誘導電動機のコンティニュアス最適有限整定応答速度制御

正 員 原田義治 (広島工業大学)

学生員 松島優一 (広島工業大学)

正 員 村田弘志 (広島工業大学)

A Design of Continuous Deadbeat Controller and Its Application to Speed-control
of the Induction MotorYoshiharu Harada, Yuichi Matsushima, Hiroshi Murata
(Hiroshima Institute of Technology)

In this paper, we propose a new design method of continuous deadbeat control system without using delay-element, and apply it to a speed control of the current type inverter-induction motor system.

The dynamic characteristic of the system is expressed by the step or impulse response, then the deadbeat control signal which designed to minimize the quadratic form of the input and output errors can be easily obtained by the matrix computation using sampled data of these responses.

The method of designing the continuous deadbeat controller which composed of both the pre-compensator and state feedback compensation is derived by use of the sequence of the deadbeat control signal.

An actual continuous deadbeat controller is constructed by the microprocessor and it is found from experimental results that the speed control system proposed here gives stable operations and good transient performances for the step change of the desired value and disturbance.

キーワード: 電動機系のコンティニュアス有限整定制御, 連続時間有限整定制御, 最適有限整定サーボ系, デッドビート制御

1. まえがき

最近, デジタル制御による電動機制御系の高性能化が進んでいるが, 操作量制限への対応, 応答波形の改善策, サンプル周期の選択, 離散値操作量を操作端に与えることによる影響などサンプル値系として処理されている故の問題点も多くみうけられる。

ところで, 動的システムの目標値入力に対する偏差応答を有限時間で零に整定させる制御は有限整定制御と呼ばれ速応性の面でも注目されているが, サンプル値系および連続系として制御系を構成する2つの手法がある。サンプル値系として処理し, 応答波形の改善や操作量制限への対応をはかった最適有限整定デジタル制御装置の設計法としては, 例えば, 瓜倉ら^{1, 2)} 西村ら^{3, 4)} は前置補償器や緩和フィルターを用いて自由度を増し, 操作量と偏差に関する2乗積分を評価にとる最適有限整定制御を線形フィードバックの形で実現している。筆者らも同様な制御構成による有限整定デジタル制御装置について, 制御対象のステップ応答のサンプル値を直接用いて評価関数を最小化する最適有限整定操作量を簡単な行列演算から求め, この操作量に対する有限整定応答を閉ループ系の規範応答とする設計法を報告している。^{5, 6, 7)}

一方, 連続時間系として, 制御対象に有限整定応答を与える連続時間有限整定制御系の設計については, まず黒沢

8, 9) の提案があり, 延山ら¹⁰⁾, 加藤ら¹¹⁾ の設計法が注目されているが, むだ時間要素とアナログ動的要素を併用した形で制御装置が構成されている。しかし, むだ時間の使用は制御装置が大がかりとなることや操作量に不連続な跳躍を生じることなど実用面での課題が残されているように思われる。

これらのことから, 本論文では制御対象の入力端に低次の平滑要素を前置した拡大系を考え, この拡大系に対してサンプル値系での最適有限整定デジタル制御装置を設計し, 制御式の演算はデジタルで行いCPU処理による零次ホールドされた操作量を平滑要素に加え, その出力を制御対象の連続操作量とする状態フィードバックによる最適連続時間有限整定制御系の設計法を提案する。この方法によれば, 完全な意味での連続時間有限整定制御とは言えないまでも, 連続時間操作量を制御対象に与えることによりリップルのないデッドビート応答が得られ, サンプル値系と連続時間系の融合をはかった制御系が実現できる。

なお, 連続時間有限整定制御を回転機系に適用した例は, 川路ら¹²⁾ がDCモーターの制御についてシミュレーション結果を報告している程度であり, 実機への応用例はないようである。そこで提案した手法をインバータ駆動誘導電動機の数値制御に適用し, 状態フィードバックによる局部フィードバックと前置補償器を用いたデッドビート1形サーボ系を設計し, ソフト処理はCPU 8086を用い

