

# センサが遅い系のデュアル・レート・サンプリング・オブザーバを用いた状態推定

Lilit Kovudhikulrungsri\*, 古関 隆章(東京大学)

State Estimation of a System with Sensor Delay by Using Dual-Sampling-Rate Observer  
Lilit Kovudhikulrungsri and Takafumi Koseki (The University of Tokyo)

## Abstract

This paper describes an effective way to achieve precise state estimation for a system with sensor delay is taken in consideration. To solve this problem, the authors propose an estimation scheme called dual-sampling-rate observer, which can estimate the state variables during the interval of two consecutive pulses from such sensors. The authors also propose a novel pole placement method that stabilizes the observer especially in low speed range. The effectiveness of the observer is verified through various simulations and experiments.

キーワード：状態推定、遅いセンサ、デュアル・サンプリング・レート・オブザーバ、安定性  
(state estimation, low-resolution sensor, dual-sampling-rate observer, stability)

## 1. まえがき

近年、サーボモータドライブや一般産業においては、ディジタルシグナルプロセッサ(DSP)や専用マイクロコントローラをコントローラとして使われているのが一般である。測定側も高精度なエンコーダが普通に使われている。これらの技術進歩により離散化の影響が無視できるほど少なくなり、連続時間の制御理論で解析することが可能となった。しかし、鉄道・電気自動車などの駆動制御においては、塵埃・温度・振動の観点から光学式エンコーダを採用することは難しい面がある。このため、磁束検出タイプのもが多く採用されている。これらのエンコーダの精度は非常に低い、特に鉄道の車輪速度センサとして採用されているパルスジェネレータ(PG)は1回転60パルスしか発生しない<sup>(1)</sup>。さらに、発生パルスが速度に依存することで、低速領域での速度計算が正確に得られないため、高速DSPをコントローラとしても、制御周期を延ばさなければ、正確に制御できない。この問題を言い換えれば、センシング周期のほうが制御周期より長いという問題である。駆動制御だけでなく、33msの画像のサンプリング周期をもつCCDカメラに対して関節のモータの制御周期は1ms以下であるロボットのビジュアルサーボシステムにもこの問題点がある<sup>(2)</sup>。

このような問題に対して、低精度エンコーダを速度センサとしたサーボ制御系におけるDSP制御周期ごとに速度推定を行う瞬時速度オブザーバが提案された<sup>(3,4)</sup>。その推定原理では、制御周期ごとにモータモデルに基づいて速度を推定し、エンコーダパルスが発生する時に誤差修正を行う。著者らはこの原理を電気車の純電気ブレーキのための速度推定に採用した<sup>(5)</sup>。ブレーキ制御の低速領域への延長が可能となったが、ある速度にいたると最終的には不安定になった。

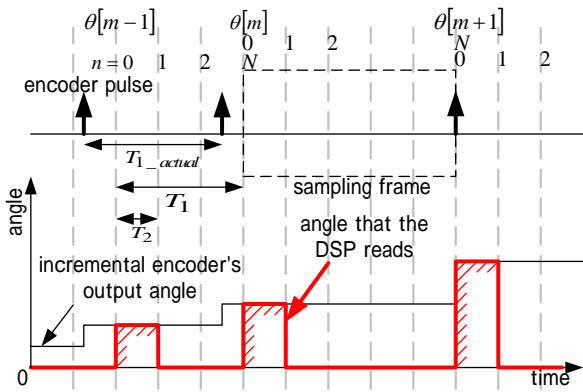
瞬時速度オブザーバの構造を厳密に考えると可変誤差修正周期と一定推定周期という2つのサンプリング周期をも

つ。その極配置について先行研究<sup>(4,5)</sup>では、両サンプリング周期の関係を考慮せずに、単なる誤差修正周期をサンプリング周期として極配置を行った。このことが、不安定性の原因だと考えられる。さらに、瞬時速度オブザーバのモデルは特殊であるため、一慣性系としてのモータの速度推定以外には採用できない。

