right|_{U=0} \quad \dots(6)$$

10

## 【 0 0 3 3 】

また、変化分係数  $\alpha$  は、実トルク  $T = g(U)$  にトルク指令  $T_{cmd} = K_t * U$  の逆数を乗じて算出された値であることから、変化分係数  $\alpha$  は、下記の式 ( 7 ) で表される。

## 【 0 0 3 4 】

## 【数 7】

$$\alpha = \frac{g(U)}{K_t U} \quad \dots(7)$$

20

## 【 0 0 3 5 】

ここで、仮想時間  $\tau$  を下記の式 ( 8 ) で定義する。

## 【 0 0 3 6 】

## 【数 8】

$$\frac{dt}{d\tau} = \frac{K_t U}{g(U)} \quad \dots(8)$$

## 【 0 0 3 7 】

仮想時間  $\tau$  は、その変化率が実時間  $t$  の変化率に対して式 ( 8 ) の逆数を乗じたように、実時間  $t$  を伸縮させたものである。仮想時間  $\tau$  軸上における制御対象 1 の状態方程式 ( 実時間  $t$  軸上では式 ( 5 ) ) は、仮想時間  $\tau$  軸上では、下記の式 ( 9 ) で表される。

30

## 【 0 0 3 8 】

## 【数 9】

$$\frac{dV}{d\tau} = \frac{dV}{dt} \cdot \frac{dt}{d\tau} = \frac{1}{J} g(U) \cdot \frac{K_t U}{g(U)} = \frac{1}{J} K_t U \quad \dots(9)$$

## 【 0 0 3 9 】

慣性モーメント  $J$  及びトルク定数  $K_t$  は定数であるため、式 ( 9 ) は線形である。

## 【 0 0 4 0 】

同様に、仮想時間  $\tau$  軸上における速度モデル 2 1 の状態方程式は、式 ( 8 ) の右辺が式 ( 5 ) の右辺の逆数であるため、仮想時間  $\tau$  軸上では、下記の式 ( 1 0 ) で表される。

40

## 【 0 0 4 1 】

## 【数 1 0】

$$\begin{cases} \frac{d\xi}{d\tau} = A_{ff} \xi + B_{ff} V_r \\ \begin{bmatrix} V_{ff} \\ U_{ff} \end{bmatrix} = C_{ff} \xi + D_{ff} V_r \end{cases} \quad \dots(10)$$

## 【 0 0 4 2 】

また、同様に、仮想時間  $\tau$  軸上における速度制御器 3 3 の状態方程式は、仮想時間  $\tau$  軸

50



上では、下記の式(11)で表される。

【0043】

【数11】

$$\begin{cases} \frac{d\eta}{d\tau} = K_i(V_{ff} - V) \\ U = K_v\{(V_{ff} - V) + \eta\} + U_{ff} \end{cases} \quad \dots(11)$$

【0044】

上記の式(9)、(10)、(11)はすべて線形であり、且つ電流指令Uには制限がない。そのため、仮想時間軸上での制御対象1の応答は、電流制限器34における電流制限の影響を受けない。また、仮想時間軸上での制御対象1の応答は、モータ11の電流-トルク特性が非線形であることにも影響を受けない。

10

【0045】

また、上記説明したように、図1に示すモータ制御装置の制御系は、速度モデル21で所望の応答を生成し、この応答に制御対象1が追従するようにフィードバック制御を行うモデルフォロイング制御を基本としているため、速度制御系の応答特性は、速度モデル21における行列 $A_{ff}$ 、 $B_{ff}$ 、 $C_{ff}$ 、 $D_{ff}$ により、速度制御器33の特性とは独立に設定することが可能である。

【0046】

図3は、速度制御器33の誤差抑圧性能が速度モデル21の応答特性と比べて十分に高くなるように(すなわち、速度モデル21の応答特性に対して誤差が抑圧されているといえる程度に)設定した場合における、制御対象1の負荷慣性比(慣性モーメント)を変化させたときの仮想時間軸上における速度応答を示す図である。速度制御器33の誤差抑圧性能が速度モデル21の応答特性と比べて十分に高くなるように行列 $A_{ff}$ 、 $B_{ff}$ 、 $C_{ff}$ 、 $D_{ff}$ 及び定数 $K_v$ 、 $K_i$ を設定すると、制御対象1の慣性モーメントが変化しても応答特性の変化が小さい制御系を実現することができる。

20

【0047】

すなわち、制御対象1における慣性モーメントのノミナル値 $J_n$ と制御対象1の慣性モーメント $J$ との間に誤差が存在しても、良好な応答が可能である。

【0048】

図4は、実時間 $t$ 軸と仮想時間軸における制御対象1の速度応答を示す図である。実時間 $t$ 軸上における制御対象1の速度応答は、線形の状態方程式である式(9)と式(10)と式(11)と、から求まる仮想時間軸上の速度応答を、式(8)で求まる実時間 $t$ と仮想時間との関係に応じて、時間軸方向に伸張した応答となる。そのため、実時間 $t$ 軸上での速度応答をオーバーシュートさせないようにするためには、仮想時間軸上で速度応答がオーバーシュートしないように速度モデル21及び速度制御器33の動特性を設定すればよい。これは、上記説明した本実施の形態の制御系がアンチワインドアップ効果を含んでいるということであり、速度指令 $V_r$ にステップ信号として大きな値が入力され、 $U = U_{max}$ となる場合であっても、実速度 $V$ をオーバーシュートさせずに制御することができる。従って、上記のように構成することで、制御対象1の慣性モーメント $J$ が未知である場合( $U_{max}$ における最大加速度が未知である場合)であっても、速度指令 $V_r$ に目標速度をステップ信号として入力するだけで、最大加速度による高速な速度応答を実現することができる。

