

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4914979号
(P4914979)

(45) 発行日 平成24年4月11日(2012.4.11)

(24) 登録日 平成24年2月3日(2012.2.3)

(51) Int.Cl. F 1
H02P 29/00 (2006.01)
 H02P 5/00 X
 H02P 5/00 301D

請求項の数 2 (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願2007-65062 (P2007-65062)	(73) 特許権者	304021288 国立大学法人長岡技術科学大学 新潟県長岡市上富岡町1603-1
(22) 出願日	平成19年3月14日(2007.3.14)	(73) 特許権者	000203634 多摩川精機株式会社 長野県飯田市大休1879番地
(65) 公開番号	特開2008-228484 (P2008-228484A)	(74) 代理人	100080089 弁理士 牛木 護
(43) 公開日	平成20年9月25日(2008.9.25)	(74) 代理人	100137800 弁理士 吉田 正義
審査請求日	平成21年2月2日(2009.2.2)	(74) 代理人	100140394 弁理士 松浦 康次
		(74) 代理人	100119312 弁理士 清水 栄松

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータ制御装置およびモータ制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

モータの駆動力を負荷に機械的に伝達してなるモータ制御装置において、
 前記モータに取付けられ、このモータの外乱トルクであるねじりトルクの推定値を出力するモータ側外乱オブザーバと、

前記負荷に取付けられ、前記モータ側外乱オブザーバからの推定値を入力することにより、前記ねじりトルクと分離して前記負荷の外乱トルクの推定値を出力する負荷側外乱オブザーバと、

前記負荷側外乱オブザーバからの推定値を入力することにより、外乱抑制のための補償電流を算出し、この補償電流を加えた電流指令値を前記モータに出力する外乱抑制制御手段と、

前記モータの速度応答値を検出するモータ速度検出手段と、

前記負荷の速度応答値を検出する負荷速度検出手段と、

前記モータの速度応答値と、前記負荷の速度応答値と、これらの各速度応答値から得られる前記モータのねじり角とを入力して、前記モータおよび前記負荷の状態フィードバック制御を行なう状態フィードバック制御手段と、を備え、

前記モータ側外乱オブザーバは、前記モータの速度応答値と、前記モータへの電流指令値とを入力して、前記ねじりトルクの推定値を算出するものであり、

前記負荷側外乱オブザーバは、前記負荷の速度応答値と、前記ねじりトルクの推定値とを入力して、前記負荷の外乱トルクの推定値を算出するものであり、

前記モータのトルク定数を K_t とし、前記モータと前記負荷との間の機械共振振動によるばね定数を K_s とし、前記モータの慣性モーメント J_M とし、前記モータの粘性摩擦を D_M とし、前記状態フィードバック制御手段において前記モータの速度応答値に乘算されるゲインを F_M とし、前記状態フィードバック制御手段において前記負荷の速度応答値に乘算されるゲインを F_L とし、前記モータのねじり角に乘算されるゲインを F とし、前記負荷と前記モータとのギア比を R_g とし、ラプラス演算子を s としたときに、
前記外乱抑制制御手段は、負荷側外乱オブザーバからの推定値に、次の式で示す逆システム $T_m(s)$ を乗算し、

【数 1】

$$T_m(s) = -\frac{g^2 \{s^2 R_g J_M + s(R_g D_M + R_g K_t F_m) + K_t F_\theta\}}{K_s K_t (s^2 + 2sg + g^2)}$$

10

(但し、 g は次の式で表わされる二次のローパスフィルタ $LPF(s)$ を通したときのカットオフ周波数である。)

【数 2】

$$LPF(s) = \frac{g^2}{(s+g)(s+g)}$$

前記外乱抑制のための補償電流を算出するものであることを特徴とするモータの制御装置

20

【請求項 2】

モータの駆動力を負荷に機械的に伝達してなるモータ制御方法において、
前記モータに取付けられたモータ側外乱オブザーバにより、このモータの外乱トルクであるねじりトルクの推定値を出力し、
前記負荷に取付けられた負荷側外乱オブザーバが、前記モータ側外乱オブザーバからの推定値を入力することにより、前記ねじりトルクと分離して前記負荷の外乱トルクの推定値を出力し、
前記負荷側外乱オブザーバからの推定値を外乱抑制制御手段が入力することにより、外乱抑制のための補償電流を算出し、この補償電流を加えた電流指令値を前記モータに出力し

30

前記モータの速度応答値をモータ速度検出手段で検出し、
このモータの速度応答値と、前記モータへの電流指令値とを入力して、前記モータ側外乱オブザーバが前記ねじりトルクの推定値を算出し、
前記負荷の速度応答値を負荷速度検出手段で検出し、
この負荷の速度応答値と、前記ねじりトルクの推定値とを入力して、前記負荷側外乱オブザーバが前記負荷の外乱トルクの推定値を算出し、
前記モータの速度応答値と、前記負荷の速度応答値と、これらの各速度応答値から得られる前記モータのねじり角とを入力して、状態フィードバック制御手段が前記モータおよび前記負荷の状態フィードバック制御を行ない、

40

前記モータのトルク定数を K_t とし、前記モータと前記負荷との間の機械共振振動によるばね定数を K_s とし、前記モータの慣性モーメント J_M とし、前記モータの粘性摩擦を D_M とし、前記状態フィードバック制御手段において前記モータの速度応答値に乘算されるゲインを F_M とし、前記状態フィードバック制御手段において前記負荷の速度応答値に乘算されるゲインを F_L とし、前記モータのねじり角に乘算されるゲインを F とし、前記負荷と前記モータとのギア比を R_g とし、ラプラス演算子を s としたときに、
負荷側外乱オブザーバからの推定値に、次の式で示す逆システム $T_m(s)$ を乗算して、

【数 3】

$$T_m(s) = -\frac{g^2 \{s^2 R_g J_M + s(R_g D_M + R_g K_t F_m) + K_t F_\theta\}}{K_s K_t (s^2 + 2sg + g^2)}$$

(但し、 g は次の式で表わされる二次のローパスフィルタ $LPF(s)$ を通したときのカットオフ周波数である。)

