外乱トルク・速度推定オブザーバ を用いた低剛性マニピュレータ制御

島 田 明*

Disturbance Torque and Velocity Estimated Observer based Control System for Low-Stiffness Robot Manipulator

Akira SHIMADA

The aim of this paper is to clear characteristics of the observer based robot motion controller, which observer estimates disturbance torque and velocity.

Generally, because of perturbation for moment of inertia, gravity, friction, and low-stiffness by its kinematic structures, robot motion becomes worse. It is well-known that the disturbance observer based controller is robust for not only actually disturbance but unknown perturbation. But we have never full knowledge of that observer, today.

This paper describes the physical means of the disturbance torque and velocity estimated observer, at first. Next, it shows how the observer which is used as way of attenuation for additional disturbance, gives influence to not-nominal model. And, I will show the influence of observer and phase-shift for changing moment of inertia. And for low stiffness manipulators, I will clear that the observer having not-optimal poles gives worse result for motion.

Key Words : Disturbance, Velocity, Observer, Low-stiffness, Control

1. はじめに

本論文は外乱トルクと運動速度とを同時に推定するオブザーバを用いたロボットマニピュレータ運動制御系に関するものである。

一般にロボットの制御性を劣化させる原因には、慣性の変動や重力の変動、遠心力とコリオリ力の発生、粘性摩擦とクーロン摩擦、そして剛性の低下等があげられる。

これらの問題点に対してロボットマニピュレータの制御性を維持するためには、マニピュレータ自身の剛性の向上を図ると共に制御系に関しても何らかの工夫が必要である。本論文ではそのための工夫として、外乱トルクと速度を同時に推定するオブザーバを用いた制御系を紹介し、その解析と有効性の実証を試みるものである。

一般に、外乱オブザーバを用いた制御系は、外力のみでなく未知のパラメータ変動やモデルの不確かさに対してロバストな制御系であると言われている¹⁻³⁾。しかしながら、重力やクーロン摩擦あるいは外力のように、定常的かつ加法的な性質を持つ外乱や、遠心力・コリオリ力あるいは粘性摩擦のように高周波成分をあまり持たない外乱に対する外乱オブザーバの有効性に関しては、多くの研究事例があり有効性も示されているが、慣性の変動や剛性の低下のように、伝達関数モデルが変化する場合のオブザーバの作用と有効性については、まだ未知な点が残っているように思われる。

本論文は上記の問題を解決することを意図している。

まず最初に、モータが発生する駆動トルクと角度位置とを入力として、モータ軸の外乱トルクと回転速度とを同時に推定する最小次元オブザーバを紹介する¹⁰⁾。そのようなオブザーバを用いて推定外乱値を直接にフィード

原稿受付 1992 年 9 月 7 日

* セイコー電子工業(株)FAシステム部

バックすれば、モータ軸にかかる真の外乱はほぼ完全に打ち消すことができるはずである。

さらに推定速度を速度フィードバックに利用することもできる^{10,11)}。この際、タコジェネレータ等の速度検出器や F/V 変換器等の速度検出回路を必要としないことは実用上の大きな利点である。

次に、前記のようなオブザーバの推定機能を物理的に解析する。すなわち、従来の多くの外乱オブザーバは入力として駆動トルクまたは駆動電流と、速度とを用いてきたが、本論文では速度の代わりに位置入力を用いている。このような方法はごく最近まで一般的ではなかった^{8,10,11)}。少なくとも同時に速度も推定する利点について触られることはなく、まして推定速度の性質については未知であった。以上の理由により、本オブザーバの性質を調べていく必要があるわけである。

その次に、オブザーバを用いた位置制御系を紹介し、その制御系の性質を解析する。一般に、外乱オブザーバによる推定外乱のフィードバックによって真の外乱を見かけの上で打ち消すことは、外乱オブザーバの設計思想そのものである¹⁻³⁾。しかしそれは同時に、制御対象を見かけの上で理想的な制御対象に強制的に加工する作用でもある。さらに見方を変え、それは部分的なモデルマッチングを行うこととも等価である。この性質を本論文では、推定外乱をフィードバックすることにより生じるモデルマッチング機能と呼ぶことにする。そこで、本論文で用いるオブザーバについても、モデルマッチング機能を確認しておく。