30

40

【0049】

図5は、制御対象1の負荷慣性比(慣性モーメント $J$ )を変化させた場合における速度応答(図5(A))とトルクの応答(図5(B))を示す図である。図5(A)及び(B)によると、いずれの場合も、最大トルク(最大加速度)で加速を行っても、実速度 $V$ はオーバーシュートしていない。

【0050】

以上説明したように、本実施の形態のモータ制御装置では、制御対象の慣性モーメント

50

が未知である、または、負荷の大きさが大きく変化する場合であっても、目標速度が与えられれば、自動的に目標速度及び慣性モーメントに適応した高速且つ良好な速度応答を実現することができる。また、本実施の形態のモータ制御装置では、モータの電流 - トルク特性（非線形トルクモデルの特性）の非線形性を補償し、モータの電流 - トルク特性が非線形であることによる応答の劣化を防ぐことができる。

【 0 0 5 1 】

なお、上記の説明では、制御対象 1 における摩擦がない場合について説明している。制御対象 1 に摩擦が生じ、粘性摩擦係数を  $c$  とすると、制御対象 1 の動特性は、下記の式（ 1 2 ）の状態方程式で表される。

【 0 0 5 2 】

【数 1 2】

$$\frac{dV}{dt} = -cV + \frac{1}{J}g(U) \quad \dots(12)$$

【 0 0 5 3 】

摩擦が生じる制御対象 1 に対しても、摩擦がない場合と同様の制御を行うとすると、仮想時間 軸での制御対象 1 は、下記の式（ 1 3 ）の状態方程式で表される。

【 0 0 5 4 】

【数 1 3】

$$\frac{dV}{d\tau} = \left( -cV + \frac{1}{J}g(U) \right) \frac{K_t U}{g(U)} = -\frac{c}{\alpha} V + \frac{1}{J} K_t U \quad \dots(13)$$

【 0 0 5 5 】

上記の式（ 1 3 ）は、粘性摩擦係数  $c$  が変化分係数 によって変化する線形時変の状態方程式とみることができる。上記説明したように、モデルフォロイング制御における制御系は、制御対象 1 の誤差と変動の影響を受けにくいと、慣性モーメント  $J$  が変動しても応答特性がほとんど変化しないのと同様、摩擦係数が変化しても応答特性はほとんど変化しない。そのため、本実施の形態のモータ制御装置は、摩擦の影響をほとんど受けず、目標速度を与えるのみで高速且つ良好な速度応答を実現することができる。

【 0 0 5 6 】

なお、慣性モーメント  $J$  及び粘性摩擦係数  $c$  が予め設定されている場合には、変化分係数算出部 3 6 において変化分係数 を下記の式（ 1 4 ）により算出することもできる。

【 0 0 5 7 】

【数 1 4】

$$\alpha = \frac{g(U) - JcV}{K_t U - JcV} \quad \dots(14)$$

【 0 0 5 8 】

このとき、上記式（ 8 ）に代えて仮想時間 軸を下記の式（ 1 5 ）で定義する。

【 0 0 5 9 】

【数 1 5】

$$\frac{dt}{d\tau} = \frac{K_t U - JcV}{g(U) - JcV} \quad \dots(15)$$

【 0 0 6 0 】

すると、仮想時間 軸上での制御対象 1 の状態方程式は、下記の式（ 1 6 ）で表される。

【 0 0 6 1 】

10

20

30

40

【数 16】

$$\frac{dV}{dt} = \left( -cV + \frac{1}{J}g(U) \right) \frac{K_t U - JcV}{g(U) - JcV} = -cV + \frac{1}{J}K_t U \quad \dots(16)$$

【0062】

上記の式(16)は、上記の式(13)とは異なり、状態方程式を、変化分係数 を含まない線形時不変の状態方程式とみることができる。このように、変化分係数算出部36において算出される変化分係数 の算出方法は、上記に限定されず、様々な方法を適用することができる。

【0063】

なお、上記では、連続時間の状態方程式を用いて説明しているが、離散時間の場合でも同様に各サンプリング時刻の状態変数の前サンプリング時刻との変化分を従来の状態変数の更新演算で求めた値の 倍とすることで、上記の特性を実現することができる。

【0064】

なお、モータ11の電流 - トルク特性の非線形性が無視できるほど小さく、または、そのような非線形性を無視できる範囲においてのみ動作させる場合には、変化分係数算出部36にトルク定数乗算器361及び非線形トルクモデル362を設けずに、比率演算器363に電流指令 $U$ と制限後電流指令 $U_{sat}$ とを入力すればよい。このような構成とすることで、電流制限器34における電流指令の制限値である最大電流指令値 $U_{max}$ による非線形性のみが考慮されることになる。

