外乱推定成分の直交関係を利用したイナーシャ同定法*

栗屋 伊智郎^{*1}, 加藤 義樹^{*2}
三宅 岩夫^{*2}, 伊藤 正美^{*3}Inertia Identification Method using Orthogonality Relation
of Disturbance Estimation ComponentsIchiro AWAYA, Yoshiki KATO,
Iwao MIYAKE and Masami ITO

In this paper, we propose a new simple inertia identification method using a disturbance observer. Generally, identification methods require complex algorithms, which are not suitable to build in a motion controller. The authors found that the disturbance observer can be used for inertia identification. The proposed identification method has a simple algorithm using the internal signals of the disturbance observer. The convergence property is proven by using the orthogonality relation of the disturbance estimation components. The experiment was performed by controlling the DC-brushless servomotor with an unknown load inertia. The results show that exact inertia identification is achievable by using the proposed algorithm.

Key Words: Identification, Motion Control, Disturbance Estimation, Orthogonality, Disturbance Observer, Convergence Property

1. はじめに

DSP, トランスピュータ等の高速プロセッサの登場や解析・設計用ソフトウェアの普及⁽¹⁾とともに、高度な制御理論の適用が一段と容易になってきた。位置決めサーボ系や回転機械の速度サーボ系では、モデルをベースとした制御理論を振動制御⁽²⁾⁽³⁾や摩擦の補償⁽⁴⁾⁽⁵⁾に応用することにより、いっそうの高速・高精度化が可能となってきた。モデルをベースとする場合、機械系ではイナーシャの値を求める必要がある。一般にイナーシャは図面から求める方法が一般的であるが、製品の形状が複雑な場合は計算で求めることが難しい場合が多い。実験的な方法としてはFFT計測、最小二乗法⁽⁶⁾⁽⁷⁾やデシメーションを用いた同定法⁽⁸⁾がある。これらはいずれも実用的な方法であるが、系に定常外乱が作用する場合の影響については検討されていない。そのため、クーロン摩擦が大きく作用する機械ではイナーシャを求めるのに必要な低周波領域にひずみが生じ、問題となる。適応制御系でもクーロン摩擦

を考慮したパラメータ同定法⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾が検討されているが、これらは制御方式の変更が前提となる。また、同定のアルゴリズムをコントローラに組込む場合、できるだけコンパクトであるのが望ましい。著者らは外乱オブザーバ⁽¹¹⁾⁽¹²⁾の持つイナーシャ変動に対するロバスト性に着目し、その変動補償トルクからイナーシャを推定する方法⁽¹³⁾を提案した。この方法を利用する条件としては、オブザーバの推定帯域が推定用テスト信号の周波数に比べて十分高いこと、推定用テスト信号として台形波速度パターンを使うこと、を必要とした。本論文では、上記2点の条件を必要としないアルゴリズムを誘導し、さらに、定常外乱が系に作用しても推定値は真値に収束することを理論的に証明する。収束時間についても同定信号の周期とオブザーバ極から決定できることを示し、実際の機械系で問題となる機械共振を考慮した信号周期の決め方について述べる。本同定法は、外乱推定に基づき、信号間の直交性を利用して真のイナーシャを同定する。同定にオブザーバを利用するため、最小二乗法等のアルゴリズムが不要となり、同定部のプログラム・データエリアを小さくすることができる。外乱オブザーバには、負荷の変更等でイナーシャがノミナル値から変化してもイナーシャ変動を補償できる⁽¹¹⁾メリットがある。これは外乱オブ

* 原稿受付 平成4年5月21日。

^{*1} 正員、三菱重工業(株)システム技術部 (〒453 名古屋市千種区岩塚町)。^{*2} 三菱重工業(株)システム技術部。^{*3} 名古屋大学工学部 (〒464-01 名古屋市千種区不老町)。

ザーバの推定値に変動を補償するトルクが含まれているためである。しかし、機械系のガタやノイズ等でオブザーバの帯域が制限されると、推定遅れが問題となり、十分な補償効果が得られないことがある⁽⁵⁾。その場合は正確なトルクフィードフォワード制御が有効であり、イナーシャ同定が必要となる。本同定法の有効性を検証するため、DC サーボモータに同定用の負荷を取付け、同定試験を行った。その結果、十分な精度で図面計算値と一致する結果が得られた。