て実験を行ったが、ステップ状の目標値・外乱変化についても安定な運転が確認できた。

本手法を用いれば、従来のデジタル制御装置の設計法が利用できること、むだ時間要素を用いないことから制御系の構成が簡単なこと、操作部に跳躍のない滑らかな操作量を与えられること、応答波形の改善や操作量の制限への対応も容易なことなどの利点が考えられる。

2. 系の記述と評価関数

制御対象の伝達関数を $G'(s)$ 、その入力端に前置する平滑要素の伝達関数を $G_f(s)$ として、拡大系 $G(s)=G_f(s) \cdot G'(s)$ を考える。なお、 $G_f(s)$ は $G(s)$ の次数を高くしないことが望まれることから、ここでは一次遅れ要素と仮定する。また、入力を $u(t)$ 、出力を $y(t)$ とする単一入出力系であり、 $G'(s)$ の次数を n 、 $G(s)$ のステップ応答を $h(t)$ とし、 $G(s)$ の入力端にサンプル周期が θ の零次ホールド回路を置き、 $z_i=z(i\theta)$ なるサンプル値表現を用いる。

ここで、 $G(s)$ のパルス伝達関数を

$$G(z) = \frac{b(z)}{1+a(z)} = \sum_{i=1}^{\infty} g_i z^{-i} \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$(g_i = h_i - h_{i-1}, h_i = \sum_{j=1}^i g_j)$$

とすれば、

$$a(z) = a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{n+1} z^{-(n+1)} \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$b(z) = b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{n+1} z^{-(n+1)} \quad \dots\dots\dots (3)$$

と表される。また、対応する状態方程式と出力方程式は可制御正準形として次式のように得られる。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x}_{i+1} &= \Phi \mathbf{x}_i + \Gamma u_i \\ y_i &= \Psi \mathbf{x}_i \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$\left. \begin{aligned} \Phi &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 1 \\ -a_{n+1} & \dots & -a_2 & -a_1 \end{bmatrix} & (n+1) \times (n+1) \\ \Gamma &= [0, \dots, 0, 1]^T & (n+1) \times 1 \\ \Psi &= [b_{n+1}, \dots, b_2, b_1] & 1 \times (n+1) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (5)$$

また、1型サーボ系の構成条件として次式を仮定する。

$$\text{rank} \begin{bmatrix} \Phi - I & \Gamma \\ \Psi & 0 \end{bmatrix} = n+2 \quad \dots\dots\dots (6)$$

ここで、制御段数を N とし、 $N=n+1+k$ ($k \geq 0$) なる任意な値に対して、入力ベクトルを $\mathbf{u}_k$ 、伝達マトリクスを G とすれば、 $(N+1)$ 段にわたる出力応答ベクトル $\mathbf{y}$ は

$$\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{N+1}]^T = G \mathbf{u}_k \quad \dots\dots\dots (7)$$

と表される。ただし、

$$\mathbf{u}_k = [u_0, u_1, \dots, u_N]^T \quad \dots\dots\dots (8)$$

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & 0 & \dots & 0 \\ g_2 & g_1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ g_{N+1} & g_N & \dots & g_1 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (9)$$

である。さらに、評価関数 PI として次式を定義する。

$$PI = \frac{1}{2} (\mathbf{e}^T Q \mathbf{e} + \mathbf{u}_k^T R \mathbf{u}_k) \quad \dots\dots\dots (10)$$

ここに、 Q, R は正定対称な $(N+1) \times (N+1)$ 荷重行列であり、 $\mathbf{e}$ は目標値と出力応答の偏差ベクトルで $\mathbf{e} = [e_0, e_1, \dots, e_N]^T$ とする。