【0065】

なお、速度制御器33にローパスフィルタや機械の共振を抑制するノッチフィルタが設けられている場合に、電流飽和が発生してもそれらのフィルタには誤差は蓄積されないため、それらフィルタの状態変数の変化分には変化分係数 を乗じなくてよい。特にノッチフィルタでは、状態変数の変化分に変化分係数 を乗じると機械の共振周波数に応じて設定するノッチ周波数が変化するため、変化分係数 を乗じなくてもよい。

【0066】

以上説明したように、本実施の形態のモータ制御装置は、速度指令に基づき、モータと該モータに連結された機械系を備える制御対象を駆動するモータ制御装置であって、1つ以上の変数である第1の状態変数と前記速度指令とに基づいて前記第1の状態変数の変化分を算出して前記第1の状態変数を更新し、更新後の前記第1の状態変数に基づいて速度フィードフォワード及び電流フィードフォワードを算出して出力する速度モデルと、前記モータの実速度と前記速度フィードフォワードと前記電流フィードフォワードとに基づいて1つ以上の変数である第2の状態変数の変化分を算出して前記第2の状態変数を更新し、前記モータの前記実速度と前記速度フィードフォワードと前記電流フィードフォワードと更新後の前記第2の状態変数とに基づいて電流指令を算出して出力する速度制御器と、前記電流指令を入力とし、制限電流値以下の制限後電流指令を出力する電流制限器と、前記電流指令と前記制限後電流指令とに基づき、前記第1の状態変数と前記第2の状態変数の変化分の補正係数である変化分係数を算出する変化分係数算出部と、を備え、前記速度モデルは、前記第1の状態変数の変化分の算出において、前記変化分係数を乗じる補正を行い、前記速度制御器は、前記第2の状態変数の変化分の算出において、前記変化分係数を乗じる補正を行うことを特徴とする。

【0067】

実施の形態2 .

図6は、本発明にかかるモータ制御装置の実施の形態2の構成を示すブロック図である。ここで、実施の形態1と同様の機能を有する構成要素は、同一の符号を付して説明を省略する。図6に示すモータ制御装置は、制御対象1aと、速度モデル21を含む位置モデル2と、位置制御器31と、微分器32と、速度制御器33と、電流制限器34と、電流制御器35と、変化分係数算出部36と、慣性モーメント推定部37と、減速度算出部38と、最大速度設定部39と、を備える。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 6 8 】

制御対象 1 a は、モータ 1 1 と、モータ 1 1 に連結された機械系 1 2 と、モータ 1 1 の位置を検出する位置検出器 1 4 と、を備える。位置検出器 1 4 としては、例えば、エンコーダまたはレゾルバを用いればよい。

## 【 0 0 6 9 】

位置モデル 2 は、速度モデル 2 1 と、速度指令算出部 2 2 と、積分器 2 3 と、を備える。

## 【 0 0 7 0 】

速度指令算出部 2 2 には、残距離  $e$  (目標位置  $X_r$  と位置フィードフォワード  $X_{ff}$  との偏差)、予め設定された最大速度  $V_{max}$ 、及び後述するように減速度算出部 3 8 によって算出された減速度  $A_{dec}$  が入力され、速度指令  $V_r$  を出力する。なお、最大速度  $V_{max}$  は、最大速度設定部 3 9 によって設定される。

10

## 【 0 0 7 1 】

速度モデル 2 1 は、速度指令  $V_r$  を入力とし、実施の形態 1 と同様に、速度フィードフォワード  $V_{ff}$  及び電流フィードフォワード  $U_{ff}$  を算出して出力するモデルである。

## 【 0 0 7 2 】

積分器 2 3 は、速度モデル 2 1 から出力されて入力される速度フィードフォワード  $V_{ff}$  を積分して、位置フィードフォワード  $X_{ff}$  を出力する。

## 【 0 0 7 3 】

位置制御器 3 1 は、積分器 2 3 から出力された位置フィードフォワード  $X_{ff}$  と位置検出器 1 4 で検出された実位置  $X$  との偏差を入力とし、予め設定された位置ゲインを用いて速度補正量  $V_c$  を出力する。

20

## 【 0 0 7 4 】

微分器 3 2 は、実位置  $X$  を微分して、実速度  $V$  を出力する。

## 【 0 0 7 5 】

速度制御器 3 3 は、速度フィードフォワード  $V_{ff}$  と速度補正量  $V_c$  の和と実速度  $V$  との差、及び電流フィードフォワード  $U_{ff}$  を入力とし、実施の形態 1 と同様に、電流指令  $U$  を出力する。

## 【 0 0 7 6 】

電流制限器 3 4、電流制御器 3 5、及び変化分係数算出部 3 6 は、実施の形態 1 と同様である。

30

## 【 0 0 7 7 】

慣性モーメント推定部 3 7 は、電流制御器 3 5 が出力した電流  $i$  と実位置  $X$  または実速度  $V$  を入力とし、制御対象 1 a の慣性モーメント推定値  $J_{hat}$  を出力する。慣性モーメント推定値  $J_{hat}$  は、例えば、実位置  $X$  を二階微分または実速度  $V$  を一階微分して算出した加速度と電流  $i$  を用いて逐次的に推定を行うことで算出すればよい。