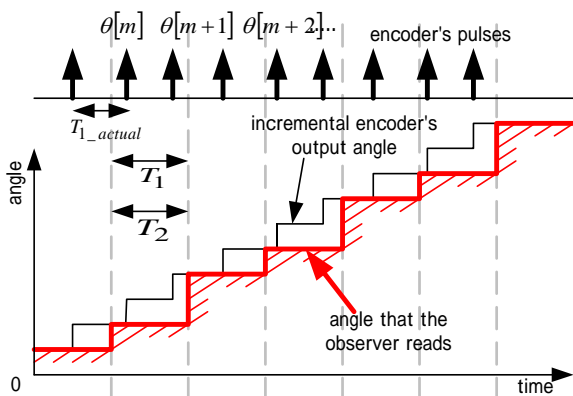
これらの問題を解決するため、本論文では瞬時速度オブザーバをマルチレートサンプリング理論に基づいて<sup>(6)</sup>一般化した。サンプリング周期が2つあるため、デュアル・サンプリング・レート・オブザーバと名づけた。この一般化されたオブザーバはモータに限らず、ロボットマニピュレータなどの高次ダイナミクスを含む様々なプラントにも採用できる。さらに、マルチレートサンプリング理論を用いた解析した結果、ゼロを除く全速領域での安定性を確保する極配置が得られた。本稿では、デュアル・サンプリング・レート・オブザーバの有効性を様々なシミュレーションと実験を通じて確認する。

## 2. デュアル・サンプリング・レート・オブザーバの原理

回転速度が遅くなると角度情報をもつエンコーダパルスはDSP制御周期ごとに得られなくなる。従来の考え方では、この角度を次のパルスが発生するまでにホールドするため、低速の場合、パルスの間に誤差が発生する。言いかえ、正確な角度情報はパルスが発生する瞬間だけ得られる。これに対し、デュアル・サンプリング・レート・オブザーバは、DSP制御周期ごとに状態推定し、パルスが発生するときに推定誤差の修正を行う。そのタイミングダイアグラムを図1(a)に示す。矢印をエンコーダパルス、 $T_{1\_actual}$ 、 $T_1$ 、 $T_2$ をそれぞれパルスの間隔、DSPが読み込むパルスの間隔、DSPの制御周期とした。真の角度はパルスが発生するときに変わるが、DSPは次



(a) Pulse interval is greater than the control period



(b) Pulse interval is smaller than the control period

図1 タイミング図

Fig.1. Timing diagram

のサンプリング点に情報を読み込むため、その遅れは多少発生するものの、無視できるほど小さい。デュアル・サンプリング・レート・オブザーバの原理により、その角度情報をパルスが発生する瞬間だけ読み込むため、1 サンプリングをホールドしてからゼロにリセットする。

前述したのは低速時 ( $T_{1\_actual} > T_2$ ) であった。回転速度が高くなるとエンコーダパルスの間隔は小さくなってゆき、ある速度にいたるとパルスの間隔が DSP の制御周期より小さくなる ( $T_{1\_actual} < T_2$ )。この場合は、図 1(b)に示すように、DSP は制御周期ごとに角度を読み込むことができ、 $T_1$  は  $T_2$  に等しくなる。この結果、 $T_{1\_actual} < T_2$  の場合ではデュアル・サンプリング・レート・オブザーバは DSP 制御周期ごとに推定と誤差修正を行い、通常のシングル・レートの離散時間オブザーバに一致する。

### 3. 導出

図 1(a)により、エンコーダのパルス間をサンプリングフレームと定義し、サンプリング点  $[m, n]$  を次のように定義する。

$$t = mT_1(\theta[m]) + nT_2 = [m, n] \quad (1)$$

ただし、 $m$ 、 $n$ 、 $\theta[m]$  をそれぞれパルスの番号、サンプリングフレームのサンプリング回数、角度とする。 $n$  の値 0 から

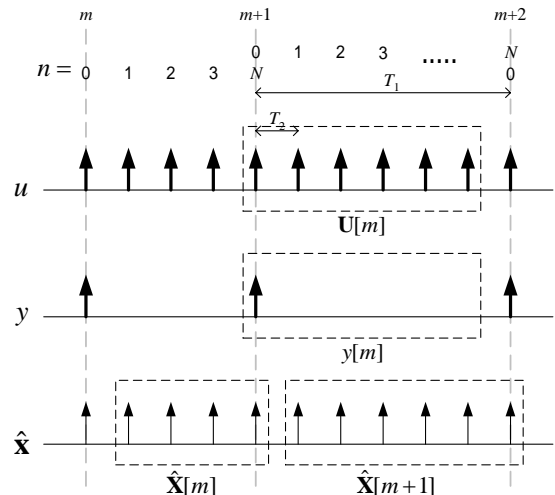


図2 拡張離散時間での信号

Fig.2. Extended discrete-time signal

$N$  までである。 $N$  はあるサンプリングフレームの最後のサンプリング番号。つまり、次のパルスが発生する瞬間。この時点  $n$  の値は  $N$  からゼロにリセットされる。すなわち、 $m$  と  $n$  の関係は