2. 同定モデル

同定モデルは図 1 に示すように、2 次の機械運動系とする。実際の機械系は必ず周波数軸で共振点を持つため、次数は 4 次以上になるが、この影響については後ほど検討を加える。ここでは回転系の場合を扱う。運動方程式は

$$J \frac{d\omega}{dt} = u - D\omega + \tau \dots\dots\dots (1)$$

ここに、 ω は角速度、 J は系全体のイナーシャ、 u は駆動トルク、 D は制動抵抗係数、 τ は定常外乱であり、 $dz/dt=0$ とする。

3. 外乱オブザーバ

高速・高精度なサーボ系を実現するためには外乱の補償が不可欠である。式(1)に対して $-D\omega + \tau$ をまとめて外乱とみなし、この値を推定する最小次元オブザーバは極を $-\lambda(\lambda > 0)$ とすると

$$\frac{d\eta}{dt} = -\lambda\eta + \lambda J_n \omega + u \dots\dots\dots (2)$$

$$\tau_e = -\lambda\eta + \lambda I_n \omega \dots\dots\dots (3)$$

ここに、 J_n はモデルのイナーシャのノミナル値、 η は内部変数、 τ_e は外乱推定値である。ここで、オブザーバの内部信号を以下のように定義する。

$$\frac{dq_0}{dt} = -\lambda q_0 + \lambda u, q_0(0) = 0 \dots\dots\dots (4)$$

$$\frac{dq_1}{dt} = -\lambda q_1 + \lambda \omega, q_1(0) = 0 \dots\dots\dots (5)$$

このとき、外乱推定値 τ_e は式(2)~(5)から ω , u を

図 1 同定モデル

消去して

$$\tau_e = J_n \frac{dq_1}{dt} - q_0, \tau_e(0) = 0 \dots\dots\dots (6)$$

外乱オブザーバのブロック図を図2に示す.

4. 直交性を利用したイナーシャ同定法の提案

4・1 外乱推定信号 負荷の変更等で変化した後のイナーシャを J として見積り誤差 δJ を式(7)で定義する。

$$\delta J = J - J_n \dots\dots\dots (7)$$

見積り誤差がある場合、外乱推定信号は式(1)～(3)から u, η を消去して

$$\frac{d\tau_e}{dt} = -\lambda\tau_e - \lambda \left(\delta J \frac{d\omega}{dt} + D\omega - \tau \right) \dots\dots\dots (8)$$

状態変数として q_2 を定義する.

$$\frac{dq_2}{dt} = -\lambda q_2 + \lambda, q_2(0) = 0 \dots\dots\dots (9)$$

オブザーバの内部信号 $q_1(t)$ と上式の $q_2(t)$ を使うと外乱推定信号は式(10)で表される。

$$\tau_e(t) = -\delta J \frac{dq_1}{dt} - Dq_1 + \tau q_2 \dots \dots \dots (10)$$

4.2 同定用テスト信号 同定のための速度指令 $r(t)$ は繰返し周期 T を有する信号とする.

$$r(t)=r(t-T).....(11)$$

速度指令に基づいてサーボ系を駆動するとき、 $\omega(t)$ も定常状態で周期信号となる。

$$\omega(t) = \omega(t - T) \quad \dots\dots\dots (12)$$

$$\text{ただし, } r(t) \neq 0, \omega(t) \neq 0 \quad \dots\dots\dots (13)$$

4.3 信号の直交性 オブザーバ内の信号 $q_1(t)$ は式(5)より $\omega(t)$ と一次遅れの関係にあり, 定常状態で同様に周期信号となる。また, $q_2(t)$ はステップ外乱に対する一次遅れを表す。式(5), (9), (12)より, $t \rightarrow \infty$ のとき, 式(14), (15)が成り立つ,

$$\lim_{T \rightarrow \infty} [q_1(t) - q_1(t - T)] = 0 \quad \dots\dots\dots (14)$$