## 【 0 0 7 8 】

減速度算出部 3 8 は、慣性モーメント推定値  $J_{hat}$  を入力とし、予め設定された最大電流  $U_{max}$  から算出される最大トルク  $T_{max}$  を用いて、減速度  $A_{dec}$  を算出して出力する。減速度  $A_{dec}$  は下記の式 (17) によって算出される。

40

## 【 0 0 7 9 】

## 【 数 1 7 】

$$A_{dec} = T_{max} / J_{hat} \times \gamma \quad \dots(17)$$

## 【 0 0 8 0 】

ここで、上記の式 (17) における定数  $\gamma$  は、予め設定された 1 以下の正の定数であり、減速時のトルクを最大トルクよりも小さくするために概ね 0.8 ~ 0.9 とする。また、制御対象 1 a の摩擦の大きさが予め設定されている場合には、摩擦を考慮して、減速度  $A_{dec}$  を上記の式 (17) によって算出される値よりも大きくすることも可能である。

## 【 0 0 8 1 】

50

ここで、速度指令算出部 2 2 の動作について説明する。速度指令算出部 2 2 は、P T O S ( P r o x i m a t e T i m e - O p t i m a l S e r v o m e c h a n i s m ) 法と呼ばれる制御方式の目標速度関数を用いる。この目標速度関数は、下記の式 ( 1 8 ) ~ ( 2 0 ) で表される。なお、 $e$  は、目標位置  $X_r$  と位置フィードフォワード  $X_{ff}$  との残距離である。

【 0 0 8 2 】

【 数 1 8 】

$$V'_r = \begin{cases} \text{sign}(e)(\sqrt{2A_{\text{dec}}|e|} - V_{\text{off}}) & \text{for } |e| > e_1 \\ \frac{A_{\text{dec}}}{2V_{\text{off}}} e & \text{for } |e| \leq e_1 \end{cases} \quad \dots(18) \quad 10$$

【 0 0 8 3 】

【 数 1 9 】

$$V_r = \begin{cases} V_{\text{max}} & \text{for } V'_r > V_{\text{max}} \\ V'_r & \text{for } |V'_r| \leq V_{\text{max}} \\ -V_{\text{max}} & \text{for } V'_r < -V_{\text{max}} \end{cases} \quad \dots(19)$$

【 0 0 8 4 】

【 数 2 0 】

$$e_1 = \frac{2V_{\text{off}}^2}{A_{\text{dec}}} \quad \dots(20) \quad 20$$

【 0 0 8 5 】

このような目標速度関数を用いると、残距離  $e$  に応じて目標速度関数が連続的に切り替わるため、過渡応答を悪化させずに速度指令  $V_r$  の切り替えを行うことができる。

【 0 0 8 6 】

次に、実施の形態 2 のモータ制御装置の動作を説明する。

【 0 0 8 7 】

現在の実位置  $X$  から十分に離れた目標位置  $X_r$  が設定されると、式 ( 1 9 ) より速度指令算出部 2 2 は最大速度  $V_{\text{max}}$  を出力し、速度指令  $V_r$  は、0 から  $V_{\text{max}}$  に切り替わる。すると、この制御系は速度ループに実施の形態 1 の速度制御系と同等の制御系を含むため、電流制限やモータ 1 1 の電流 - トルク特性の非線形性に自動で対応し、高速且つ良好に応答してモータ 1 1 の実速度  $V$  は最大速度  $V_{\text{max}}$  まで加速される。 30

【 0 0 8 8 】

このとき、加速中に電流飽和が発生すると、速度フィードフォワード  $V_{ff}$  の応答は、変化分係数 によって自動で調整されている。そのため、速度フィードフォワード  $V_{ff}$  を積分した位置フィードフォワード  $X_{ff}$  も同様に、電流飽和に対して自動で調整された応答となる。また、加速中に慣性モーメント推定部 3 7 が制御対象 1 a の慣性モーメントを推定し、速度指令算出部 2 2 に入力される減速度  $A_{dec}$  は、上記の式 ( 1 7 ) によって設定される。 40

【 0 0 8 9 】

残距離  $e$  が減少すると、速度指令算出部 2 2 の目標速度関数  $V'_r$  が式 ( 1 8 ) の第 1 の式に切り替わる。そのため、速度指令  $V_r$  は減速度  $A_{dec}$  で一定減速する。この間、モータ 1 1 の実速度  $V$  も減速度  $A_{dec}$  で減速される。減速度  $A_{dec}$  の値が制御対象 1 a の慣性モーメント推定値  $J_{hat}$  によって設定されているため、モータ 1 1 で発生可能なトルクを最大まで使用した理想的な減速応答を実現することができる。