最後に、その制御系を実際のロボット制御に利用した場合の有効性を示す。初めに、慣性変動があり剛性の低いロボットマニピュレータを対象に、ボード線図や極零配置を用いてオブザーバのモデルマッチング機能を検証する。次いで制御系の外乱除去特性と追従性を評価するために周波数特性と運動速度の実測を行う¹⁴⁾。

2. 外乱トルク・速度推定オブザーバ

本論文では、ロボットを動力学的に各軸毎に分離して扱う。まず各軸の駆動トルクを慣性が標準値（ノミナル値）と一致する場合の加速トルクとそれ以外の外乱トルクとの2つに分けて考える。これをモデル化すると式(1)のように表せる。但し、回転角度位置 θ 、駆動トルク T_m 、標準慣性値 J 、外乱トルク T_L とおく。

$$T_m = J\ddot{\theta} + T_L \quad (1)$$

これに対応する状態方程式として式(2)式(3)を構成すると可観測性が成立する。従って、最小次元オブザーバとして、式(4)式(5)を構成することができる。前述のように、本オブザーバは速度情報を使用せずに、

外乱トルクと速度とを同時に推定できる最小次元オブザーバである¹⁰⁾。

$$x_1 = \theta, \quad x_2 = \dot{\theta}, \quad x_3 = T_L, \quad y = x_1, \quad u = T_m, \quad \dot{T}_L = 0$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1/J \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/J \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (2)$$

$$y = [1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \end{bmatrix}^T \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -l_1 & -1/J \\ -l_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -l_1^2 - l_2/J & 1/J \\ -l_1 l_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ T_m \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\dot{\theta}} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ l_1 & 0 \\ l_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ T_m \end{bmatrix} \quad (5)$$

$\hat{\theta}$ …推定速度, $\hat{T}_L$ …推定外乱トルク

3. オブザーバの物理的意味

本節ではオブザーバで推定した状態量の物理的な意味について検証する。まず、式(4)式(5)を伝達関数変換すると式(6)式(7)が得られる。式(6)をよく見ると、本オブザーバの推定外乱トルクとは真の外乱トルクを2次のローパスフィルタに入力して得られた出力と等価なものであることがわかる。

$$\begin{aligned} \hat{T}_L &= \left\{ \frac{S(-l_1 l_2) + l_2^2/J}{S^2 + Sl_1 - l_2/J} + l_2 \right\} \theta + \frac{-l_2/J}{S^2 + Sl_1 - l_2/J} T_m \\ &= \frac{-l_2/J}{S^2 + Sl_1 - l_2/J} (T_m - S^2 J \theta) \\ &= \frac{-l_2/J}{S^2 + Sl_1 - l_2/J} T_L, \quad (l_1 \geq 0, l_2 < 0) \quad (6) \end{aligned}$$

式(7)は推定された速度が真の速度の項と外乱トルクの影響を受けた項の和で表される。さらに式(8)に見られるように、外乱が存在しない場合には遅れのない真の速度を推定できることを意味している。

また式(7)の右辺第2項は、分母が2次であるのに対して分子が1次項のみであることから、完全にプロバーナので最終値定理が使え0に収束するので、定常外乱に対して速度推定に定常誤差を持たないことがわかる。この解析結果から、本オブザーバの速度推定機能は有効な推定信号として利用できると考えられる。

$$\begin{aligned} \hat{\dot{\theta}} &= \left\{ \frac{S(-l_1^2 - l_2/J) + l_1 l_2/J}{S^2 + Sl_1 - l_2/J} + l_1 \right\} \theta \\ &\quad + \frac{S/J}{S^2 + Sl_1 - l_2/J} T_m \\ &= \frac{S(Sl_1 - l_2/J)}{S^2 + Sl_1 - l_2/J} \theta + \frac{S^2}{S^2 + Sl_1 - l_2/J} \frac{T_m}{SJ} \\ &= \dot{\theta} + \frac{S/J}{S^2 + Sl_1 - l_2/J} T_L \quad (7) \end{aligned}$$

$$\text{If } T_L = 0, \quad \hat{\dot{\theta}} = \dot{\theta} \quad (8)$$

4. 制御系と等価変換

本節では前記のオブザーバを用いた位置制御系を紹介し、その性質を解析する。

初めに位置制御系の伝達関数ブロック図を Fig. 1 に示し、その構成について説明することにする。

Fig. 1 Observer based control system

Fig. 1 において、制御対象の伝達関数を実有用関数から成る $M(s)$ と表すことにする。

ところで、式(1)では制御対象の運動方程式を加速トルクと外乱トルクの和として表わした。この考えを延長するならば、制御対象の伝達関数を $1/s^2 J$ と表し、 $1/s^2 J$ で表しきれない伝達関数の誤差を全て加法的な外乱として扱うべきである。オブザーバもそのような仮定により設計したはずである。