図 2 外乱オブザーバ

$$\lim_{t \rightarrow \infty} q_2(t) = 1 \quad \dots\dots\dots (15)$$

ここで、二つの信号 $\phi_a(t)$, $\phi_b(t)$ における直交性を式(16)で定義する。

$$\int_{t-T}^t \phi_a(\zeta) \phi_b(\zeta) d\zeta = 0 \quad \dots\dots\dots (16)$$

q_1 と dq_1/dt の積を周期 T の区間で積分すると

$$\int_{t-T}^t q_1(\zeta) \frac{dq_1}{d\zeta} d\zeta = \frac{q_1(t)^2 - q_1(t-T)^2}{2} \quad \dots\dots (17)$$

式(14), (17)より

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \int_{t-T}^t q_1(\zeta) \frac{dq_1}{d\zeta} d\zeta = 0 \quad \dots\dots\dots (18)$$

同様に、 q_2 , dq_1/dt に関して式(14), (15)より

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \int_{t-T}^t q_2(\zeta) \frac{dq_1}{d\zeta} d\zeta = 0 \quad \dots\dots\dots (19)$$

4.4 イナーシャ同定アルゴリズム 任意の時間区間 $(k-1)T \leq t \leq kT$, $k=1, 2, \dots$ におけるイナーシャ推定値を $J_e(k)$, 誤差推定値を $\delta J_e(k)$ とする。イナーシャ同定則を式(20), (21)に示す。

$$\delta J_e(k) = - \frac{\int_{(k-1)T}^{kT} \tau_e(\zeta) \frac{dq_1}{d\zeta} d\zeta}{\int_{(k-1)T}^{kT} \left(\frac{dq_1}{d\zeta} \right)^2 d\zeta} \quad \dots\dots\dots (20)$$

$$J_e(k) = J_n + \delta J_e(k) \quad \dots\dots\dots (21)$$

4.5 真値への収束の証明 直交性を利用してイナーシャの推定値が真値に収束することを証明する。式(10)の両辺に dq_1/dt を掛け、 $(k-1)T \leq t \leq kT$ の区間で積分すると

$$\begin{aligned} \int_{(k-1)T}^{kT} \tau_e(\zeta) \frac{dq_1}{d\zeta} d\zeta &= -\delta J \int_{(k-1)T}^{kT} \left(\frac{dq_1}{d\zeta} \right)^2 d\zeta \\ &\quad - D \int_{(k-1)T}^{kT} q_1(\zeta) \frac{dq_1}{d\zeta} d\zeta + \tau \int_{(k-1)T}^{kT} q_2(\zeta) \frac{dq_1}{d\zeta} d\zeta \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (22)$$

式(18), (19)の直交関係より、 $k \rightarrow \infty$ としたとき、式(22)は

$$\begin{aligned} \lim_{k \rightarrow \infty} \int_{(k-1)T}^{kT} \tau_e(\zeta) \frac{dq_1}{d\zeta} d\zeta \\ = -\delta J \cdot \lim_{k \rightarrow \infty} \int_{(k-1)T}^{kT} \left(\frac{dq_1}{d\zeta} \right)^2 d\zeta \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (23)$$

δJ について求めると

$$\delta J = - \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{\int_{(k-1)T}^{kT} \tau_e(\zeta) \frac{dq_1}{d\zeta} d\zeta}{\int_{(k-1)T}^{kT} \left(\frac{dq_1}{d\zeta} \right)^2 d\zeta} \quad \dots\dots\dots (24)$$

式(20), (24)より

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \delta J_e(k) = \delta J \quad \dots\dots\dots (25)$$

式(25)より推定誤差は真の誤差に収束する。よって、式(7), (21), (25)よりイナーシャの推定値は真値に収束する。

$$\lim_{k \rightarrow \infty} J_e(k) = J \quad \dots\dots\dots (26)$$

本イナーシャ同定則のブロック図を図3に示す。

4.6 収束時間の目安 本同定法における収束時間は外乱オブザーバの極 λ と繰返し周期 T によって決まる。外乱推定値 τ_e と内部状態変数 q_1 , q_2 は推定時定数 λ^{-1} の5倍程度の時間でほぼ定常状態に移行するとみて良い。すなわち、直交条件式(18), (19)を満足する状態になる。この状態から同定演算を開始すれば精度良く同定できると考えられる。よって、収束時間を T_c (s) とすれば式(27)がその目安となる。