【 0 0 9 0 】

最後に、残距離  $e$  が上記の式 ( 2 0 ) によって算出される  $e_1$  以下になると、速度指令算出部 2 2 の目標速度関数  $V'_r$  は上記の式 ( 1 8 ) の第 2 の式に切り替わり、目標速度 50

関数  $V_r'$  (速度指令  $V_r$ ) は、残距離  $e$  に比例する。このとき、位置モデル 2 の全体が線形となるため、位置フィードフォワード  $X_{ff}$  は目標位置  $X_r$  に滑らかに収束する。位置制御器 3 1 により、位置フィードフォワード  $X_{ff}$  と実位置  $X$  の誤差は抑制されるので、実位置  $X$  も目標位置  $X_r$  に滑らかに整定される。

【0091】

以上説明したように、本実施の形態のモータ制御装置では、目標位置  $X_r$  の入力のみで、速度応答が理想的な台形波形となるように位置フィードフォワード  $X_{ff}$ 、速度フィードフォワード  $V_{ff}$ 、及び電流フィードフォワード  $U_{ff}$  が自動生成され、高速且つ良好な位置決め応答を実現することができる。

【0092】

本実施の形態では、実施の形態 1 にて説明した構成による速度制御系を有しているため、従来の P T O S 制御法と比較して、例えば制御対象 1 a の負荷の変動や電流制限といった非線形性に対してロバストな制御が可能である。また、従来の P T O S 制御法では減速度  $A_{dec}$  が固定されていたが、本実施の形態では制御対象 1 a の慣性モーメント推定値  $J_{hat}$  によって減速度  $A_{dec}$  が動的に設定されるため、制御対象 1 a の負荷の大きさが未知の場合でも、加速、減速ともに理想的な応答を得ることができる。

【0093】

また、移動距離が小さい場合でも、残距離  $e$  に応じた速度指令  $V_r$  が算出され、速度指令  $V_r$  と速度フィードフォワード  $V_{ff}$  の大小によって、加速と減速の切り替えが自動でなされるため、速度応答が理想的な三角波形となるように位置フィードフォワード  $X_{ff}$ 、速度フィードフォワード  $V_{ff}$ 、電流フィードフォワード  $U_{ff}$  が自動で生成される。

【0094】

図 7 は、制御対象 1 a の負荷慣性比 (慣性モーメント  $J$ ) を変化させた場合における速度応答 (図 7 (A)) とトルクの応答 (図 7 (B)) を示す図である。図 7 によると、いずれの場合も、理想的な速度パターンによる高速な位置決めが可能である。

【0095】

以上説明したように、本実施の形態のモータ制御装置では、制御対象の負荷の大きさが未知である、または、負荷の大きさが大きく変化する場合であっても、目標位置が与えられれば、自動的に目標位置及び制御対象の負荷の大きさに適応した高速且つ良好な位置決めを実現することができる。

【0096】

なお、本実施の形態では、目標位置が与えられると自動的に位置決め制御を行うことが可能な制御系について説明しているが、これに限定されず、本実施の形態は、時系列 (例えばパルス列) で与えられる位置指令に対して追従制御を行う制御系にも適用することができる。この場合には、速度指令算出部 2 2 は、残距離  $e$  によらず、残距離  $e$  に比例した速度指令  $V_r$  を出力するように設定する。また、このような制御系では、電流飽和していない状況では、一般的なモデルフォロイング制御と呼ばれる制御方式による位置制御と一致するため、与えられた位置指令  $X_r$  に追従するようにモータ 1 1 の実位置  $X$  が制御される。一方、電流飽和が発生した場合には、変化分係数により速度モデル 2 1 と速度制御器 3 3 の双方が補償されるため、アンチwindアップ効果を得ることができ、例えばオーバーシュートのよう不安定な応答をさせずに制御することができる。

【0097】

以上説明したように、本実施の形態のモータ制御装置は、位置指令に基づき、モータを備える制御対象を駆動するモータ制御装置であって、前記位置指令と位置フィードフォワードとの偏差に基づき速度指令を出力する速度指令算出部と、1つ以上の変数である第 1 の状態変数と前記速度指令とに基づいて前記第 1 の状態変数の変化分を算出して前記第 1 の状態変数を更新し、更新後の前記第 1 の状態変数に基づいて速度フィードフォワード及び電流フィードフォワードを算出して出力する速度モデルと、前記速度フィードフォワードを積分し前記位置フィードフォワードを出力する積分器と、前記モータの実位置と前記位置フィードフォワードとの差分に基づき速度補正量を出力する位置制御器と、前記モータ

10

20

30

40

50

タの実速度と前記速度補正量と前記速度フィードフォワードと前記電流フィードフォワードとに基づいて1つ以上の変数である第2の状態変数の変化分を算出して前記第2の状態変数を更新し、前記モータの前記実速度と前記速度補正量と前記速度フィードフォワードと前記電流フィードフォワードと更新後の前記第2の状態変数とに基づいて電流指令を算出して出力する速度制御器と、前記電流指令を入力とし、制限電流値以下の制限後電流指令を出力する電流制限器と、前記電流指令と前記制限後電流指令とに基づき、前記第1の状態変数と前記第2の状態変数の変化分の補正係数である変化分係数を算出する変化分係数算出部と、を備え、前記速度モデルは、前記第1の状態変数の変化分の算出において、前記変化分係数を乗じる補正を行い、前記速度制御器は、前記第2の状態変数の変化分の算出において、前記変化分係数を乗じる補正を行うことを特徴とする。

10

【0098】

実施の形態3.