【数 4】

$$LPF(s) = \frac{g^2}{(s+g)(s+g)}$$

10

前記外乱抑制制御手段が前記外乱抑制のための補償電流を算出することを特徴とするモータの制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、産業機器などの高速モーション制御において、モータと負荷との間で機械共振が発生する状況下で、モータへの外乱抑圧制御を制御するモータ制御装置およびモータ制御方法に関する。

【背景技術】

20

【0002】

近年、例えばベルト駆動などのモータと機械系とを組み合わせた高速モーション制御において、モータと負荷との間の機械共振が問題となっている。機械共振は二慣性共振系として近似されることが知られており、こうした近似化モデルに基づく種々の制御手法が提案されている。その一つとして、状態フィードバックによる制御手法が、例えば特許文献 1 などに開示されている。

【0003】

ここで、前記二慣性共振系の近似化モデルを、図 5 に基づき説明する。同図において、1 は目標となるトルク電流指令値 I^{cmd} を入力として回転駆動するモータであり、このモータ 1 は等価的に、電流 - トルク変換手段 2 により前記トルク電流指令値 I^{cmd} にトルク定数 K_t を乗算してトルク値に変換したものと、後述する機械共振振動によるねじりトルク r_{eac} / R_g との偏差が、減算器 3 により算出されて、実際の出力トルク値となり、この出力トルク値をトルク - 速度変換手段 4 で変換したものが、モータ 1 の回転するモータ軸における (角) 速度応答値 M となる。なお、速度応答値 M は、図 5 に示すトルク - 速度変換手段 4 内の項と、前記減算器 3 からの出力トルク値を乗算することで算出できる。ここで、モータ 1 の慣性モーメントであり、また、 D_M はモータ 1 の粘性摩擦であり、 s はラプラス演算子である。

30

【0004】

一方、11 は前記モータ 1 の回転駆動力を機械的に受ける負荷である。この負荷 11 は等価的に、慣性変動や摩擦などを包括的に含む負荷トルクとしての外乱トルク r_{dis} と、後述する機械共振振動によるねじりトルク r_{eac} との偏差が、減算器 13 により算出され、実際の出力トルク値として発生し、この出力トルク値をトルク - 速度変換手段 14 で変換したものが、負荷 11 の (角) 速度応答値 L となる。なお、速度応答値 M は、図 5 に示すトルク - 速度変換手段 14 内の項と、前記減算器 13 からの出力トルク値を乗算することで算出できる。ここで、 J_L は負荷 11 の慣性モーメントであり、また、 D_L は負荷 11 の粘性摩擦である。

40

【0005】

モータ 1 と負荷 11 との間の機械共振成分は、モータ 1 および負荷 11 の速度差により生じるねじり角 s と、振動に依存するばね定数 K_s との積により算出されるねじりトルク r_{eac} として、図 5 のようにモデル化することができる。ここでは、モータ 1 の速度応

50

答値 $\dot{\theta}_M$ を、ギア比逆変換手段 2 1 におけるギア比 R_g の逆数で乗算して得た値と、負荷 1 1 の速度応答値 $\dot{\theta}_M$ との偏差を減算器 2 2 で算出し、この減算器 2 2 からの値を積分器 2 3 で積分したものが、ねじり角 θ_s となる。そして、モータ 1 と負荷 1 1 との間に機械共振が生じているシステムでは、ねじり角 θ_s を角度 - トルク変換手段 2 4 のばね定数 K_s で乗算したねじりトルク τ_{react} が、前記負荷 1 1 の減算器 1 3 に加わり、またこのねじりトルクをギア比逆変換手段 2 5 におけるギア比 R_g の逆数で乗算した値 $\tau_{\text{react}} / R_g$ が、モータ 1 の減算器 3 に加わることになる。

【 0 0 0 6 】

一般的に、図 5 で示すような二慣性共振系の制御は、モータ 1 の位置および速度を用いて行われる。トルク電流（トルク電流指令値 I^{cmd} ）を入力とし、モータ軸の速度（速度応答値 $\dot{\theta}_M$ ）を出力とする伝達関数 $P_M(s)$ は次の式で与えられる。

【 0 0 0 7 】

【数 5】

$$P_M(s) = \frac{s^2 b_1 + s b_2 + b_3}{s^3 a_1 + s^2 a_2 + s a_3 + a_4}$$

$$a_1 = J_M J_L, \quad a_2 = J_M D_L + J_L D_M,$$

$$a_3 = K_s J_M + \frac{K_s J_L}{R_g^2} + D_M D_L,$$

$$a_4 = K_s D_M + \frac{K_s D_L}{R_g^2},$$

$$b_1 = K_t J_L, \quad b_2 = K_t D_L, \quad b_3 = K_t K_s$$

【 0 0 0 8 】

数 5 に示す伝達関数 $P_M(s)$ の分母および分子多項式には、振動的な特性が含まれており、その振動周波数はそれぞれ共振周波数、反共振周波数と呼ばれている。このため、二慣性共振系の制御においては、共振、反共振に対する振動特性の改善が必要となる。

【 0 0 0 9 】

振動特性の改善には、上述したようにシステムの極を任意に設計できる状態フィードバックなどが用いられる。状態フィードバック制御を行なう際には、状態変数を知る必要があり、状態オブザーバを用いて、状態変数の推定を行っている。しかし、慣性などのパラメータに変動を生じた場合、状態変数の推定値やゲインにずれが生じ、所望の制御が行えない。また、外乱オブザーバを用いた制御の様に、外乱抑圧応答を積極的にあげることができないなどの欠点があった。

【特許文献 1】特開平 1 0 - 1 8 0 6 6 3 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 1 0 】

このように、従来の二慣性共振系の制御では、負荷 1 1 側に位置センサ又は速度センサが無いことを条件に、状態オブザーバで状態変数を推定し、その推定値を用いて状態フィードバックを行うなどが一般的であった。しかしながら、負荷 1 1 側の高精度な位置決め制御を求めるときには、負荷 1 1 側に位置センサ又は速度センサを装着して、負荷 1 1 側の位置をモータ制御装置にフィードバックする。その場合は、状態オブザーバを使わずに状態フィードバックを行うことができる。しかしながら、状態フィードバックには、負荷 1 1 側に印加された外乱トルクは含まれていないので、外乱トルクが印加されたときの外乱抑圧性能と制振制御は、満足な性能を実現できていなかった。