$$[m, N] = [m+1, 0] \quad (2)$$

となる。

離散系の信号を図 2 に示す。太いと細い矢印をそれぞれ真の値と推定値とする。エンコーダパルスが発生するときにオブザーバはプラントモデルに基づいて状態を推定し、パルスが発生するときに誤差を修正する。このため、オブザーバの状態方程式は

$$\hat{x}_{n+1} = \begin{cases} A_2 \hat{x}_n + B_2 u_n + L_2^* (y_n - \hat{y}_n) & \text{for } n=0, N \\ A_2 \hat{x}_n + B_2 u_n & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

$$\hat{y}_n = C_2 \hat{x}_n \quad (4)$$

となる。ただし、 $A_2$ 、 $B_2$ 、 $C_2$ 、 $L_2^*$  は  $T_2$  を周期として離散化された行列である。下付き文字 2 はその  $T_2$  を周期としたことを意味する。負荷の影響もより正確に状態推定するため外乱項を一つの状態変数とした。そのブロック線図を図 3 に示す。下付き文字 c は連続系を意味する。RE はロータリーエンコーダなどの低精度センサを示す。

### 4. 極配置

極配置のため、(3)をサンプリング回数  $n=0$  の値に基づいて整理すると

$$\hat{x}_n = A_2^n \hat{x}_0 + A_2^{n-1} B_2 u_0 + A_2^{n-2} B_2 u_1 + \dots + A_2^0 B_2 u_{n-1} + A_2^{n-1} L_2^* (y_0 - \hat{y}_0)$$

となり、ここでフレームの中の各サンプリング回数を状態変数として

$$\hat{X}[m+1] = \bar{A}^* \hat{X}[m] + \bar{B} U[m] + \bar{L}^* y_0[m] \quad (6)$$

に書き換える。ただし、

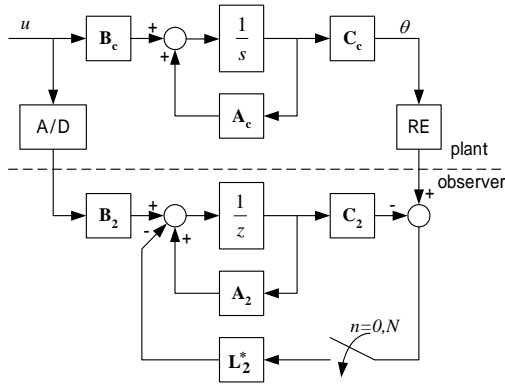


図3 デュアル・サンプリング・レート・オブザーバのブロック線図

Fig.3. Block diagram of the dual-sampling-rate observer

$$\bar{\mathbf{A}}^* = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & (\mathbf{A}_2 - \mathbf{L}_2^* \mathbf{C}_2) \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{A}_2 (\mathbf{A}_2 - \mathbf{L}_2^* \mathbf{C}_2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{A}_2^{N-1} (\mathbf{A}_2 - \mathbf{L}_2^* \mathbf{C}_2) \end{bmatrix},$$

$$\bar{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_2 & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{A}_2 \mathbf{B}_2 & \mathbf{B} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{A}_2^{N-1} \mathbf{B}_2 & \mathbf{A}_2^{N-2} \mathbf{B}_2 & \cdots & \mathbf{B}_2 \end{bmatrix}, \quad \bar{\mathbf{L}} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_2^* \\ \mathbf{A}_2 \mathbf{L}_2^* \\ \vdots \\ \mathbf{A}_2^{N-1} \mathbf{L}_2^* \end{bmatrix},$$

$$\hat{\mathbf{X}}[m] = \begin{bmatrix} \hat{x}[m,1] \\ \hat{x}[m,2] \\ \vdots \\ \hat{x}[m,N] \end{bmatrix}, \quad \mathbf{U}[m] = \begin{bmatrix} u[m,0] \\ u[m,1] \\ \vdots \\ u[m,N-1] \end{bmatrix} \quad (7)$$

である。同じように、プラントの状態方程式を

$$\dot{\hat{\mathbf{X}}}[m+1] = \bar{\mathbf{A}}^* \hat{\mathbf{X}}[m] + \bar{\mathbf{B}} \mathbf{U}[m] \quad (8)$$