図9は、本発明にかかるモータ制御装置の実施の形態3の構成を示すブロック図である。図9において、図1, 6と同様の機能を有する構成要素には、同一の符号を付して説明を省略する。

【0099】

図9に示すモータ制御装置は、制御対象1aと、位置モデル2bと、位置制御器31と、微分器32と、速度制御器33と、電流制限器34と、電流制御器35と、変化分係数算出部36と、慣性モーメント推定部37と、減速度算出部38と、最大速度設定部39と、モデル補正部40と、切り替えスイッチ41と、を備える。すなわち、図9に示すモータ制御装置は、図6に示すモータ制御装置にモデル補正部40及び切り替えスイッチ41を追加したものである。

20

【0100】

なお、本実施の形態では、電流制限器34は、電流制限の有無を出力する構成を有する。また、積分器23には、速度モデル21から出力される速度フィードフォワード $V_{ff}$ と切り替えスイッチ41の出力信号の偏差が入力される。

【0101】

モデル補正部40は、積分器23から出力された位置フィードフォワード $X_{ff}$ と位置検出器14で検出された実位置 $X$ との偏差(誤差信号)を位置制御器31と同様に入力とし、これに対して予め設定されたモデル補正ゲイン $W_m$ を乗じたモデル補正信号を出力する。出力されたモデル補正信号は、切り替えスイッチ41に入力されている。

30

【0102】

切り替えスイッチ41は、電流制限器34が出力する電流制限の有無によって接続または非接続とする構成である。電流制限器34において電流制限が発生しているときには切り替えスイッチ41は接続とし、電流制限が発生していないときには切り替えスイッチ41は非接続とする。換言すると、切り替えスイッチ41は、電流指令 $U$ の大きさが制限電流値を越えているときに接続とし、電流指令 $U$ の大きさが制限電流値以下であるときに非接続とする。

【0103】

切り替えスイッチ41が接続状態であるときには、切り替えスイッチ41の出力はモデル補正信号であり、非接続状態であるときには、切り替えスイッチ41の出力は0である。

40

【0104】

切り替えスイッチ41の出力により、積分器23は、速度フィードフォワード $V_{ff}$ とモデル補正信号の偏差を積分して、位置フィードフォワード $X_{ff}$ を出力する。

【0105】

次に、実施の形態3のモータ制御装置の動作を説明する。

【0106】

まず、現在の実位置 $X$ から十分に離れた目標位置 $X_r$ が設定されると、実施の形態2にて式(19)を参照して説明したように、速度指令算出部22は最大速度 $V_{max}$ を出力

50

し、速度指令  $V_r$  は、0 から  $V_{max}$  に切り替わり、モータ 1 の実速度  $V$  は最大速度  $V_{max}$  まで加速される。

【0107】

このとき、加速中に電流飽和が発生すると、切り替えスイッチ 41 が接続状態となり、積分器 23、モデル補正部 40 及び切り替えスイッチ 41 によりフィードバックループが形成される。このフィードバックループの状態方程式は、下記の式 (21) で表される。

【0108】

【数 21】

$$\frac{dX_{ff}}{dt} = V_{ff} + W_m(X - X_{ff}) \quad \dots(21)$$

10

【0109】

モデル補正ゲイン  $W_m$  をオブザーバゲインとすると、上記の式 (21) は、状態オブザーバの式と同様になっており、積分器 23、モデル補正部 40 及び切り替えスイッチ 41 により形成されたフィードバックループは、位置フィードフォワード  $X_{ff}$  と実位置  $X$  との誤差が減少するように位置フィードフォワード  $X_{ff}$  を補正する。

【0110】

実施の形態 2 にて説明したように図 6 に示すモータ制御装置では、電流飽和が発生しているときに変化分係数により速度モデル 21 の動作が補正されている。このように速度モデル 21 の動作が補正されると、位置モデル 2 と制御対象 1 a との応答の乖離が抑制され、電流飽和が発生しても良好な応答を得ることができる。

20

【0111】

本実施の形態における図 9 に示すモータ制御装置では、モデル補正部 40 により位置フィードフォワード  $X_{ff}$  と実位置  $X$  との誤差も補正されるので、電流飽和が発生しているときの位置モデルと制御対象 1 a との応答の乖離はさらに抑制される。従って、電流飽和に対して実施の形態 2 よりもさらにロバストな制御を実現することができる。

【0112】

さらには、電流飽和していない状況では、切り替えスイッチ 41 が非接続状態となるため、一般的なモデルフォロイング制御と呼ばれる制御方式による位置制御と一致し、制御対象のばらつきや外乱に対してロバストな制御を実現することができる。