$$T_c = 5/\lambda + T \quad \dots\dots\dots (27)$$

5. 機械系の振動を考慮した繰返し周期の選定法

5.1 機械振動を考慮したモデル 収束時間 T_c を縮めるには繰返し周期 T を短くすればよいが、速度応答の基本周波数 $1/T$ (Hz) を上げることになるため、機械系の振動を励起する可能性がある。そこで、実用性を考慮して図4に示すモデルをもとに特性を解析する。運動方程式を以下に示す。

$$\begin{aligned} J_M \frac{d\omega_M}{dt} &= u - K_R(\theta_M - \theta_L) \\ &\quad - D_R(\omega_M - \omega_L) - D_M \omega_M \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (28)$$

$$\begin{aligned} J_L \frac{d\omega_L}{dt} &= K_R(\theta_M - \theta_L) + D_R(\omega_M - \omega_L) - D_L \omega_L \\ &\quad \dots\dots\dots (29) \end{aligned}$$

ここで、 J_M は駆動系のイナーシャ、 J_L は負荷系のイナーシャ、 K_R はねじり剛性、 D_R はねじれ減衰係数、 D_M は駆動系制動係数、 D_L は負荷系制動係数である。式(28), (29)をラプラス変換して入力 u , 出力 ω_M の

図3 提案する同定法のブロック図

図4 機械共振系のモデル

伝達関数 $G_P(s)$ を求めると

$$G_P(s) = \frac{1}{J_M} \cdot \frac{s^2 + 2\xi_E \omega_E s + \omega_E^2}{s^3 + \alpha s^2 + \beta s + \gamma} \quad \dots\dots\dots (30)$$

$$\left. \begin{aligned} \omega_E &= \sqrt{\frac{K_R}{J_L}} \\ \xi_E &= \frac{D_L + D_R}{2\omega_E J_L} \\ \alpha &= \frac{D_M + D_R}{J_M} + \frac{D_L + D_R}{J_L} \\ \beta &= \frac{K_R}{J_M} + \frac{K_R}{J_L} + \frac{D_R(D_M + D_L) + D_M D_L}{J_M J_L} \\ \gamma &= \frac{K_R(D_M + D_L)}{J_M J_L} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (31)$$

式(30)の形はボード線図との関係を考えて見通しが悪いので、式(32)のように剛体部と振動部に分離した近似モデルに変換する。

$$G_P(s) \doteq \frac{1}{Js + D} \cdot \frac{\frac{s^2}{\omega_E^2} + 2\frac{\xi_E}{\omega_E} s + 1}{\frac{s^2}{\omega_R^2} + 2\frac{\xi_R}{\omega_R} s + 1} \quad \dots\dots\dots (32)$$

ここに

$$\omega_R = \sqrt{\frac{K_R}{J_M} + \frac{K_R}{J_L}} \quad \dots\dots\dots (33)$$

$$\xi_R = \xi_E \frac{D_M \mu^2 + D_L + D_R(1 + \mu)^2}{(D_L + D_R)(1 + \mu)^{2/3}} \quad \dots\dots\dots (34)$$

$$\left. \begin{aligned} \mu &= J_L/J_M \\ J &= J_M + J_L \\ D &= D_M + D_L \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (35)$$

この近似モデルは、式(30)の形に変形すると、1次の項のみ誤差が生じる。真値 β に対する誤差 Δ は

$$\Delta = 2\xi_R \omega_R D/J + \omega_R^2 - \beta \quad \dots\dots\dots (36)$$

となり、その比 E_r を下式で定義する。

$$E_r = \Delta/\beta \quad \dots\dots\dots (37)$$

E_r は近似モデルの誤差の割合を示すものであるから、小さいほど近似精度は高くなる。式(37)を物理パラメータで表すと

$$E_r = \frac{(D_M J_L - D_L J_M)^2}{J^2 (K_R J + D D_R + D_M D_L)} < D^2 / K_R J_L \quad \dots\dots\dots (38)$$