で表す。ただし、

$$\bar{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{A}_2 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{A}_2^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{A}_2^N \end{bmatrix} \quad (9)$$

である。ここで、(8)を(6)に引き、推定誤差を

$$\mathbf{E}[m] = [\mathbf{e}[m,1] \quad \mathbf{e}[m,2] \quad \cdots \quad \mathbf{e}[m,N]]^T = \mathbf{X}[m] - \hat{\mathbf{X}}[m] \quad (10)$$

とすると、推定誤差のダイナミクスは次の式で表される。

$$\mathbf{E}[m+1] = \bar{\mathbf{A}}^* \mathbf{E}[m] \quad (11)$$

これにより、オブザーバの極は次の式の解である。

$$\text{eig}(\bar{\mathbf{A}}^*) = |z_2 \mathbf{I} - \bar{\mathbf{A}}^*| = z_2^p (\mathbf{I} - \mathbf{A}_2^{N-1} (\mathbf{A}_2 - \mathbf{L}_2^* \mathbf{C}_2)) = 0 \quad (12)$$

ただし、 $p$  をリフティングする前の状態変数の数、 $\mathbf{I}$  を  $p \times p$  の単位行列、 $z_2$  を  $T_2$  を周期とする  $z$  変換の変数とした。(12)を解いた結果、 $z_2$  平面上に  $pN$  個の極がある。その中で、 $p(N-1)$  極は原点に固定され、残った  $p$  極がオブザーバゲインによって自由に配置できる。

## 5. シングル・サンプリング・レートとデュアル・サンプリング・レートにおけるゲイン及び極の関係

$T_1$  は DSP が読み込むパルスの間隔であるため、回転速度に依存する。このような可変サンプリングシステムに対してコントローラとオブザーバを  $T_1$  を周期として設計する場合もある。オブザーバ方程式を

$$\hat{\mathbf{x}}[m+1] = \mathbf{A}_1 \hat{\mathbf{x}}[m] + \mathbf{B}_1 u[m] + \mathbf{L}_1 (y[m] - \hat{y}[m]) \quad (13)$$

とする。ここで、下付き文字 1 は  $T_1$  を周期としたことを意味する。その  $T_1$  を周期とした  $z$  平面とドメインを各々  $z_1$  平面及び  $z_1$  ドメインと定義する。 $z_1$  と  $z_2$  ドメインの関係を求めるため、 $z_2$  ドメインにおけるサンプリングフレームの中の入力が一定と仮定すると、(5) は

$$\hat{\mathbf{x}}[m+1] = \mathbf{A}_1 \hat{\mathbf{x}}[m] + \mathbf{B}_1 u[m] + \mathbf{A}_2^{N-1} \mathbf{L}_2^* (y[m] - \hat{y}[m]) \quad (14)$$

となる。(13)を(14)に比べ、 $z_2$  平面上での原点以外の極が  $z_1$  平面上での極と同じところにあれば、

$$\mathbf{L}_2^* = (\mathbf{A}_2^{N-1})^{-1} \mathbf{L}_1 \quad (15)$$

という関係が得られる。これによって、 $z_1$  ドメインで計算されたオブザーバゲインを(15)で  $z_2$  ドメイン上のゲインに写像できる。言い換えれば、(15)は両平面での原点に固定されていない極を同じところに配置するゲインの決め方であり、この式によって両平面で極を単位円の中に確実に置くことができるため、オブザーバの安定性を保証することが可能となる。

## 6. 安定性を確保するゲインの決め方

デュアル・サンプリング・レート・オブザーバの安定性を確保するゲインが(15)で得られた。すなわち具体的には

- 1) コントローラの収束時間より速い収束時間をもつようにオブザーバの極を  $s$  平面上で置き
- 2) 可変シングルレートドメインを意味する  $z_1$  平面上に極を写像して  $L_1$  を求め
- 3) (15)でデュアルレートドメインにおけるオブザーバゲイン  $L_2^*$  を求める。

$L_2^*$  はオブザーバの安定性を保証するゲインであり、その値は  $N$  又は  $T_1/T_2$  の比によって変動するため、オフラインで計算しておく。これによって、リアルタイムのゲイン調整がルックアップテーブルを用いて簡単にできる。