しかしながら実際には、制御対象の伝達関数は必ずしも慣性と外乱のように単純化して扱えるとは限らないのではないかと言う疑念が残る。例えば、2 慣性系で表わされるような剛性の低い制御対象は、一般に高次の伝達関数で表される。そのような場合でも前記の仮定を用いて設計した制御系では優れた制御性を発揮するだろうか。

本節ではそのような問いに対する答えを求めることを意図し、制御対象を一般的な伝達関数 $M(s)$ として表わし解析することにした。

次に、 T_L' は制御対象を $M(s)$ と表現し直した際に、さらに残るモデル化誤差と新たに加わる外力とする。

図中の点線で囲まれた部分のうちの、下側の囲いはオブザーバの外乱トルクを推定する部分にあたり、式(6)の第2行目を表わしている。但し理解を助けるために、一般に2次系を表すのに用いられる ζ と ω を使用し、 $l_1 = 2\zeta\omega$, $l_2 = -\omega^2$ とおくことにした。

一方、上側の囲いはオブザーバの速度推定部分であり、式(7)の3行目を書き直したものである。各々に対し、式(6)式(7)の最終結果を使用していないのは、実際のオブザーバ入力である T_m と θ とをそのまま用いた形で表記するためである。

さらに、推定速度をゲイン K_3 で速度フィードバック

Fig. 2 Equivalent system

する。そして推定外乱トルクについては、実外乱と制御対象のモデル誤差とを打ち消すために、+符号のままフィードバックする^{1~3)}。

そして外側に、偏差に対する比例・積分補償項と速度に対するフィードフォワード項を付加する。

次に Fig. 1 の位置制御系のオブザーバに関して、外乱推定部分を等価変換すると Fig. 2 のように表せる。点線による囲いの前向き部分は積分補償項に1次遅れ系を乗じて、さらに比例成分1を加えた形である。これは外側ループの比例積分補償項とは別に内側にもう1つの比例積分補償項が存在することを意味している。

また、囲いの後ろ向き部分は位置の2階微分に2次のローパスフィルタを乗じた形で表されているが、これは高周波ノイズを減衰させた加速度フィードバック補償と等価であると解釈できる。また加速度フィードバックゲインに相当するものは分子の標準慣性 J である。慣性と加速度の乗算は加速トルクを意味するので、このフィードバックは標準慣性に対する加速トルクフィードバックと解釈することも可能である。

以上を併せて考えると以下のように説明できる。

前向き部分の比例積分項の働きは、内側のループへの入力 T_m と前記の加速トルクフィードバックとの誤差を0にするようにループ内の外乱を除去する働きをする。そしてこの誤差が常に0に収束されるのであれば、 T_m の値としていつでも標準慣性負荷を駆動するのに必要なトルク値を使用すれば良い。すなわち、内側のループへの入力 T_m から見た出力 θ までの伝達関数は、標準慣性に対する伝達関数 $1/s^2 J$ に等しくなるはずである。

これを本論文では、外乱オブザーバのフィードバックによるモデルマッチング機能と呼んでいる。

以上の等価変換による解析は、速度を入力とする外乱オブザーバに関しては既に行われている。本論文では位置情報を入力とするオブザーバに関して解析を行ったものである。

次の Fig. 3 は、前記のモデルマッチング機能を別の角度から検討するために、Fig. 2 の制御系をさらに等価変換したものである。具体的には、Fig. 2 の T_m から θ までの伝達関数と θ から $\dot{\theta}$ までの伝達関数を描き直した