式(31)より $K_R = \omega_E^2 J_L$ の関係を使って

$$E_r < (D/\omega_E J_L)^2 \quad \dots\dots\dots (39)$$

$\omega_0 = D/J_L$ とすると

$$\therefore E_r < (\omega_0/\omega_E)^2 \quad \dots\dots\dots (40)$$

通常の機械系では $\omega_0 \ll \omega_E$ であり、 $E_r \doteq 0$ とみなせるため、十分な精度で近似モデルが成立する。このモデルは振動がほとんど生じない低周波を剛体モデルで代表させた形になっている。近似モデルのゲイン特性を図5に示す。

5・2 特性解析 オブザーバモデル(剛体)と制御

対象(二慣性共振系)のモデルエラーによって外乱推定値がどのような影響を受けるかを調べる。図6に制御対象、図7にモデルエラーを外乱とみなしたときの等価変換ブロック図を示す。外乱推定値は図7において入力 u 以外のトルクがすべて一次遅れで現れるから

$$\begin{aligned} \tau_e(s) &= \frac{\lambda}{s + \lambda} \left[-\delta J s - D \right. \\ &\quad \left. - (Js + D) \left(\frac{s^2/\omega_R^2 + 2\xi_R/\omega_R \cdot s + 1}{s^2/\omega_E^2 + 2\xi_E/\omega_E \cdot s + 1} - 1 \right) \right] \omega_M(s) \quad \dots\dots\dots (41) \end{aligned}$$

式(41)より、同定時の周期運動の周波数 T^{-1} (Hz) が

$$T^{-1} \ll \omega_E/2\pi \quad \dots\dots\dots (42)$$

ならば

$$\left| \frac{s^2/\omega_R^2 + 2\xi_R/\omega_R \cdot s + 1}{s^2/\omega_E^2 + 2\xi_E/\omega_E \cdot s + 1} \right| \doteq 1 \quad \dots\dots\dots (43)$$

になるため、外乱推定式は式(44)の剛体モデルにおける推定式に近似できる。

$$\tau_e(s) \doteq \frac{\lambda}{s + \lambda} (-\delta J s - D) \omega_M(s) \quad \dots\dots\dots (44)$$

よって、式(42)を満足するように繰返し周期 T を選

図5 近似モデルのゲイン特性

図6 二慣性共振系のブロック図

図7 図6の等価変換ブロック図

ばモデルエラーの影響は無視できる。運動の基本周波数が負荷の固有振動数 ω_E に近いときは外乱推定値 τ_e に固有振動が重畳されるため、区間直交性が成立せず同定精度は落ちる。

5.3 繰返し周期 T の選定法 負荷固有振動のダンピング ξ_E は一般に $0.001 \sim 0.1$ とその値は小さいから、応答の基本周波数 T^{-1} (Hz) が機械系の固有振動数 $\omega_E/2\pi$ (Hz) の $1/10$ 程度であれば式(43)が成立すると考えられる。よって繰返し周期は式(45)を満たす範囲で決めればよい。

$$T \geq \frac{20\pi}{\omega_E} \dots\dots\dots (45)$$

6. 実 験

6.1 実験装置 ねじれ剛性を有し、摩擦を付加できる機構を備えた実験装置を使ってイナーシャの同定および同定値に基づくトルクフィードフォワード制御を行い、同定精度とその効果を評価した。機械系の共振 ω_R は 25.0 (Hz)、固有振動 ω_E は 15.5 (Hz) である。実験装置の構成図を図8、FFT 計測結果を図9に示す。FFT は入力トルク指令、出力をモータ軸角速度として計測した。

実験装置の諸元を以下に示す。ここで、イナーシャは図面から計算した値である。

$$J_M = 6.66 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

図8 実験装置の構成

図9 機械共振系のFFT計測結果

$$J_L = 1.06 \times 10^{-2} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

$$D_M = 5.53 \times 10^{-3} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s/rad}$$

$$K_R = 100.6 \text{ N} \cdot \text{m/rad}$$

$$D_R = 8.44 \times 10^{-3} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s/rad}$$