【 0 0 1 1 】

そこで本発明は、負荷側に印加された外乱トルクを推定し、外乱トルクを補償して所望の制御を行なうことができるモータ制御装置およびモータ制御方法を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

10

20

30

40

50

【 0 0 1 2 】

モータに対する外乱を推定する外乱オブザーバは、従来から知られている。また、この外乱オブザーバを負荷側に用いることも、外乱オブザーバの構造から容易に考えられる。しかし、外乱オブザーバをモータ側と負荷側の両方に取付けて、これらの外乱オブザーバを直列に結合させ、モータ側外乱オブザーバにより得られる機械共振振動に相当するねじりトルクの推定値を、負荷側外乱オブザーバに入力して、機械共振振動と分離して負荷の外乱トルクを推定することで、モータおよび負荷を含むシステムへの外乱抑圧制御を行なうことは、従来にはない新規な独自性のある手法である。

【 0 0 1 3 】

この点に着目し、本発明のモータ制御装置は、モータの駆動力を負荷に機械的に伝達してなるモータ制御装置において、前記モータに取付けられ、このモータの外乱トルクであるねじりトルクの推定値を出力するモータ側外乱オブザーバと、前記負荷に取付けられ、前記モータ側外乱オブザーバからの推定値を入力することにより、前記ねじりトルクと分離して前記負荷の外乱トルクの推定値を出力する負荷側外乱オブザーバと、前記負荷側外乱オブザーバからの推定値を入力することにより、外乱抑制のための補償電流を算出し、この補償電流を加えた電流指令値を前記モータに出力する外乱抑制制御手段と、を備え、さらに前記モータの速度応答値を検出するモータ速度検出手段を備え、前記モータ側外乱オブザーバは、前記モータの速度応答値と、前記モータへの電流指令値とを入力して、前記ねじりトルクの推定値を算出する構成とし、また、前記負荷の速度応答値を検出する負荷速度検出手段を備え、前記負荷側外乱オブザーバは、前記負荷の速度応答値と、前記ねじりトルクの推定値とを入力して、前記負荷の外乱トルクの推定値を算出する構成とし、前記モータの速度応答値と、前記負荷の速度応答値と、これらの各速度応答値から得られる前記モータのねじり角とを入力して、前記モータおよび前記負荷の状態フィードバック制御を行なう状態フィードバック制御手段をさらに備え、さらに、前記モータのトルク定数を K_t とし、前記モータと前記負荷との間の機械共振振動によるばね定数を K_s とし、前記モータの慣性モーメント J_M とし、前記モータの粘性摩擦を D_M とし、前記状態フィードバック制御手段において前記モータの速度応答値に乘算されるゲインを F_M とし、前記状態フィードバック制御手段において前記負荷の速度応答値に乘算されるゲインを F_L とし、前記モータのねじり角に乘算されるゲインを F とし、前記負荷と前記モータとのギア比を R_g とし、ラプラス演算子を s としたときに、前記外乱抑制制御手段は、負荷側外乱オブザーバからの推定値に、次の式で示す逆システム $T_m(s)$ を乗算し、

【 0 0 1 4 】

【数 6】

$$T_m(s) = -\frac{g^2 \{s^2 R_g J_M + s(R_g D_M + R_g K_t F_m) + K_t F_\theta\}}{K_s K_t (s^2 + 2sg + g^2)}$$

【 0 0 1 5 】

(但し、 g は次の式で表わされる二次のローパスフィルタ $LPF(s)$ を通したときのカットオフ周波数である。)

【 0 0 1 6 】

【数 7】

$$LPF(s) = \frac{g^2}{(s+g)(s+g)}$$

【 0 0 1 7 】

前記外乱抑制のための補償電流を算出する構成としてしている。

【 0 0 1 8 】

また、上記の点に着目した本発明のモータ制御方法は、モータの駆動力を負荷に機械的に伝達してなるモータ制御方法において、前記モータに取付けられたモータ側外乱オブザ

10

20

30

40

50

ーバにより、このモータの外乱トルクであるねじりトルクの推定値を出力し、前記負荷に取付けられた負荷側外乱オブザーバが、前記モータ側外乱オブザーバからの推定値を入力することにより、前記ねじりトルクと分離して前記負荷の外乱トルクの推定値を出力し、前記負荷側外乱オブザーバからの推定値を外乱抑制制御手段が入力することにより、外乱抑制のための補償電流を算出し、この補償電流を加えた電流指令値を前記モータに出力し、前記モータの速度応答値をモータ速度検出手段で検出し、このモータの速度応答値と、前記モータへの電流指令値とを入力して、前記モータ側外乱オブザーバが前記ねじりトルクの推定値を算出し、また、前記負荷の速度応答値を負荷速度検出手段で検出し、この負荷の速度応答値と、前記ねじりトルクの推定値とを入力して、前記負荷側外乱オブザーバが前記負荷の外乱トルクの推定値を算出し、前記モータの速度応答値と、前記負荷の速度応答値と、これらの各速度応答値から得られる前記モータのねじり角とを入力して、状態フィードバック制御手段が前記モータおよび前記負荷の状態フィードバック制御を行ない、さらに、前記モータのトルク定数を K_t とし、前記モータと前記負荷との間の機械共振振動によるばね定数を K_s とし、前記モータの慣性モーメント J_M とし、前記モータの粘性摩擦を D_M とし、前記状態フィードバック制御手段において前記モータの速度応答値に乘算されるゲインを F_M とし、前記状態フィードバック制御手段において前記負荷の速度応答値に乘算されるゲインを F_L とし、前記モータのねじり角に乘算されるゲインを F とし、前記負荷と前記モータとのギア比を R_g とし、ラプラス演算子を s としたときに、負荷側外乱オブザーバからの推定値に、次の式で示す逆システム $T_m(s)$ を乗算して、