3. 最適有限整定操作量とパルス伝達関数

ステップ状目標値に対し、拡大系 $G(s)$ の制御段数を $N=n+1+k$ ($k \geq 0$) とし u_j ($j=0 \sim N-1$) なる操作量で出力応答 y_i を N 段以降目標値に有限整定させたとすれば、 $y_i = 1.0$ ($i \geq N$)、 $u_{N+\alpha} = u_N$ ($\alpha \geq 1$) なる一定値をとることから、(7) 式の y_j ($j=N \sim N+n+1$) についてこれらの条件を代入して整理すれば次式を得る。^{6), 7)}

$$\begin{aligned} \mathbf{i} &= J_k \mathbf{u}_k = J_k [u_0, u_1, \dots, u_N]^T \\ &= [1, 1, \dots, 1]^T \quad (n+2) \times 1 \quad \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

ただし

$$J_k = \begin{bmatrix} g_N & g_{N-1} & \dots & g_{n+2} & g_{n+1} & \dots & g_1 & 0 \\ g_{N+1} & g_N & \dots & g_{n+3} & g_{n+2} & \dots & g_2 & h_1 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ g_{N+n+1} & g_{N+n} & \dots & g_{2n+3} & g_{2(n+1)} & \dots & g_{n+2} & h_n \end{bmatrix}$$

$\xleftarrow{\dots\dots\dots k \dots\dots\dots} \xleftarrow{\dots\dots\dots (n+2) \dots\dots\dots}$
($n+2$) $\times$ ($N+1$) $\dots\dots\dots$ (12)

ここで、 $k=0$ の場合 $J_0 (=J_0)$ は $(n+2) \times (n+2)$ 行列となり $|J_0| \neq 0$ が成立するので最短時間有限整定操作量 $\mathbf{u}_0$ として次式が得られる。

$$\mathbf{u}_0 = J_0^{-1} \mathbf{i} = [u_0, u_1, \dots, u_{n+1}]^T \quad \dots\dots\dots (13)$$

この最短時間有限整定操作量 u_i ($i=0 \sim n+1$) と (1) 式の $G(z)$ のパラメータ a_i, b_i ($i=1 \sim n+1$) の間には次式が成立している。⁵⁾

$$a_i = (u_i - u_{i-1}) / u_0 \quad \left(u_0 = 1 / \sum_{j=1}^{n+1} b_j \right) \quad \dots\dots\dots (14)$$

$$b_i = (y_i - y_{i-1}) / u_0 \quad \dots\dots\dots (15)$$

ただし、 y_i は u_i に対する $G(s)$ の有限整定応答である。また、 $k \geq 1$ の場合には $\mathbf{u}_k$ は一意に定まらないので、(11) 式から $\mathbf{i} - J_k \mathbf{u}_k = \mathbf{0}$ を拘束条件として (10) 式の評価関数 PI を最小化する操作量をラグランジェの未定係数法を用いて求めれば、最適有限整定操作量 $\mathbf{u}_k$ が次式から得られる。

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_k &= M^{-1} [G^T Q \mathbf{i}_r - J_k^T [J_k M^{-1} J_k^T]^{-1} [J_k M^{-1} G^T Q \mathbf{i}_r - \mathbf{i}]] \\ &= [\bar{u}_0, \bar{u}_1, \dots, \bar{u}_N]^T \quad \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

$$M = [R + G^T Q G] \quad \dots\dots\dots (17)$$

$$\mathbf{i}_r = [1, 1, \dots, 1]^T \quad (N+1) \quad \dots\dots\dots (18)$$

この最適有限整定操作量 $\bar{u}_i$ ($i=0 \sim N$) に対する $G(s)$ の出力応答を $\bar{y}_i$ とすれば $\bar{a}(z) = \sum_{i=1}^N \bar{a}_i z^{-i}$, $\bar{b}(z) = \sum_{i=1}^N \bar{b}_i z^{-i}$ とするオーバパラメータモデル $\bar{G}(z)$ が次式のように定義できる。

$$\bar{G}(z) = \frac{\bar{b}(z)}{1 + \bar{a}(z)} = \frac{b(z)\lambda(z)}{[1 + a(z)]\lambda(z)} \quad \dots\dots\dots (19)$$