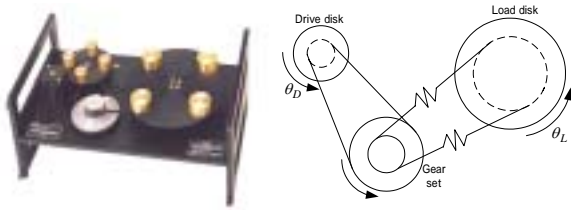
以上は予測型のオブザーバの構成を前提に速度に依存するゲイン・テーブルの作成方法を述べたが、プラントの次元が小さく十分情報処理が可能な場合に場現型のオブザーバの構成となる。この場合(15)に相当する式は

$$\mathbf{L}_2^* = \mathbf{L}_1 \quad (16)$$

となることが導かれる<sup>(7)</sup>。(16)で明らかのように  $z_1$ 、 $z_2$  の対応については単一ゲインの設定のみでオブザーバの安定性が保証され実装が楽になるかのうせいがある。

## 7. シミュレーションと実験での確認

提案したデュアル・サンプリング・レート・オブザーバとそのゲインの決め方を図4の二慣性系実験機で確認した。低精度エンコーダを模擬するため、ドライブディスクの下にある16000pprの精度をもつエンコーダのパルスを80pprに間引き



(a) Photograph (b) Free body diagram

図4 実験装置

Fig.4. Experimental apparatus

表1 実験機のパラメータ

Table 1. Parameters of the experimental apparatus

Symbol	Description	Value
$c_D$	Drive friction	0.004 Nm/rad/s
$c_L$	Load friction	0.05 Nm/rad/s
$g_r$	Gear ratio	4
$J_D$	Drive inertia and gear set inertia	0.00252 kgm <sup>2</sup>
$J_L$	Load inertia	0.0271 kgm <sup>2</sup>
$k_{DL}$	Flexible belt's equivalent torsional spring constant	8.45 Nm/rad

た。制御周期を 1.768 ms とした。実験機のパラメータを表 1 にまとめる。

この実験の目的は

- 1) ゲインの決め方の有効性を確認すること
- 2) 一般化のメリットを確認すること

である。

### 7.1 ゲインの決め方の有効性

実験を単純にするため、ゲインの決め方の有効性を一慣性系で確認した。実験機の両ディスクを結ぶベルトを外した。そのプラントの機械的なダイナミクスの伝達関数は

$$\frac{\omega_D(s)}{T_m(s)} = \frac{1}{J_D s + c_D} \quad (17)$$

である。ただし、 $T_m$  をモータトルクとした。この場合では、単純な IP コントローラが採用され、Kessler 標準形で収束時間を 200 ms とするように設計した。続いて、3 次のデュアル・サンプリング・レート・オブザーバを IP コントローラにフィードバックする状態変数を推定するため採用した。オブザーバの状態方程式を(3)で表す。状態、入力、出力ベクトルはそれぞれ

$$\hat{\mathbf{x}} = [\hat{\theta}_D \quad \hat{\omega}_D \quad \hat{T}_L]^T, \quad \mathbf{u} = T_m, \quad \hat{\mathbf{y}} = \hat{\theta}_D. \quad (18)$$

である。ただし、 $\hat{\theta}_D$ 、 $\hat{\omega}_D$ 、 $\hat{T}_L$  をそれぞれドライブディスクの角度、速度、負荷トルクとした。デュアルレートドメイン行列  $\mathbf{A}_2$ 、 $\mathbf{B}_2$ 、 $\mathbf{C}_2$  はその外乱を考慮した連続系行列  $\mathbf{A}_{cd3}$ 、 $\mathbf{B}_{cd3}$ 、 $\mathbf{C}_{cd3}$  から展開された。下付き文字 3 は 3 次を意味する。その連続系の行列は