【 0 0 1 9 】

【 数 8 】

10

20

$$T_m(s) = -\frac{g^2 \{s^2 R_g J_M + s(R_g D_M + R_g K_t F_m) + K_t F_\theta\}}{K_s K_t (s^2 + 2sg + g^2)}$$

【 0 0 2 0 】

(但し、 g は次の式で表わされる二次のローパスフィルタ $LPF(s)$ を通したときのカットオフ周波数である。)

【 0 0 2 1 】

【 数 9 】

30

$$LPF(s) = \frac{g^2}{(s+g)(s+g)}$$

【 0 0 2 2 】

前記外乱抑制制御手段が前記外乱抑制のための補償電流を算出する。

【 発明の効果 】

【 0 0 2 3 】

上記請求項 1 の装置および請求項 2 の方法によれば、モータ側外乱オブザーバにより得られる機械共振振動に相当するねじりトルクの推定値を、このモータ側外乱オブザーバと直列的に結合した負荷側外乱オブザーバに入力すると、機械共振振動と分離して負荷の外乱トルクを推定することができる。この負荷の外乱トルクの推定値を利用して、モータへの電流指令値を補償することで、外乱トルクを補償した所望の制御を行なうことが可能になる。

40

【 0 0 2 4 】

さらに、モータ速度検出手段でモータの速度応答値を検出すれば、この速度応答値とモータへの電流指令値とを利用して、モータ側外乱オブザーバがねじりトルクの推定値を正しく算出できる。

【 0 0 2 5 】

その上、負荷速度検出手段で負荷の速度応答値を検出すれば、この負荷速度応答値と、モータ側外乱オブザーバで算出されたねじりトルクの推定値とを利用して、負荷の外乱トルク

50

の推定値を正しく算出できる。

【0026】

さらに加えて、モータ速度検出手段からのモータの速度応答値と、負荷速度検出手段からの負荷の速度応答値を、状態オブザーバ等を用いることなく知ることができ、これらの各速度応答値から得たモータのねじり角を共に利用して、容易に状態フィードバック制御を行なうことができる。

【0027】

その上、負荷の位置振動を効果的に抑制することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0028】

以下、添付図面に基づいて、本発明における好適な実施例を詳細に説明する。図1は、本実施例で適用するモータ制御装置のブロック構成図であり、ここでは前記図5における二慣性共振系の近似化モデルで表わされるプラント31のモータ1および負荷11を、例えばコンピュータなどの制御装置32で制御する構成となっている。

【0029】

プラント31の詳細は、前記図5で説明した通りであり、ここでは改めて説明しない。但し、便宜的には、モータ1の速度応答値 v_m を積分器33で積分 ($1/s$) した値が、モータ1の位置応答値 x_m として示され、負荷11の速度応答値 v_l を積分器34で積分 ($1/s$) したものが、負荷11の位置応答値 x_l として示されている。

【0030】

また、このプラント31には、モータ1の速度応答値 v_m を検出するモータ速度検出手段35と、負荷11の速度応答値 v_l を検出する負荷速度検出手段36と、負荷11の位置応答値 x_l を検出する負荷位置検出手段37が設けられる。これらの各検出手段35~37は、周知のエンコーダなどで構成でき、また速度を積分したものが位置であるという関係から、負荷速度検出手段36と負荷位置検出手段37とを共通のセンサ(検出器)で構成してもよい。

【0031】

制御装置32は、従来から知られている速度PI制御系を含む位置・速度フィードバック制御部41と、機械共振振動を抑制する状態フィードバック制御部42の他に、状態フィードバック制御部42よりも高速で且つ低コストな機械共振振動抑制手段として、モータ1へのトルク電流指令値 I^{cmd} と、前記モータ速度検出手段35で検出した速度応答値 v_m を入力とすることで、このモータ1への外乱トルクであるねじりトルク τ_{reac}/R_g を推定する第1外乱オブザーバ43と、この第1外乱オブザーバ43で得たねじりトルクの推定値 τ_{reac}/R_g を、負荷11とのギア比 R_g に応じた推定値 $\hat{\tau}_{reac}$ (以下、図や数式以外では、この推定値をあらわす「 $\hat{}$ 」を、対応する記号の前に併記する) に逆変換するギア比変換手段44と、負荷11の速度応答値 v_l およびギア比変換手段44で得たねじりトルク推定値 $\hat{\tau}_{reac}$ を入力とすることで、負荷11の外乱トルクの推定値 $\hat{\tau}_{dis}$ を算出する第2外乱オブザーバ45と、第2外乱オブザーバ45で得た外乱トルクの推定値 $\hat{\tau}_{dis}$ を入力することにより、外乱トルクを高速で抑制するための補償電流 I_{cmp} を算出する補償電流算出手段46と、前記位置・速度フィードバック制御部41で得た電流参照値 I_{ref} に、補償電流算出手段46で得た補償電流 I_{cmp} を加え、さらに状態フィードバック制御部42で得た補償値を減算して、前記モータ1への電流指令値 I_{cmd} を算出する演算器47と、を備えている。

【0032】

位置・速度フィードバック制御部41は、前記負荷速度検出手段36からの負荷11の速度応答値 v_l と、負荷位置検出手段37からの負荷11の位置応答値 x_l を利用して、モータ1の位置応答値 x_m が位置参照値 x_{ref} に従うように、モータ1への電流参照値 I_{ref} を制御するものである。具体的には、位置参照値 x_{ref} と負荷11の位置応答値 x_l との偏差を算出する減算器51と、減算器51の算出結果にゲイン K_{pp} を乗算する位置・速度変換手段52と、位置・速度変換手段52で得た速度の参照値と負荷11の速度応答

10

20

30

40

50

値 ω_L との偏差を算出する減算器 53 と、減算器 53 の算出結果に速度 PI 制御系のゲイン PI (s) を乗算して電流参照値 I_{ref} を算出する速度 - 電流変換手段 54 と、により位置・速度フィードバック制御部 41 を構成する。