Fig. 3 Equivalent system 2

ものであり、制御対象の伝達関数の変化が与える影響を直感的で見やすい形にしたものである。例えば制御対象が標準慣性のみからなる場合は、 $M(s)=1/s^2J$ なので Tm から θ までは $1/s^2J$ になり、 θ から θ までは微分伝達関数 s のみになる。しかし慣性が標準慣性からずれる場合には、各々にとって分母が2次、分子も2次でしかも極零が異なる伝達関数を直列に挿入したことになる。また $M(s)$ が慣性以外の高次特性を持つ場合は、次数の異なる伝達関数要素を各々に直列に挿入することを示している。

この影響の大きさは、 $M(s)$ の $1/s^2J$ との誤差とオブザーバのパラメータ ζ と ω との関係で決まり、それがモデルマッチング機能や安定性に制限を与えるであろうことを Fig. 3 から予想できるのではないと思われる。

補足として、これまで $M(s)$ は実有理関数としか定めていない。そのため制御系全体の安定性はまだ保証されていないことにも留意しておく必要がある。

式(9)式(10)は Fig. 2 から求めた制御系の伝達関数である。直前に紹介した Fig. 3 から導出しないのは、Fig. 3 が T_L' を無視して表現しているためである。後にシミュレーション等に用いるため、制御系ブロック図に続けて本節で紹介しておく。係数の独特の定義は解析のために便宜上決めたものである。

$$\frac{\theta}{\theta_d} = \frac{s^4 B_1 + s^3 B_2 + s^2 B_3 + s B_4 + B_5}{s^5 A_1 + s^4 A_2 + s^3 A_3 + s^2 A_4 + s A_5 + A_6} \quad (9)$$

$$\frac{\theta}{T_L'} = \frac{-s^2 \{s + (J2\zeta\omega + K_3)/J\}}{s^5 A_1 + s^4 A_2 + s^3 A_3 + s^2 A_4 + s A_5 + A_6} \quad (10)$$

$$A_1 = \frac{M(s)^{-1}}{s^2 J} J \quad A_2 = \frac{M(s)^{-1}}{s^2 J} (J2\zeta\omega + K_3)$$

$$A_3 = J\omega^2 + K_1 + K_3 2\zeta\omega \quad B_1 = K_3$$

$$A_4 = B_3 = K_1 2\zeta\omega + K_2 + K_3 \omega^2 \quad B_2 = K_1 + K_3 2\zeta\omega$$

$$A_5 = B_4 = K_1 \omega^2 + K_2 2\zeta\omega \quad A_6 = B_5 = K_2 \omega^2$$

5. 慣性の変動

本節ではロボットが未知の慣性変動を起こす場合の、オブザーバの作用について考察を行う。そこでまず、慣性が $1/10$ 倍と 10 倍に変化した場合の Fig. 3 における θ/Tm の特性を Fig. 4, 5 に表す。

なお、Fig. 4 と 5 のボード線図はゲインと位相とを見分けにくい点もあるが、使用ソフトの構成上やむを得な

Fig. 4 Bode diagram at 1/10

Fig. 5 Bode diagram at 10

いので御了承いただきたい。上半がゲインを表し、左側に dB の目盛りを 100 dB 単位で表記している。下半は位相で、右側に度の目盛りを表記している。

さて、図の特徴について説明すると以下ようになる。

1) 低周波領域では、変化した慣性が標準慣性による特性と等しくなるようにオブザーバが作用している。すなわち、Fig. 4 ではオブザーバがなければ、高周波領域に見られる直線上のゲインを低周波域にそのまま延長するところまでゲインが上がるはずだが、オブザーバにより下方に平行移動しているわけである。Fig. 5 では逆に上方に移動している。

2) 高周波領域ではオブザーバの作用が及ばないために、特性の変化がそのまま現れる。すなわち慣性変動に従い、ゲインが各々上下に平行移動する。

3) 中間の周波数領域では、ゲインは 1) 2) をつなぐ状態にあるが、位相は大きく変化する。

以上の検討により、制御対象の慣性変動に対するオブザーバの作用を周波数領域で直接に見ることができた。

さて外乱オブザーバの補償は慣性の変動に対して位相変化を伴うことがわかった。そこで比較のため、この位相変化に着目し、他の制御法を検討しておくことにする。

対象として計算トルク法から派生して提案される分解加速度制御を考える。分解加速度制御では重力項や遠心力・摩擦項等を補償するために、マニピュレータから観測した位置・速度情報を運動方程式に代入し、計算して得たトルク値をそのまま駆動のために用いると共に、慣性に対する補償については、慣性行列からなる直列ゲイ