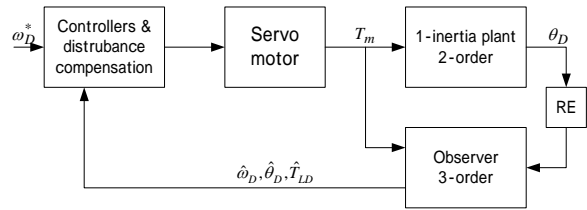


図5 提案した極配置手法を確認するためのブロック線図

Fig.5. Block diagram for verification of the pole assignment method

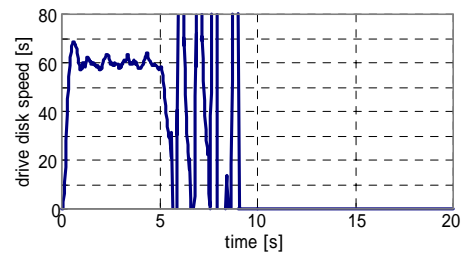


図6 従来の極配置手法による実験結果

Fig.6. Experimental result according to the conventional pole placement

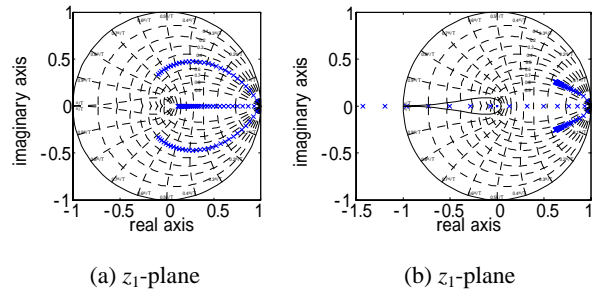


図7 従来の極配置手法による極の位置

Fig.7. Pole location according to the conventional pole placement

$$\mathbf{A}_{cd3} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1/J_D \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{cd3} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/J_D \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_{cd3} = [1 \quad 0 \quad 0] \quad (19)$$

となる。この制御系のブロック線図を図 5 に示す。

従来の可変速度ドライブに対するゲインの決め方は、 $s$  平面で極を置いて  $T_1$  を周期とする  $z_1$  平面に写像してゲインを計算した<sup>(4)</sup>。そのシミュレーションと実験結果を図 6 に示す。応答は 60rpm 以下になると不安定になった。不安定性の原因は、図 7 に示しているように設計した時に考慮した  $z_1$  平面上での極を原点まわりの単位円の中に固定したにもかかわらず、 $z_2$  平面上での原点に固定されていない極が低速になるに

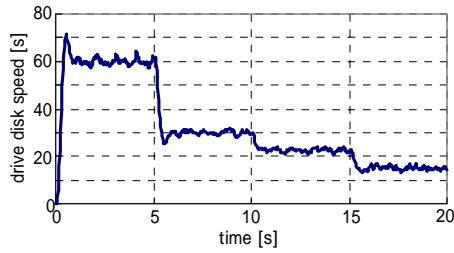


図 8 提案した極配置手法による実験結果

Fig.8. Experimental result according to the proposed pole placement

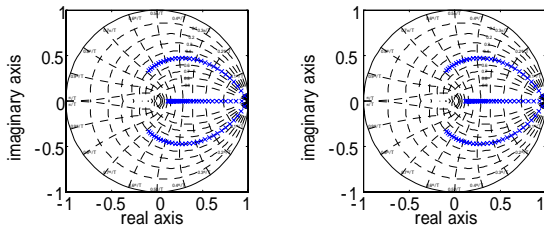


図 9 提案した極配置手法による極の位置

Fig.9. Pole location according to the proposed pole placement

したがって単位円の外に出る傾向があるからである。

この例で明らかなようにデュアル・サンプリング・レート・オブザーバは2つのサンプリングタイムをもつため、 $T_1$ と $T_2$ の関係性を考慮せずにゲインを決めると不安定になる可能性がある。このため、 $z_1$ と $z_2$ 平面上での原点に固定されていない極を同じところに配置する(15)のゲインの決め方が有用となる。提案したゲインの決め方を用いた実験結果と極配置をそれぞれ図8と9に示す。両平面での極は原点まわりの単位円内を動かため、システムは安定に動作する。15rpmの時に $T_1/T_2$ の比は28となり修正周期は推定周期より28倍も大きい。この結果により、提案したゲインの決め方の有効性が確認できた。

## 7.2 一般化のメリット

一般化のメリットは二慣性系で確かめられる。柔軟ベルトを負荷側のディスクと減速ギアに繋いで実験装置を二慣性系として構成する。その周波数特性を図10に示す。プラントの状態方程式を

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u, \quad y = \mathbf{C}\mathbf{x} \quad (20)$$

で表す。ただし、

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{k_{DL}}{g_r J_D} & -\frac{c_D}{J_D} & \frac{k_{DL}}{g_r J_D} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ \frac{k_{DL}}{g_r J_l} & 0 & -\frac{k_{DL}}{J_L} & -\frac{c_L}{g_r J_L} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C} = [0 \ 1 \ 0 \ 0], \quad \mathbf{x} = [\theta_D \ \omega_D \ \theta_L \ \omega_L]^T, \quad u = T_m, \quad y = \omega_D \quad (21)$$