【0033】

また、状態フィードバック制御部 42 は、前記モータ速度検出手段 35 からのモータ 1 の速度応答値 ω_M にゲイン F_m を乗算した値と、前記負荷速度検出手段 36 からの負荷 11 の速度応答値 ω_L にゲイン F_L を乗算した値とを加算器 56 で加算し、さらにこの加算器 56 で加算した値と、各速度応答値 ω_M, ω_L を基に算出できるモータ 1 のねじり角 θ_s にゲイン F_s を乗算した値とを、別な加算器 57 で加算して得た補償値を、前記演算器 47 に出力するようになっている。

10

【0034】

図 2 は、第 1 外乱オブザーバ 43 の内部構造を示したものである。ここでは便宜上、モータ 1 のトルク - 速度変換手段 4' は粘性摩擦 D_M がないものとして考えている。第 1 外乱オブザーバ 43 は、モータ 1 への操作量であるトルク電流指令値 I^{cmd} を入力すると共に、モータ速度検出手段 35 からのモータ 1 の速度応答値 ω_M を入力し、これらの各値からモータ 1 への外乱トルクであるねじりトルクの推定値 \hat{T}_{react} / R_g を算出して出力する速度情報型の外乱オブザーバで構成される。因みに、ここではモータ 1 と負荷 11 とのギア比 R_g を考慮して、第 1 外乱オブザーバ 43 で得たねじりトルクの推定値 \hat{T}_{react} / R_g に、ギア比変換手段 44 によるギア比 R_g を乗算した値を、最終的なねじりトルクの推定値 \hat{T}_{react} として第 2 外乱オブザーバ 45 に出力しているが、ギア比 R_g が 1 であれば、ギア比変換手段 44 や、前述したギア比逆変換手段 21, 25 は不要になる。

20

【0035】

第 1 外乱オブザーバ 43 は、上述した速度情報型の他に、トルク電流指令値 I^{cmd} と、モータ位置検出手段 (図示せず) で検出したモータ 1 の位置応答値とに基づいて、ねじりトルクの推定値 \hat{T}_{react} / R_g を算出する位置情報型の外乱オブザーバで構成してもよい。これらの型の外乱オブザーバは、内部構成が簡単であるという利点がある。また、多少内部構成が複雑になるが、加速度と位置を統合した加速度・位置統合型の外乱オブザーバを、第 1 外乱オブザーバ 43 として用いてもよい。

【0036】

図 2 に示すように、第 1 外乱オブザーバ 43 は、前記モータ 1 と等価的な逆モデルが組み込まれ、前記トルク電流指令値 I^{cmd} にトルク定数のノミナル (公称) 値を乗算することで、トルク (力) 単位の信号に変換し、この変換した信号と、モータ速度検出手段 35 で得たモータ 1 の速度応答値 ω_M を微分して得た値との比較信号を生成する逆モデル部 61 と、この逆モデル部 61 での微分の際にカットオフ周波数 g_d を設定することにより形成され、前記逆モデル部 61 からノイズを除去した低周波帯域の成分の比較信号を取り出し、これをねじりトルクの推定値 \hat{T}_{react} / R_g として出力するローパスフィルタ 62 と、により構成される。なお、図中 J_{Mn} は、モータ 1 の慣性モーメントのノミナル値であり、 g_d は第 1 外乱オブザーバ 43 のカットオフ周波数である。

30

【0037】

図 3 は、第 2 外乱オブザーバ 45 の内部構造を示したものである。ここでは便宜上、負荷 11 のトルク - 速度変換手段 14' は粘性摩擦 D_L がないものとして考えている。第 2 外乱オブザーバ 45 は、前記ギア比変換手段 44 で得たねじりトルクの推定値 \hat{T}_{react} を入力すると共に、負荷速度検出手段 36 からの負荷 11 の速度応答値 ω_L を入力し、これらの各値から負荷 11 の外乱トルクの推定値 \hat{T}_{dis} を算出して出力する。

40

【0038】

図 3 に示すように、第 2 外乱オブザーバ 45 は、前記負荷 11 と等価的な逆モデルが組み込まれ、前記ねじりトルクの推定値 \hat{T}_{react} と、負荷速度検出手段 36 で得た負荷 11 の速度応答値 ω_L を微分して得た値との比較信号を生成する逆モデル部 71 と、この逆モデル部 71 での微分の際にカットオフ周波数 g_d を設定することにより形成され、前記逆モデル部 71 からノイズを除去した低周波帯域の成分の比較信号を取り出し、これを負荷

50

11の外乱トルクの推定値 $\hat{\tau}_{dis}$ として出力するローパスフィルタ72と、により構成される。なお、図中 J_{Ln} は、負荷11の慣性モーメントのノミナル値であり、 g_d は第2外乱オブザーバ45のカットオフ周波数である。

【0039】

そして、上記実施例の構成では、負荷11にそれぞれ取付けた負荷速度検出手段36からの速度応答値 v_L と、負荷位置検出手段37からの位置応答値 θ_L とを用いて、モータ1の位置応答値 θ_M が所望の位置参照値 θ_{ref} に従うように、位置・速度フィードバック制御部41がモータ1への電流参照値 I_{ref} を調整する。それと共に、状態フィードバック制御部42は、前記負荷速度検出手段36からの負荷11の速度応答値 v_L の他に、モータ速度検出手段35からのモータ1の速度応答値 v_M と、これらの速度応答値 v_M, v_L を基に算出できるモータ1のねじり角 θ_s とを利用して、負荷11の速度応答値 v_L が機械共振振動なく追従できるような補償値を、演算器47に出力する。このように、モータ1側に取付けたモータ速度検出手段35だけでなく、負荷11に取付けた負荷速度検出手段36によって、状態フィードバック制御部42は、モータ1および負荷11の位置応答値 θ_M, θ_L 並びに速度応答値 v_M, v_L や、モータ1と負荷11との間のねじり角 θ_s を、既存の状態オブザーバなどを用いずに知ることができ、容易に状態フィードバック制御を行なえる。