ただし, $\bar{a}_i, \bar{b}_i, \lambda(z)$ は次式

$$\bar{a}_i = (\bar{u}_i - \bar{u}_{i-1}) / \bar{u}_0 \quad \dots\dots\dots (20)$$

$$\bar{b}_i = (\bar{y}_i - \bar{y}_{i-1}) / \bar{u}_0 \quad \dots\dots\dots (21)$$

$$\lambda(z) = 1 + \sum_{i=1}^k \lambda_i z^{-i} \quad \dots\dots\dots (22)$$

で表される。 $\lambda(z)$ のパラメータ λ_i ($i=1 \sim k$) は (19) 式の右辺 2 式の分母について z^{-1} のべき乗の係数を比較すれば, 次の関係式を得る。

$$\lambda_i = \bar{a}_i - \sum_{j=1}^{n+1} \lambda_{i-j} \bar{a}_j \quad (i=1 \sim k, \lambda_0=1) \quad \dots\dots\dots (23)$$

なお, $\bar{u}_i$ の系列と $\bar{u}_i$ に対する出力応答 $\bar{y}_i$ (規範応答) の系列を各々 z 領域で表せば次式が得られる。⁷⁾

$$\bar{u}(z) = [1 + \bar{a}(z)] \bar{u}_0 / (1 - z^{-1}) \quad \dots\dots\dots (24)$$

$$\bar{y}(z) = \bar{u}_0 \bar{b}(z) / (1 - z^{-1}) \quad \dots\dots\dots (25)$$

この $\bar{y}(z)$ は設計される 1 形の最適有限整定サーボ系の規範応答であり, この $\bar{y}(z)$ と閉ループ系のステップ応答が等しくなるように制御装置が求められる。

4. 最適有限整定応答サーボ系の設計

制御対象を最適有限整定応答させる操作量とその対応する出力応答は (16), (7) 式から得られ, z 領域では (24), (25) 式から求められる。そこで, (25) 式の出力応答を閉ループ系の規範モデル応答 $\bar{y}(z)$ とし, 制御装置の出力が (24) 式の $\bar{u}(z)$ となるように, 状態フィードバックによる制御装置を設計する。

図 1 に示すように, 前置補償器 $D_c(z)$ を拡大系 $G(s) = G_f(s) \cdot G'(s)$ に直列に加え, 主ループの積分器 $D_f(z)$ と状態フィードバックによって補償される 1 形のサーボ系を考え, r を目標値, e を偏差, y を制御量とする。ここで, 平滑要素 $G_f(s)$ は拡大系 $G(s)$ の次数を高くしないように 1 次遅れ要素を想定する。

また, $D_f(z)$ のゲインを K_f , その出力信号を W_i , 状態フィードバックによる信号を V_i ($i \geq 0$) とする。 $W_i - V_i$ ($i \geq 0, V_0 = 0$) が $D_c(z)$ の入力系列であり, 初段は $\bar{u}_0$ でなければならないことから, $K_f = \bar{u}_0$ とおくことができる。ここで, $D_c(z)$ とフィードバックゲインベクトル $\mathbf{f}$ を次式のように定める。

$$D_c(z) = \frac{1 + \lambda_1 z^{-1} + \lambda_2 z^{-2} + \dots + \lambda_k z^{-k}}{1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + \dots + c_k z^{-k}} \quad \dots\dots\dots (26)$$

$$\triangleq \frac{\lambda(z)}{C(z)}$$

$$\mathbf{f} = [f_{n+1}, f_n, \dots, f_1] \quad \dots\dots\dots (27)$$

制御対象のパルス伝達関数は $G(z) = b(z)/[1 + a(z)]$ として (1) 式で与えられており, 対応する状態方程式は (4) 式のように可制御正準形で表されているとする。

このとき, 図 1 の閉ループ系の伝達関数 $G_y(z)$ は次式のように表される。

$$G_y(z) = \bar{u}_0 b(z) \lambda(z) / R(z) \quad \dots\dots\dots (28)$$

ただし,

$$R(z) = (1 - z^{-1}) \{ C(z)[1 + a(z)] + \lambda(z)f(z) \} + \bar{u}_0 b(z) \lambda(z) \quad \dots\dots\dots (29)$$

$$f(z) = f_1 z^{-1} + f_2 z^{-2} + \dots + f_{n+1} z^{-(n+1)} \quad \dots\dots\dots (30)$$