ンを制御ループの中に前向きに挿入する特徴がある。

この時、慣性行列はマニピュレータの各軸の位置の関数であるため、慣性の変動に併せて直列ゲインも変化することになる。ところが、直列ゲインの変化は位相変化を伴わない。このことは位相進み遅れ補償の例を持ち出すまでもなく、よく知られていることである。一方、分解加速度制御がこの強みを発揮するのは既知の慣性変動に対してのみであり、未知の変動には無力である。

以上、外乱オブザーバは既知・未知を問わず慣性変動を補うように作用するが、既知変動に対しては他の制御法が有利な場合もあることを示した。

6. 低剛性かつ慣性変動を伴うロボットの特徴

実際のロボットでは、姿勢変化に際して慣性のみが変動することはまれであり、慣性の増大と共に機械剛性が低下する場合が少なくない。そこで周波数特性の実測例を用いて比較検討することにする。本例で用いたロボットマニピュレータは、AC サーボモータを搭載した6軸垂直多関節ロボットである（最大リーチ約 860mm、重量 120kg、可搬重量は 6kg）。AC サーボモータには正弦波型の電流制御を施し、見かけ上は線形なトルク発生器として機能するものとする。角度の検出は1周 4096パルスの分解能を持つ多回転型アブソリュートエンコーダを用い、出力をカウンタにて計数する。

本節では、ベースに最も近い回転軸を制御対象として、姿勢変化に伴う周波数特性の変動を検討する。

Fig. 6 は回転軸のモータ速度/トルク指令を実測したものであり、Fig. 7 は先端加速度/トルク指令をロボット先端に水平方向に取り付けた加速度ピックアップにより実測したものである。

さて、Fig. 6 の A はロボットが腕を伸ばした時（延長姿勢と呼ぶことにする）の回転軸の特性である。

逆に B は腕を縮めた姿勢（基本姿勢と呼ぶことにする）での特性である。1~7Hz で両者は共に -20dB/dec

Fig. 6 Velocity at motor axis/torque

Fig. 7 Acceleration at robot/torque A=at the basic pose B=at the reached pose

直線状に下降しているが、各々は上下にずれている。位相に関しては両者ともに -90 度付近にある。

これは慣性に関する特性 $1/sJ$ が顕著に現れる部分であり、上下のずれは慣性の差に対応する。次に A は、11 Hz 付近に大きな反共振特性を持ち、位相が上昇する。また、22 Hz 付近では共振特性を持って、位相が下降している。この特性は 2 慣性系に特有のものであり、制御系にも大きな影響を与える。一方、B は 22 Hz と 32 Hz 付近に小さな反共振特性を持ち、26 Hz と 37 Hz 付近に小さな共振特性を持つ。しかしそれらはゲインが減衰した領域にあるので無視し、慣性のみからなる特性（-20 dB/dec の直線）に近似しても良いと思われる。

一方、Fig. 7 の先端加速度は A, B の違いに対してわずかに横軸方向への移動が見られるだけである。両者共に反共振特性は見られず、共振特性のみなので位相は共振点付近での下降のみ生じていることが読み取れる。

7. モデル化

振動解析の立場から考えると、ロボットマニピュレータは高次振動モードを持つ構造体である。しかし本例の制御対象は、モータ軸においてもロボット先端においても 2 慣性系としての特徴が顕著であるため、以下では 2 慣性系として制御対象のモデル化を行うことにする。

Fig. 8 は 2 慣性系に対する伝達関数ブロック図である。式 (11) の伝達関数はモータの駆動トルクを入力として、2 慣性系の駆動側の位置を出力とするものであり、式 (12) は先端側の位置を出力とするものである。本論文では、式 (11) を制御対象 $M(s)$ として扱う。式の各パラ