【0040】

また、トルク電流指令値 I^{cmd} から負荷11の速度応答値 v_L までの伝達関数 $P_L(s)$ は次の式で与えられる。

【0041】

【数10】

$$P_L(s) = \frac{b_0}{s^3 a_1 + s^2 a_2 + s a_3 + a_4}$$

$$b_0 = \frac{K_t K_s}{R_g}$$

【0042】

上記数10の式は、前述した数5の式と比較して、分子多項式が簡略になっていることが注目される。そのため反共振の影響を抑えて、制御を行なうことが可能になる。

【0043】

ところで、制御装置32としての最終的な目標は、プラント31のモータ1ではなく負荷11を高速且つ正確に制御させることにあるので、必然的に負荷速度検出手段36や負荷位置検出手段37は、モータ速度検出手段35よりも分解能の高い高価なものが使用される。このとき、状態フィードバック制御部42の制御特性は、上述した分解能の違いによる影響を受けて、分解能の低いモータ速度検出手段35の特性に依存してしまう。

【0044】

一方、本実施例では、上記位置・速度フィードバック制御部41や状態フィードバック制御部42の他に、直列に結合した2つの第1および第2外乱オブザーバ43, 45による外乱抑圧制御を実現している。第1外乱オブザーバ43は、モータ速度検出手段35で検出した速度応答値 v_M を入力とし、また第2外乱オブザーバ45は、負荷速度検出手段36で検出した負荷11の速度応答値 v_L を入力としているが、これらの外乱オブザーバ43, 45はそれぞれ別々に制御を行なっているので、最終的な補償電流 I_{comp} を算出する上で、モータ速度検出手段35と負荷速度検出手段36との分解能の違いによる影響は発生せず、より安価なセンサ構成とすることができる。

【0045】

図1に示すシステムでは、まず、モータ1へのトルク電流指令値 I^{cmd} と、モータ速度検出手段35で検出した速度応答値 v_M とを、第1外乱オブザーバ43に入力し、モータ1への外乱トルク、すなわち角度-トルク変換手段24のばね定数 K_s とねじり角 θ_s との積($K_s \theta_s$)を、ギア比 R_g で除算したねじりトルク τ_{reac} / R_g を、第1外乱オブ

10

20

30

40

50

ザーバ43で推定する。次に、この第1外乱オブザーバ43で得た値 $\hat{\tau}_{\text{reac}} / R_g$ から、別な第2外乱オブザーバ45に入力するねじりトルクの推定値 $\hat{\tau}_{\text{reac}}$ をギア比変換手段44で算出し、第2外乱オブザーバ45は、このねじりトルクの推定値 $\hat{\tau}_{\text{reac}}$ と、負荷速度検出手段36で検出した負荷11の速度応答値 ω_L とを入力として、負荷11の外乱トルクの推定値 $\hat{\tau}_{\text{dis}}$ を算出する。

【0046】

ここで、慣性変動などが生じた場合、第2外乱オブザーバ45により推定した外乱トルク $\hat{\tau}_{\text{dis}}$ には、実際の外乱トルク τ_{dis} の値に対して誤差が生じる。この誤差をパラメータの変動による外乱トルクと考えると、推定した外乱トルク $\hat{\tau}_{\text{dis}}$ を用いてパラメータ変動に対する補償を行なうことができる。補償電流算出手段46は、こうした外乱トルクの補償を行なうために、外乱トルクの推定値 $\hat{\tau}_{\text{dis}}$ を用いて補償電流 I_{cmp} を算出する。

10

【0047】

ここで、補償電流 I_{cmp} から実際の外乱トルク τ_{dis} の値までの伝達関数を求め、その逆システム $T_m(s)$ を次の式のように導出する。前記補償電流算出手段46は、この逆システム $T_m(s)$ に第2外乱オブザーバ45からの推定した外乱トルク $\hat{\tau}_{\text{dis}}$ を乗算し、補償電流 I_{cmp} を算出している。

【0048】

【数11】

$$T_m(s) = -s^2 \frac{R_g J_M}{K_s K_t} - s \frac{R_g D_M + R_g K_t F_m}{K_s K_t} - \frac{F_\theta}{K_s} \quad 20$$

【0049】

なお、上記数11の式には微分項が存在するので、これを次の数12の式で表わされる二次のローパスフィルタ $LPS(s)$ を通し、最終的に数13に示す逆システム $T_m(s)$ を得る。但し、ここでの g は、ローパスフィルタ $LPS(s)$ のカットオフ周波数である。

【0050】

【数12】

$$LPS(s) = \frac{g^2}{(s+g)(s+g)} \quad 30$$

【0051】

【数13】

$$T_m(s) = -\frac{g^2 \{s^2 R_g J_M + s(R_g D_M + R_g K_t F_m) + K_t F_\theta\}}{K_s K_t (s^2 + 2sg + g^2)}$$

【0052】

逆システム $T_m(s)$ は、他にも種々導出できるが、特に図1のシステム構成では、負荷11の位置振動を効果的に抑制するために、上記数13の式に示す逆システム $T_m(s)$ を利用して、補償電流算出手段46が補償電流 I_{cmp} を算出するのが好ましい。

40

【0053】

こうして得られた補償電流 I_{cmp} は、演算器47によって前記位置・速度フィードバック制御部41で得た電流参照値 I_{ref} に加算される。演算器47は、この加算した値から、前述した状態フィードバック制御部42で得た補償値を減算して得た電流指令値 I_{cmd} をモータ1に出力し、これにより制御装置32は、高速な外乱抑圧制御をプラント31に対し行なうことが可能になる。

【0054】

続いて、本実施例における制御装置の有効性を確認すべく、シミュレーションを行なっ

50

た結果の一例を、図4のグラフに基づき説明する。ここでは、慣性変動が生じた場合のシミュレーションを行っており、共振周波数が10Hzのプラントを対象とし、制御装置32で位置指令(位置参照値 r_{ref})が与えられてから0.1sec(秒)後に、慣性を200パーセントにステップ状に変化させた。また、位置・速度フィードバック制御部41における速度PI制御系のゲインと、状態フィードバック制御部42のゲインは、何れも極配置法により決定した。

【0055】

図4は、モータ1への電流指令値 I_{cmd} に補償電流 I_{cmp} を加えた場合(実線)と、補償電流 I_{cmp} を加えなかった場合(破線)について、それぞれの位置応答のシミュレーション結果を示している。同図からも明らかなように、本実施例で提案した補償電流 I_{cmp} で、モータ1への電流指令値 I_{cmd} を補償した場合には、従来のような補償を行わない場合に比べて、負荷11の位置振動が抑制され、良好な結果が得られていることが確認できる。