$$\omega_E = 97.4 \text{ rad/s}$$

$$\omega_R = 156.8 \text{ rad/s}$$

$$\lambda = 31.4 \text{ rad/s}$$

6.2 制御系の構成 制御系は速度制御系であり、通常の比例制御に外乱オブザーバとトルクフィードフォワード制御を組合せたものである。トルクフィードフォワード制御に必要なイナーシャ値は本同定法で得られた同定値を利用し、同時に外乱オブザーバのイナーシャ値も再設定する。テスト信号として式(11)、(45)を満足する周期1秒の速度指令を設定した。

$$r(t) = 40 + 20 \sin(2\pi t) \dots\dots\dots (46)$$

系のイナーシャは1秒で同定される。制御部と同定部は双一次変換で離散化した。同定部を含めた制御系の構成図を図10に示す。

6.3 同定と制御のプロセス テスト信号の1周期目は定常状態への移行期間として比例制御のみで駆動する。ただし、外乱推定値の計算は全区間を通して行った。2周期目で同定計算に入り、3周期目で同定値に基づいたトルクフィードフォワード補償を付加する。4周期目で外乱推定値をフィードバックして外乱

図10 制御系の構成

図11 同定と制御のプロセス

図 12 実験結果 (クーロン摩擦を付加しない場合)

図 13 実験結果 (クーロン摩擦を付加した場合)

補償を行う。定常状態になるのに要する時間は式(27)の右辺第1項より、 $5/\lambda=0.16$ (s)とみなせるから、2周期目の時間 ($1 \leq t \leq 2$) では定常状態と考えてよく、同定に必要な直交条件式(18), (19)は満足される。外乱オブザーバにおいても同定後にイナーシャの同定値をモデル定数に代入する。このプロセスをテスト信号で説明したものを図11に示す。

6.4 実験結果と考察 実験では定常外乱がない場合とある場合に分けて同定機能の検証を行った。定常外乱を作用させるための手段として、摩擦を付加することとした。摩擦にはさまざまなモデルが提案されているが^{(14)~(16)}、本研究では速度が $\omega > 0$ のとき常に一定の値をとるクーロン摩擦と仮定した。イナーシャの初期設定値は零とした。摩擦を付加しないときの実験結果を図12に、付加したときの結果を図13に示す。両方の図において、上段は速度偏差、中段は外乱推定値、下段はテスト信号である速度指令と系の角速度を重ねて表示したものである。摩擦を付加しない場合、定常外乱は小さいため、外乱推定値はイナーシャの見積り誤差分の補償トルクが最も大きいと考えられる。系を剛体とみなした場合、全体のイナーシャは $J=1.726 \times 10^{-2}$ (kg・m²)、制動抵抗係数は負荷側の影響は小さいので、モータの制動だけとして $D=D_M=5.53 \times 10^{-3}$ (N・m・s/rad)になる。 $J_n=0$ であるから、 $\delta J=1.726 \times 10^{-2}$ である。外乱推定値は式(10)と定常外乱(クーロン摩擦)の $\tau=0$ より

$$\tau_e = -\delta J \cdot \frac{dq_1}{dt} - Dq_1 \dots\dots\dots (47)$$

となる。外乱推定波形は $q_1 \equiv \omega \equiv r$ として近似波形を求めると、式(46), (47)より

$$\begin{aligned} \tau_e &= -\delta J \cdot 40\pi \cos(2\pi t) - D[40 + 20 \sin(2\pi t)] \\ &= -2.17 \cos(2\pi t) - 0.11 \sin(2\pi t) - 0.22 \end{aligned} \dots\dots\dots (48)$$