30

【0113】

以上説明したように、本実施の形態のモータ制御装置は、位置指令に基づき、モータを備える制御対象を駆動するモータ制御装置であって、前記位置指令と位置フィードフォワードとの偏差に基づき速度指令を出力する速度指令算出部と、1つ以上の変数である第 1 の状態変数と前記速度指令とに基づいて前記第 1 の状態変数の変化分を算出して前記第 1 の状態変数を更新し、更新後の前記第 1 の状態変数に基づいて速度フィードフォワード及び電流フィードフォワードを算出して出力する速度モデルと、前記モータの実位置の前記位置フィードフォワードとの差分に基づきモデル補正信号を出力するモデル補正部と、前記モデル補正信号を入力とし、接続状態では前記モデル補正信号を出力し、非接続状態では零信号を出力する切り替えスイッチと、前記速度フィードフォワードと前記切り替えスイッチの出力信号の偏差を積分し前記位置フィードフォワードを出力する積分器と、前記モータの実位置と前記位置フィードフォワードとの差分に基づき速度補正量を出力する位置制御器と、前記モータの実速度と前記速度補正量と前記速度フィードフォワードと前記電流フィードフォワードとに基づいて 1つ以上の変数である第 2 の状態変数の変化分を算出して前記第 2 の状態変数を更新し、前記モータの前記実速度と前記速度補正量と前記速度フィードフォワードと前記電流フィードフォワードと更新後の前記第 2 の状態変数とに基づいて電流指令を算出して出力する速度制御器と、前記電流指令を入力とし、前記電流指令の大きさを制限電流値以下に制限した制限後電流指令を出力する電流制限器と、前記電流指令と前記制限後電流指令とに基づき、前記第 1 の状態変数と前記第 2 の状態変数の変化分の補正係数である変化分係数を算出する変化分係数算出部と、を備え、前記速度モ

40

50



デルは、前記第1の状態変数の変化分の算出において、前記変化分係数を乗じる補正を行い、前記速度制御器は、前記第2の状態変数の変化分の算出において、前記変化分係数を乗じる補正を行い、前記切り替えスイッチは、前記電流指令の大きさが前記制限電流値を越えているときに接続とし、前記電流指令の大きさが前記制限電流値以下であるときに非接続とすることを特徴とする。

【産業上の利用可能性】

【0114】

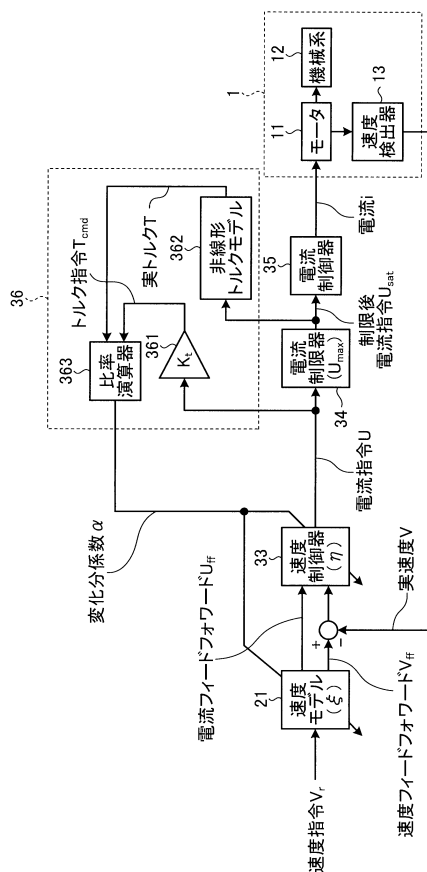
以上のように、本発明にかかるモータ制御装置は、慣性モーメントや摩擦といった負荷が未知である、または、負荷の大きさが大きく変化する制御対象に対して適用するモータ制御装置として有用である。

【符号の説明】

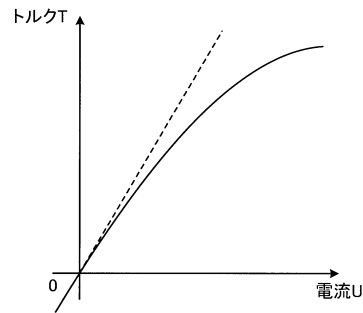
【0115】

1, 1a 制御対象、2, 2b 位置モデル、11 モータ、12 機械系、13 速度検出器、14 位置検出器、21 速度モデル、211, 212 積分器、213, 214, 215 乗算器、216, 217 減算器、22 速度指令算出部、23 積分器、31 位置制御器、32 微分器、33 速度制御器、34 電流制限器、35 電流制御器、36 変化分係数算出部、361 トルク定数乗算器、362 非線形トルクモデル、363 比率演算器、37 慣性モーメント推定部、38 減速度算出部、39 最大速度設定部、40 モデル補正部、41 切り替えスイッチ。