【0056】

以上のように本実施例では、モータ1の駆動力を負荷11に機械的に伝達してなるモータ制御装置において、モータ1に取付けられ、このモータ1の外乱トルクであるねじりトルクの推定値 $\hat{\tau}_{reac}$ を出力するモータ側外乱オブザーバとしての第1外乱オブザーバ43およびギア比変換手段44と、負荷11に取付けられ、ギア比変換手段44からの推定値 $\hat{\tau}_{reac}$ を入力することにより、ねじりトルクと分離して負荷11の外乱トルクの推定値 $\hat{\tau}_{dis}$ を出力する負荷側外乱オブザーバとしての第2外乱オブザーバ45と、この外乱トルクの推定値 $\hat{\tau}_{dis}$ を入力することにより、外乱抑制のための補償電流 I_{cmp} を算出し、この補償電流 I_{cmp} を反映した電流指令値 I_{cmd} をモータ1に出力する外乱抑制制御手段としての補償電流算出手段46および演算器47と、を備え、さらにモータ1の速度応答値 v_M を検出するモータ速度検出手段35を備え、その上負荷11の速度応答値 v_L を検出する負荷速度検出手段36を備え、さらにモータ1の速度応答値 v_M と、負荷11の速度応答値 v_L と、これらの各速度応答値 v_M, v_L から得られるモータ1のねじり角 θ_s とを入力してモータ1および負荷11の状態フィードバック制御を行なう状態フィードバック制御部42を備え、モータ1のトルク定数を K_t とし、モータ1と負荷11との間の機械共振振動によるばね定数を K_s とし、モータ1の慣性モーメント J_M とし、モータ1の粘性摩擦を D_M とし、状態フィードバック制御部42においてモータ1の速度応答値 v_M に乘算されるゲインを F_M とし、状態フィードバック制御部42において負荷11の速度応答値 v_L に乘算されるゲインを F_L とし、モータ1のねじり角 θ_s に乘算されるゲインを F_{θ} とし、負荷11とモータ1とのギア比を R_g とし、ラプラス演算子を s としたときに、補償電流算出手段46は、第2外乱オブザーバ45からの負荷11の外乱トルクの推定値 $\hat{\tau}_{dis}$ に、上記数13の式で示す逆システム $T_m(s)$ を乗算し、外乱抑制のための補償電流 I_{cmp} を算出している。

【0057】

これにより、第1外乱オブザーバ43とギア比変換手段44で得られる機械共振振動に相当するねじりトルクの推定値 $\hat{\tau}_{reac}$ を、第1外乱オブザーバ43と直列的に結合した第2外乱オブザーバ45に入力すると、機械共振振動と分離して負荷11の外乱トルク $\hat{\tau}_{dis}$ を推定することができる。この負荷11の外乱トルクの推定値 $\hat{\tau}_{dis}$ を利用して、モータ1への電流指令値 I_{cmd} を補償することで、外乱トルクを補償した所望の制御を行なうことが可能になり、モータ速度検出手段35でモータ1の速度応答値 v_M を検出すれば、この速度応答値 v_M とモータ1への電流指令値 I_{cmd} とを利用して、第1外乱オブザーバ43がねじりトルクの推定値 $\hat{\tau}_{reac}$ を正しく算出でき、負荷速度検出手段36で負荷11の速度応答値 v_L を検出すれば、この負荷11の速度応答値 v_L と、第2外乱オブザーバ45で算出されたねじりトルクの推定値 $\hat{\tau}_{reac}$ とを利用して、負荷11の外乱トルクの推定値 $\hat{\tau}_{dis}$ を正しく算出でき、モータ速度検出手段35からのモータ1の速度応答値 v_M と、負荷速度検出手段36からの負荷11の速度応答値 v_L を、状態オブザーバ等を用いることなく知ることができ、これらの各速度応答値 v_M, v_L から得たモータのね

10

20

30

40

50

じり角 θ_s を共に利用して、容易に状態フィードバック制御を行なうことができ、負荷 1 1 の位置振動を効果的に抑制することができる。

【0058】

そしてこれは、モータ 1 の駆動力を負荷 1 1 に機械的に伝達してなるモータ制御方法において、モータ 1 に取付けられた第 1 外乱オブザーバ 4 3 およびギア比変換手段 4 4 により、このモータ 1 の外乱トルクであるねじりトルクの推定値 \hat{T}_{reac} を出力し、負荷 1 1 に取付けられた第 2 外乱オブザーバ 4 5 が、ギア比変換手段 4 4 からのねじりトルクの推定値 \hat{T}_{reac} を入力することにより、ねじりトルクと分離して負荷 1 1 の外乱トルクの推定値 \hat{T}_{dis} を出力し、第 2 外乱オブザーバ 4 5 からの推定値 \hat{T}_{dis} を補償電流算出手段 4 6 が入力することにより、外乱抑制のための補償電流 I_{cmp} を算出し、演算器 4 7 によって補償電流 I_{cmp} を加えた電流指令値 I_{cmd} をモータ 1 に出力し、モータ 1 の速度応答値 V_M をモータ速度検出手段 3 5 で検出し、このモータ 1 の速度応答値 V_M と、モータ 1 への電流指令値 I_{cmd} とを入力して、第 1 外乱オブザーバ 4 3 がねじりトルクの推定値 \hat{T}_{reac} を算出し、負荷 1 1 の速度応答値 V_L を負荷速度検出手段 3 6 で検出し、この負荷 1 1 の速度応答値 V_L と、ねじりトルクの推定値 \hat{T}_{reac} とを入力して、第 2 外乱オブザーバ 4 5 が負荷 1 1 の外乱トルクの推定値 \hat{T}_{dis} を算出し、モータ 1 の速度応答値 V_M と、負荷 1 1 の速度応答値 V_L と、これらの各速度応答値 V_M, V_L から得られるモータ 1 のねじり角 θ_s とを入力して、状態フィードバック制御部 4 2 がモータ 1 および負荷 1 1 の状態フィードバック制御を行ない、モータ 1 のトルク定数を K_t とし、モータ 1 と負荷 1 1 との間の機械共振振動によるばね定数を K_s とし、モータ 1 の慣性モーメント J_M とし、モータ 1 の粘性摩擦を D_M とし、状態フィードバック制御部 4 2 においてモータ 1 の速度応答値 V_M に乗算されるゲインを F_M とし、状態フィードバック制御部 4 2 において負荷 1 1 の速度応答値 V_L に乗算されるゲインを F_L とし、モータ 1 のねじり角 θ_s に乗算されるゲインを F とし、負荷 1 1 とモータ 1 とのギア比を R_g とし、ラプラス演算子を s としたときに、補償電流算出手段 4 6 は、第 2 外乱オブザーバ 4 5 からの負荷 1 1 の外乱トルクの推定値 \hat{T}_{dis} に、上記数 1 3 の式で示す逆システム $T_m(s)$ を乗算し、外乱抑制のための補償電流 I_{cmp} を算出することでも実現する。