Fig. 8 Model of low-stiffness plant

$$M(s) = \frac{\theta_m}{T_m} = \frac{1}{s} \frac{s^2 E_1 + s E_2 + E_3}{s^3 + s^2 D_1 + s D_2 + D_3} \quad (11)$$

$$\frac{\theta_L}{T_m} = \frac{1}{s} \frac{s F_1 + F_2}{s^3 + s^2 + D_1 + s D_2 + D_3} \quad (12)$$

$$D_1 = (C_L + n^2 C_k) / J_L + (C_m + C_k) / J_m = 17.65$$

$$D_2 = n^2 k / J_L + k / J_m + (C_m C_L + n^2 C_m C_k + C_L C_k) / J_m J_L = 2.093 \times 10^4$$

$$D_3 = (n^2 C_m k + k C_L) / J_m J_L = 6.682 \times 10^4$$

$$E_1 = 1 / J_m = 2.915 \times 10^3$$

$$E_2 = (C_L + n^2 C_k) / J_m J_L = 2.145 \times 10^4$$

$$E_3 = n^2 k / J_m J_L = 1.392 \times 10^7$$

$$F_1 = n C_k / J_m J_L, \quad F_2 = n k / J_m J_L$$

メータの値は、Fig. 6 の A に対してカーブフィットを行うことにより近似値として求められる。

8. 外乱除去特性とロバスト安定性

第4節では、Fig. 1 で表される制御系に等価変換を繰り返すことにより Fig. 3 のように表わされることを示した。このとき、制御対象が標準慣性の伝達関数 $1/s^2 J$ で表わされるならば、制御系は PID 制御系と等価になることも図から読み取れることと思う。

そこで Fig. 1 の制御系から推定外乱 T_L' のフィードバックを除去した制御系、すなわち PID 制御系とほぼ等価な制御系と、除去しない制御系とを比べた場合に、制御対象の違いや変化に対しどのような差異が生じるのかを調べてみる。

初めに、 $M(s)$ として Fig. 6 の B を伝達関数の $1/s^2 J$ に近似した場合と、A を 2 慣性系の Fig. 8 に近似した場合との 2 通りについて、両者の制御系の極零配置を比較する。具体的には「速度/外乱 T_L' 」の極零配置をシミュレーションにより求めて比較する。

ここで外乱 T_L' は、本来は制御対象を $M(s)$ とおいた際の物理的な外力（トルク）とさらに残るモデル誤差により生じるトルクとの和を意味する。しかし本節ではモデル誤差はないものとし、 T_L' を単なる外力による外乱と考えることにする。

さて、Fig. 9 は制御対象を $M(s) = 1/s^2 J$ として、Fig. 1 から θ/T_L' を求め、さらに 1 階微分したシミュレーション結果である。極を -30 の 3 重極とした制御ゲインを用いる。当然のことながら、単なる PID 制御系でも同じ結果を生む。

次に Fig. 10 は制御対象 A を Fig. 8 の 2 慣性系に近似した場合の、PID 制御系における極零配置である。Fig. 9 で 3 重極であった 3 極は各々近くで分かれ、実軸上の 1 つの極と 2 つの振動性の極とに変化している。また、虚軸付近に 2 つの零点が現れ、虚軸から離れた負の

Fig. 9 Pole-zero for nominal model

○...zero
×...pole

Fig. 10 Pole-zero for low-stiffness model

Fig. 11

With disturbance feedback (observer poles = 0.86)

Fig. 12

With disturbance feedback (observer poles = 0.1)

領域に 2 つの振動極が現れている。この変化が顕著であるため、PID 制御系では制御対象の変化に対して制御系も大きく変化してしまうことがわかる。

Fig. 11 と 12 は、Fig. 6 の A に相当する制御対象に対して Fig. 1 をそのまま用いた場合の極零配置シミュレーションである。両者はオブザーバの極のみが異なる。ここでオブザーバ極をディジタル極で表わしているのは、後述の実験をディジタルオブザーバにより実現しているため、それと合わせたためである（サンプリングタイム = 1ms）。前者の極は、連続系では -150 、後者は -2300 程度に相当する。

Fig. 10 と比較すると 3 つに分極していた原点に近い 3 極が再び -30 に近づいている。Fig. 12 ではそれが特に顕著である、また、虚軸付近の 2 つの零点を極零相殺するように 2 つの極ができています。Fig. 12 ではほぼ完全に相殺している。一方、虚軸から離れた 2 極はさらに虚軸から遠くに移されているので、実際の応答に現れにくくなっている。以上から、これらの制御系の特性は、見かけ上、標準慣性に対する PID 制御系に近似できるように加工されているわけである。そしてこれこそが、推定外乱のフィードバックによるモデルマッチング機能に他ならない。また、全ての極は安定極であり、しかもモデル誤差としての外乱を除去することを示すものであ