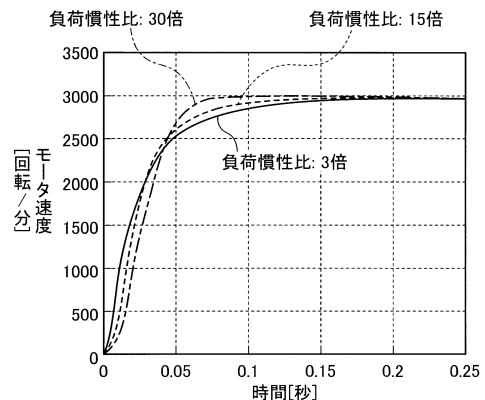
【図1】



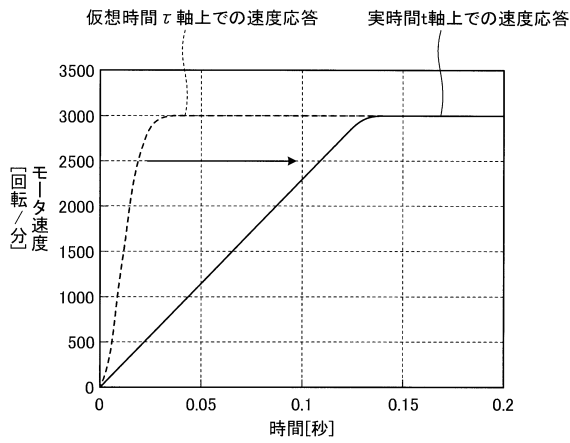
【図2】



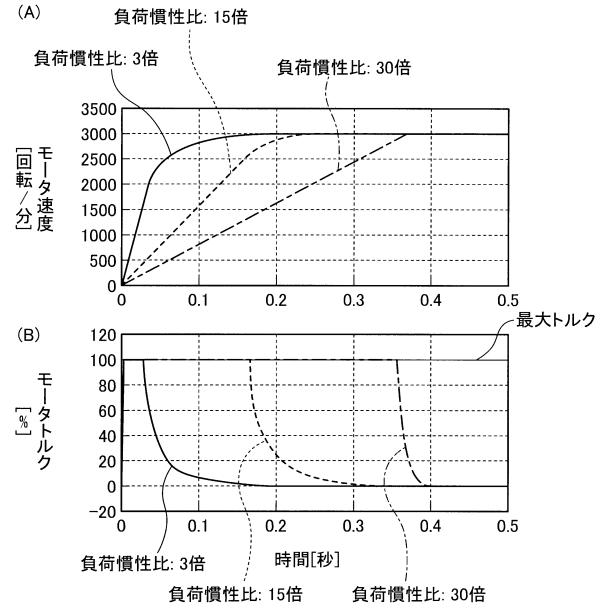
【図3】



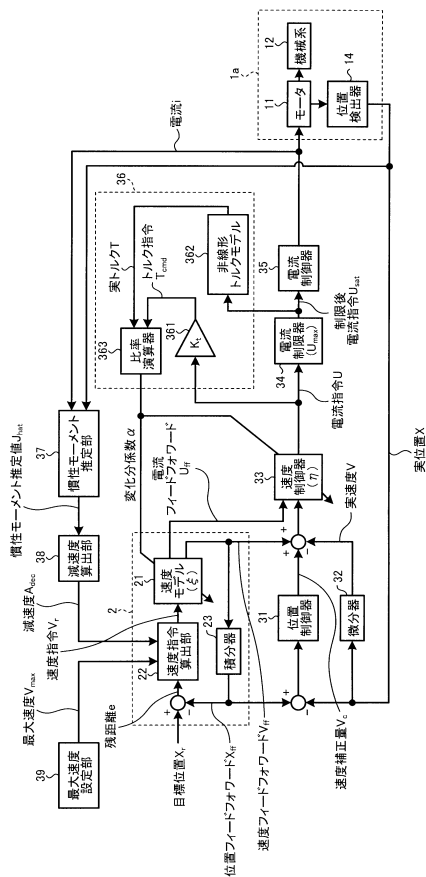
【図4】



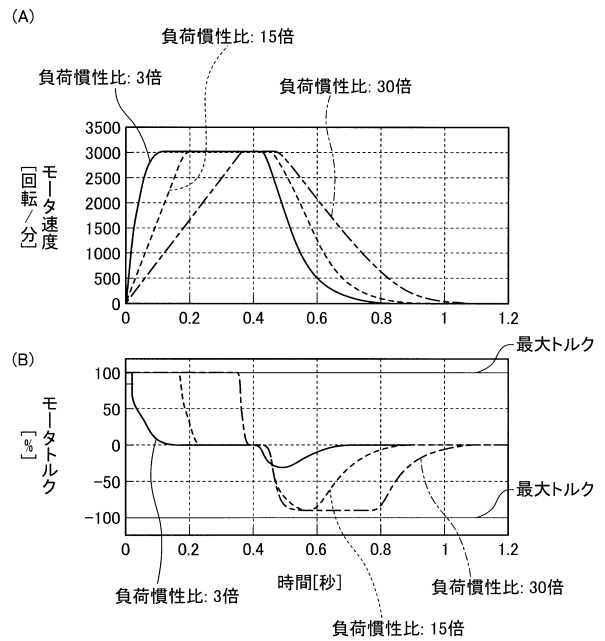
【図5】



【図6】



【図7】





---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平10-056790(JP,A)  
国際公開第2011/136160(WO,A1)  
特開2009-122778(JP,A)  
国際公開第2006/011203(WO,A1)  
特開2005-269856(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H02P 29/00  
G05B 11/36