10

20

【0059】

なお、本発明は上記実施例に限定されるものではなく、本発明の要旨の範囲において種々の変形実施が可能である。

30

【産業上の利用可能性】

【0060】

高速な位置決め制御を行なう場合、負荷を高速且つ高精度で位置決め制御するだけでなく、負荷側の振動を抑圧することが期待されている。したがって、本発明は、こうした分野においても産業上の有用性がある。

【図面の簡単な説明】

【0061】

【図 1】本発明のモータ制御装置におけるシステムの一例を示すブロック線図である。

【図 2】同上、第 1 外乱オブザーバのシステム構造を示すブロック線図である。

【図 3】同上、第 2 外乱オブザーバのシステム構造を示すブロック線図である。

40

【図 4】本発明のモータ制御方法における数値シミュレーションの応答結果を示すグラフである。

【図 5】二慣性共振系の近似化モデルを示すブロック線図である。

【符号の説明】

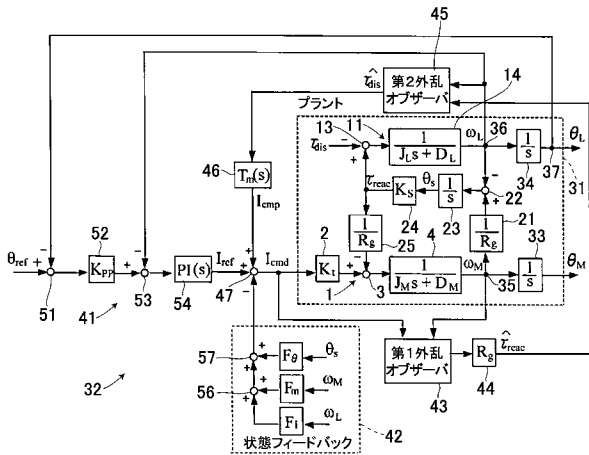
【0062】

- 1 モータ
- 1 1 負荷
- 3 5 モータ速度検出手段
- 3 6 負荷速度検出手段
- 4 2 状態フィードバック制御部（状態フィードバック制御手段）

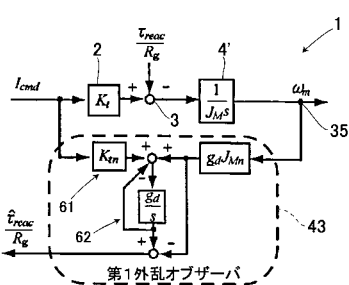
50

- 4 3 第1外乱オブザーバ(モータ側外乱オブザーバ)
- 4 4 ギア比変換手段(モータ側外乱オブザーバ)
- 4 5 第2外乱オブザーバ(負荷側外乱オブザーバ)
- 4 6 補償電流算出手段(外乱抑制制御手段)
- 4 7 演算器(外乱抑制制御手段)

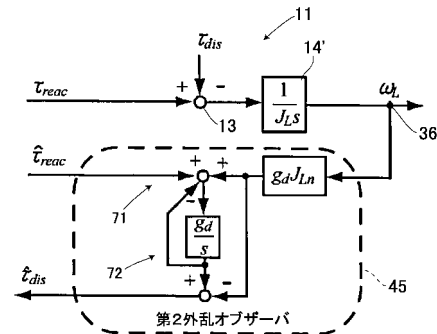
【図1】



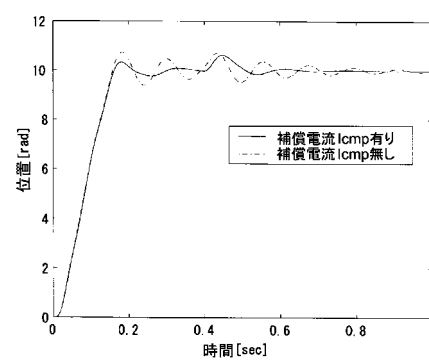
【図2】



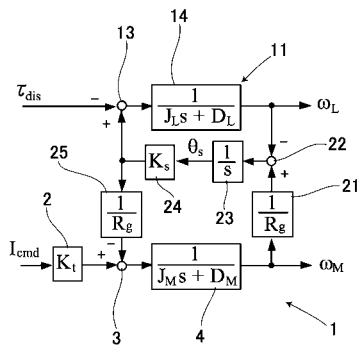
【図3】



【図4】



【 図 5 】



フロントページの続き

- (72)発明者 大石 潔
新潟県長岡市上富岡町1603-1 国立大学法人長岡技術科学大学内
- (72)発明者 桂 誠一郎
新潟県長岡市上富岡町1603-1 国立大学法人長岡技術科学大学内
- (72)発明者 井藤 貴康
新潟県長岡市上富岡町1603-1 国立大学法人長岡技術科学大学内
- (72)発明者 安井 孝次
長野県飯田市大休1879番地 多摩川精機株式会社内

審査官 當間 庸裕

- (56)参考文献 特開平07-261843(JP,A)
特開2002-335686(JP,A)
特開2003-345402(JP,A)
特開平09-121580(JP,A)
特開2007-043884(JP,A)
特開平11-231942(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02P 29/00