式(48)より、時間区間 $1 \leq t \leq 2$ では cos 成分が支配的

であり、これは図12の中段に示す実験結果からも明らかである。 $t=2$ (s)でイナーシャの同定が終了し、同定値はトルクフィードフォワードと外乱オブザーバのイナーシャ定数の更新に使われる。cos成分の振幅は図12より約2.1 (N・m)である。これは見積り誤差の大きさを表すから、式(48)より $\delta J \cdot 40\pi = 2.1$ となり、 $\delta J \approx 0.017$ (kg・m²)が得られる。これは系のイナーシャとほぼ一致する。同定終了後は $\delta J \approx 0$ になるため外乱推定値に含まれる見積り誤差分のcos成分は除去される。 $t > 2$ からcos成分が除去されているのはこのためである。 $t > 2$ で外乱は小さく推定されているが、これは式(48)に示すように制動抵抗の成分がほとんどないためである。また、上段の偏差に着目すると $t=2$ までは偏差が最大で3.8 (rad/s)生じているが、 $t > 2$ では偏差が1.7 (rad/s)以下に抑えられており、同定値に基づくトルクフィードフォワード制御の効果が認められる。 $t > 3$ ではさらに外乱が補償されて偏差は0.7 (rad/s)以下になっている。図13では、摩擦が付加されたために同定終了後も $t > 2$ で外乱推定値には一定のクーロン摩擦と制動抵抗が含まれている。しかし、図12と同様に $t > 2$ でcos成分が除去されており、定常外乱が作用してもイナーシャを同定できることがわかる。この場合、系に作用したクーロン摩擦は2.92 (N・m)であった。

7. おわりに

本研究では外乱推定に基づくイナーシャ同定法を提案し、実験によってその有効性を示した。得られた成果を以下にまとめる。

- (1) 外乱オブザーバを利用したイナーシャ同定法を提案し、イナーシャの推定値は真値に収束すること ($t \rightarrow \infty$ のとき $\text{error} \rightarrow 0$) を理論的に示した。
- (2) 収束時間はオブザーバ極と同定信号の周期から決定できることを示した。

(3) 機械共振を考慮した同定信号周期の設定法を明らかにした。

(4) クーロン摩擦が作用しても実用上十分な精度で同定できることを実験で確認した。

文 献

- (1) 野寺, 計算を行なうためのツール, システム/制御/情報, 35-11 (1991), 665-673.
- (2) 坂和・松野, フレキシブル・アームのモデリングと制御, 計測と制御, 25-1 (1986), 64-70.
- (3) 宇野・久保・西・和田, ソフトウェアサーボによるロボットの防振制御, 電気学会論文集 D, 107-8 (1987), 1018-1025.
- (4) 山田, オブザーバによるサーボモータ系の固体摩擦の推定と位置決め制御への応用, 計測自動制御学会論文集, 24-2 (1988), 162-169.
- (5) 粟屋・加藤・三宅・伊藤, 外乱オブザーバを利用した非線形摩擦のトルクバイアス補償法, 機論, 57-534, C (1991), 371-376.
- (6) 松田・松本・岡田, 非線形差分方程式を用いたマニピュレータの同定と制御, 文献(5)の640-645ページ.
- (7) Dessaint, L. A., Hebert, B. J., Le-Huy, H. and Cuvuoti, G., A DSP-Based Adaptive Controller for a Smooth Positioning System, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 37-5 (1990), 372-377.
- (8) 大明・足立, 産業用ロボットのデジタルサーボチューニングシステム, 日本ロボット学会誌, 9-1, (1991), 55-64.
- (9) 田村, クーロン摩擦を受ける直流サーボ系の適応制御系の構成, 計測自動制御学会論文集, 20-3 (1984), 227-232.
- (10) 富塚, 適応制御の実際と適用限界, 計測と制御, 29-8 (1990), 709-715.
- (11) Murakami, T. and Ohnishi, K., Advanced Control Technique in Motion System, *Recent Advances in Motion Control*, (1990), 3-11, 日刊工業新聞社.
- (12) Geerts, J. and Scannell, J., Practical Application of Second Order Observers to Electro-Mechanical Servo Systems, *Journal A*, 31-3 (1990), 85-90.
- (13) 粟屋・加藤・三宅・伊藤, 外乱推定に基づいたサーボ系の慣性項推定法とオートチューニング, 機論, 58-549, C (1992), 1371-1376.
- (14) Haessig D. A. and Friedland, B., On the Modeling and Simulation of Friction, *Proc. American Control Conf.*, 2 (1990), 1256~1261.
- (15) Srinivasan, A. V. and Cassenti, B. N., A Nonlinear Theory of Dynamic Systems with Dry Friction Forces, *ASME Trans. J. Eng. Gas Turbines Power*, No. 86-GT-8 (1986), 1-6.
- (16) Gao, C. and Wilsdorf, D. K., On Stick-Slip and the Velocity Dependence of Friction at Low Speeds, *ASME Trans. J. Tribology*, No. 89-Trib-47 (1989), 1-7.