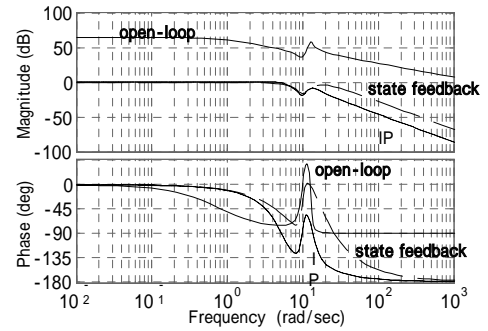


図 10 二慣性系プラントの周波数特性

Fig.10. Frequency response of the two inertia plant

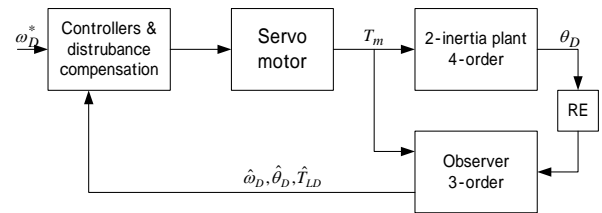


図 11 部分系オブザーバとIP制御器での制御系

Fig.11. Block diagram for controlling a 2-inertia system by IP controller and partial dual-sampling-rate observer.

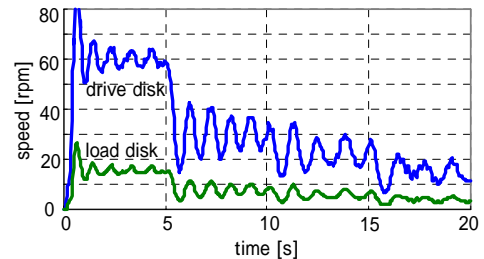


図 12 部分系オブザーバとIP制御器による実験結果

Fig.12. Experimental result when controlling a 2-inertia system by IP controller and partial dual-sampling-rate observer

従来の瞬時速度オブザーバでは、ドライブ側の速度と負荷トルクしか推定できないため、この状況を前節で用いた一慣性系デュアル・サンプリング・レート・オブザーバで模擬する。二慣性系に対して一慣性しか推定できないため、「部分系デュアル・サンプリング・レート・オブザーバ」と名づける。これを二慣性系全体の状態変数を推定できる「全系デュアル・サンプリング・レート・オブザーバ」に比べる。

### 7.2.1. 部分系デュアル・サンプリング・レート・オブザーバ

この場合のブロック線図を図11に示す。部分系デュアル・サンプリング・レート・オブザーバを採用したため、ドライブ側の状態変数しか推定できない。これを用いてIP制御器を構成した。オブザーバとコントローラの定数は一慣性系の実験

と同じである。実験結果は、結果図 12 に示すように、一慣性系の場合（図 8）に比べて振動が顕著に発生した。本来の二慣性系に対して、一慣性系の状態変数しか推定できない部分系オブザーバを採用したことでプラント全体の状態変数を制御する自由度がないからだと考えられる。

### 7.2.2. 全系デュアル・サンプリング・レート・オブザーバ

この問題に対する効果的な解は状態フィードバックである。このため、全体の状態変数を推定できる全形デュアル・サンプリング・レート・オブザーバを導入した。デュアル・サンプリング・レート・オブザーバは状態空間で展開できるので、二慣性系に対応したデュアル・サンプリング・レート・オブザーバが簡単に設計できる。そのオブザーバの方程式を(3)に表すが、その状態、入力、出力ベクトルを

$$\hat{\mathbf{x}} = [\hat{\theta}_D \quad \hat{\omega}_D \quad \hat{\theta}_L \quad \hat{\omega}_L \quad \hat{T}_{LD}]^T, \quad \mathbf{u} = T_m, \quad \hat{\mathbf{y}} = \hat{\theta}_D \dots\dots (21)$$

とした。行列  $\mathbf{A}_2, \mathbf{B}_2, \mathbf{C}_2$  はその外乱を考慮した連続系行列  $\mathbf{A}_{cd5}, \mathbf{B}_{cd5}, \mathbf{C}_{cd5}$  から導いた。下付け文字 5 は 5 次を意味する。その連続系行列は

$$\mathbf{A}_{cd5} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{k_{DL}}{g_r^2 J_D} & -\frac{c_D}{J_D} & \frac{k_{DL}}{g_r J_D} & 0 & \frac{1}{J_D} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \frac{k_{DL}}{g_r J_L} & 0 & -\frac{k_{DL}}{J_L} & -\frac{c_L}{J_L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{cd5} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ J_D \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C}_{cd5} = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0], \dots\dots (22)$$