Fig. 13 Simulation of disturbance canceling for low-stiffness model

る。

次に Fig.13 の周波数特性は制御対象 Fig. 8 に対しての制御系 Fig. 1 の「速度/外乱 T_L' 」に関するシミュレーション結果である。ここでは Fig. 1 における推定外乱のフィードバックの部分を除いたものと除去しないものとを重ね書きして比較できるようにしている。また、前者は Fig. 10 と後者は Fig. 12 と等価である。

両者は共に低周波領域でのゲインが低いことから外乱除去特性を持つと解釈できる。但し、推定外乱のフィードバックを伴う後者のゲイン曲線は周波数領域全体を通して低いため、広い帯域に渡って大きな外乱除去特性を持つと考えられる。特に Fig. 6 における零点と共振極を前者が除去しきれないのに対して、後者はほぼ完全に除去している。

9. 実験結果

本節では「速度/外乱 T_L' 」に関する周波数特性の実測結果と台形型加減速時の速度特性の実測結果を示す。

実験で用いる外乱 T_L' はモータ軸やマニピュレータに直接与える外力ではなく、モータ駆動回路へのトルク指令に加法的に加えただけの等価外乱とする。

また、本実験のオブザーバを含む制御系は 32 ビットの浮動小数点 DSP (NEC 製 μ PD77230 A) の上で、1 ms

Fig. 14 Disturbance attenuation (observer poles=0.86)

Fig. 15 Disturbance attenuation (observer poles=0.1)

Fig. 16 Acceleration on the robot (observer poles=0.1)

のサンプリングタイムで実現している。

また、周波数特性の実測には HP 製の FFT アナライザ 3562 A を用いた。ロボットは延長姿勢である。

Fig. 14 はオブザーバのデジタル極を 0.86 の重極として、推定外乱のフィードバックを行う場合とフィードバックを除去した場合の特性の実測結果である。

低周波領域では推定外乱を戻した方が外乱除去特性に優れるが、6~8 Hz 付近では逆転し、以降 10~40 Hz 付近の振動特性を除去できないことがわかる。

それに対して、オブザーバ極を 0.1 の重極にした例 Fig. 15 はシミュレーション結果 Fig. 13 と類似し、200 Hz 付近まで大きな外乱除去特性が見られる。なお、デジタル極 0.1 はサンプリングタイムが 1 ms なので連続系では -2300 程度に相当する。

次に Fig. 16 はオブザーバ極 0.1 でのロボット先端での水平方向の加速度/外乱 T_L' である。実験での外乱はモータ軸上に生じる等価外乱に限られているが、固有振動数付近の帯域を除いて振動抑制にも寄与していることがわかる。

Fig. 17, 18, 19 はモータ軸の速度とトルク指令波形の実測結果であり、やはり推定外乱のフィードバックの有

Fig. 17 Velocity and torque command without disturbance-feedback

Fig. 18 Velocity and torque command with disturbance-feedback (observer poles = 0.86)

Fig. 19 Velocity and torque command with disturbance-feedback (observer poles = 0.1)

無とオブザーバ極の違いによる影響を比較するために行ったものである。そして、台形型加減速を行うような位置指令入力に対する応答結果である。

Fig. 17 はオブザーバ極 0.1 の条件で、推定外乱のフィードバックを行わない場合の特性であり、オーバーシュートが見られる。

Fig. 18 では推定外乱をフィードバックしているにもかかわらず、速度特性が悪化し振動的な応答波形になっている。前述した通り、Fig. 18 の制御系は、Fig. 11 と同等な制御系であり、不適切な極零配置による結果と考えられる。

一方、オブザーバ極 0.1 を用いた Fig. 19 は、振動特性が打ち消され、良好な速度特性が得られている。

従来、外乱オブザーバの極零配置についてあまり言及されることはなかったが、本例のような制御対象に対し、オブザーバの極零配置は重要な意味を持つと結論づけられる。

10. 結 論

1. 位置情報と駆動トルク情報とを用いて、外乱トルクと運動速度とを同時に推定するオブザーバを紹介した。

本オブザーバの推定値は、物理的には、推定外乱トルクに関しては実外乱に 2 次のローパスフィルタを挿入したものと等価であり、推定速度に関しては遅れのない実速度を推定し、それに実外乱の変化が誤差として影響することを示した。

2. 加法的な外乱を定義したにすぎない外乱オブザーバが未知の制御対象モデルにどのように作用するのかを等価変換により可視的に表し、そのモデルマッチング機能を検証した。

3. ロボットの慣性変動に対して、外乱オブザーバが行うモデルマッチング機能の限界が位相変化によるものであることを示した。

4. 慣性変動と共に剛性の低下するロボットマニピュレータに対して、オブザーバを用いた制御系の安定性と外乱除去特性を極零配置と周波数特性から説明した。特に周波数特性については、シミュレーションのみでなく、実測により検証した。この結果、本論文における制御系は、制御対象の持つ振動を引き起こす要因を打ち消すために、極零相殺あるいは極の負方向への移動を行うように作用し、結果的にモデルマッチングを行う働きがあることを示した。

但し、極零相殺については安定零点に対しては有効であっても、不安定零点に対しては不安定な極による相殺を行う可能性があり、その結果として不安定なコントローラを実現する危険性を持つことが知られている。従って、外乱オブザーバの適用範囲には、制限が生じることも予想される。

5. 低剛性なロボットマニピュレータに対して外乱トルク・速度推定オブザーバを用いた制御系を構成する場合、オブザーバは適切な極零配置を必要とすることを周波数特性と速度の実測により明らかにした。また、モータ軸に関する振動抑制制御であっても、ロボットの先端の振動に対して、振動抑制効果があることを示した。

謝 辞

外乱オブザーバを始めとする制御技術全般について、機会ある度に適切な助言・ご指導を頂いている慶応大学理工学部の大西公平助教授に感謝します。

参 考 文 献

- 1) 大石, 大西, 宮地:「状態観測器を用いた他励直流機の一制御法」, 電気学会, 昭 59.6.
- 2) 湯井, 大西他:「オブザーバを用いたねじり振動抑制制

- 御」SICE '86.
- 3) 大西公平:「メカトロニクスにおける新しいサーボ技術」電気学会論文誌 D107 巻 '88.10.11.
 - 4) 駒田・大西:「関節の加速度コントローラによるロボットのモーションコントロール」日本ロボット学会誌, Vol.8, No.3.
 - 5) 堀 洋一:「加速度制御型サーボ系」, 電気学会論文誌D 108 巻7号 '87.11.2.
 - 6) 梅野・堀:「2自由度 ロバストサーボ系の構成とマニピュレータの運動制御への応用」電気学会論文誌D, Vol.110, No.11.
 - 7) 加来, 美多他:「安定化ディジタル逆システムとその電動機制御系への応用」電気学会産業計測制御研究会IIC-89-23
 - 8) 金子, 鈴木, 谷江, 大西:「減速機付DCモータのトルク制御」, 第8回日本ロボット学会学術講演会 '90.11.2.
 - 9) 吉田, 山田, 藪田:「外乱補償制御を用いた Computed Torque Method の安定性に関する一考察」第8回日本ロボット学会学術講演会 '90.11.3.
 - 10) 島田・横島・渡辺・塩田・梅田・川和田・長井:「垂直多関節 DD ロボットのディジタル制御」第32回自動制御連合講演会 '89.10.4.
 - 11) 島田:「オブザーバを用いた 低剛性負荷の振動抑制制御と特性解析」第32回自動制御連合講演会 '89.10.6.
 - 12) A. Shimada, et al.: Motion Control for Vertical Type Direct Drive Robot Manipulator (IEEE International Workshop on Advanced Motion Control '90/3/29)
 - 13) 島田:「最新メカトロニクス 制御技術」機械設計6月臨時増刊号(日刊工業新聞社) '91.6.20.
 - 14) 島田:「外乱トルク・速度推定 オブザーバの特性解析」第9回日本ロボット学会学術講演会 '91.11.29.

島田 明 (Akira SHIMADA)

1958 年 9 月 20 日生。1983 年電気通信大学電子工学科卒業。セイコー電子工業(株)入社。FA システム部所属。ロボットコントローラ開発に従事し、運動制御等を担当。日本ロボット学会、計測自動制御学会、電気学会会員。

(日本ロボット学会正会員)