である。オブザーバと制御したシステムの収束時間が前項と同じようにオブザーバとコントローラを設計した。ブロック線図を図 13 に示す。

実験結果を図 14 に示す。全体の状態変数が推定できたため、状態フィードバックの導入が可能となり、図 12 に比べて振動を著しく抑制できた。これにより単独モータに限らず、高次のプラントにも応用できるという一般化のメリットを確認した。

## 8. 結論

本論文では、デュアル・サンプリング・レート・オブザーバを用いてセンサが遅い系における精密な状態変数を推定する方法を提案した。その原理は、エンコーダパルスがないときに状態をプラントモデルによって推定し、エンコーダパルスが発生したときに、推定の誤差を修正することである。

デュアル・サンプリング・レート・オブザーバ推定周期（又は DSP の制御周期  $T_2$ ）と誤差修正周期（又はパルス間隔  $T_1$ ）という 2 つのサンプリング周期をもつため、その 2 つのサンプリング周期を考慮し安定性を確保する極配置とゲインの決め方も提案した。その有効性を可変速度ドライブの実験で確認した。

デュアル・サンプリング・レート・オブザーバの大きなメリットは

- 1) 一般化したため、一慣性系に限らず、様々なプラントへの応用が可能となることと、
- 2) 提案したゲインの決め方によって、ゼロ速度を除く全速領域の安定性を確保し可変速度ドライブへの応用が可能となること

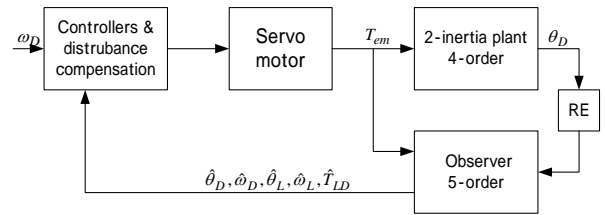


図 13 全系オブザーバと状態フィードバックでの制御系

Fig.13. Block diagram for controlling a 2-inertia system by state feedback controller and full-state dual-sampling-rate observer

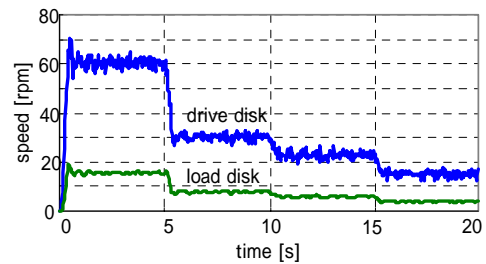


図 13 全系オブザーバと状態フィードバックによる実験結果

Fig.14. Experimental result when controlling a 2-inertia system by state feedback controller and full-state dual-sampling-rate observer

である。

## 参考文献

- (1) T. Watanabe, "Technical Development Trend of All Electric Brakes" *Rolling Stock & Technology*, no.74, pp. 2-8, 2000.
- (2) 橋本, "ビジュアル・サーボイング," 計測と制御, 第 35 巻, 第 4 号, 1996.
- (3) Y. Hori, "Robust Motion Control Based on a Two-Degrees-of-Freedom Servosystem", *Advanced Robotics*, vol.7, No.6, pp.525-546, 1993.
- (4) S. Sakai, Y. Hori, "Ultra-low speed control of servomotor using low resolution rotary encoder," *Proc. The 21st. IEEE IECON*, pp.615-620, Florida, USA, 1995.
- (5) L. Kovudhikulrungsri, T. Koseki, "Precise Speed and Torque control for AC Traction Pure Electric Braking System in Low Speed Range", *Trans. IEE of Japan*, vol. 122-D, no. 11, pp.1027-1033, 2000.
- (6) M. Araki, K. Yamamoto, "Multivariable Multirate Sampled-Data System: State-Space Description, Transfer Characteristics and Nyquist Criterion", *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. AC-31, pp.145-154, 1986.
- (7) L. Kovudhikulrungsri, *Discrete-Time Observer with Dual Sampling Rates and its Applications to Drive Control with Wide Speed Range*, Ph.D. Dissertation, Dept. of Elec. Eng., The university of Tokyo 2003.