である。閉ループ系の出力 $\bar{y}_i$ が $N = n + 1 + k$ 段で有限定するためには, $G_y(z)$ のすべての極を零に配置すればよいから $R(z) \equiv 1$ が成立する。よって, 閉ループ系の単位ステップ入力に対する応答は (28) 式から

$$\bar{y}(z) = \bar{u}_0 b(z) \lambda(z) / (1 - z^{-1}) \quad \dots\dots\dots (31)$$

と表され, (25) 式の有限整定応答 $\bar{y}(z) = \bar{u}_0 \bar{b}(z) / (1 - z^{-1})$ と一致するはずである。従って,

$$\bar{b}(z) = b(z) \lambda(z) \quad \dots\dots\dots (32)$$

が成立すればよく, 結果として $D_c(z)$ の分子 $\lambda(z)$ は (22) 式の $\lambda(z)$ と一致し, λ_i ($i=1 \sim k$) は (23) 式から得られる。以上のように $\lambda(z)$ を定めれば, $f(z), C(z)$ のパラメータ f_i ($i=1 \sim n+1$), c_j ($j=1 \sim k$) は (29) 式を解くことによって次式から求められる。

図 1 コンティニュース有限整定制御系の構成
Fig. 1. Structure of continuous deadbeat control system.

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{c} \uparrow \\ n+1 \\ \vdots \\ \downarrow \end{array} \left[\begin{array}{cccc|cccc}
 0 & \cdots & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 1 \\
 \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots & \\
 0 & \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \vdots & \vdots & \vdots \\
 1 & \vdots & \vdots & 0 & 1 & \vdots & \vdots & 0 \\
 \lambda_1 & \vdots & \vdots & \vdots & a_1 & \vdots & \vdots & \vdots \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 \lambda_k & 0 & \cdots & 0 & a_n & 0 & \cdots & 0
 \end{array} \right] \begin{array}{c} \left[\begin{array}{c} f_{n+1} \\ f_n \\ \vdots \\ f_1 \\ c_k \\ \vdots \\ c_2 \\ c_1 \end{array} \right] \end{array} \\
 \begin{array}{c} \uparrow \\ k \\ \vdots \\ \downarrow \end{array}
 \end{array}$$

$$= \begin{bmatrix} \bar{u}_0(\bar{b}_2 + \cdots + \bar{b}_{n+1+k}) - a_1 \\ \bar{u}_0(\bar{b}_3 + \cdots + \bar{b}_{n+1+k}) - a_2 \\ \vdots \\ \bar{u}_0(\bar{b}_{n+1} + \cdots + \bar{b}_{n+1+k}) - a_n \\ \bar{u}_0(\bar{b}_{n+2} + \cdots + \bar{b}_{n+1+k}) \\ \vdots \\ \bar{u}_0 \bar{b}_{n+1+k} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \cdots \cdots (33)$$

上式から f_i, c_j を求めて図1の制御系を構成すれば最適有限整定応答が状態フィードバックによって得られる。

なお、以上のように設計された制御系において $D_c(z)$ の出力 u_i は零次ホールドされた離散値操作量であり、この u_i が拡大系の平滑要素 $G_f(s)$ の入力となり、その出力 $u(t)$ が連続操作量として制御対象 $G(s)$ に与えられる。 $G(s)$ は(6)式の条件を満たしているからステップ状目標値変化に対して、定常偏差のないコンティニユアス最適有限整定応答が得られる。

5. 誘導電動機の世界速度制御への応用

提案したコンティニユアス最適有限整定制御法を電流形インバータ駆動誘導電動機の世界速度制御に適用し、その有効性を確認する。図2に、実験系の回路構成を示す。この電動機系は、CPUからの離散値操作量 u_i を平滑してコンバータの位相回路に連続操作量 $u(t)$ として与え、また、

図2 実験系の回路構成

Fig.2. Schematic diagram of experimental system.

回転数に比例したパルス信号を電圧に変換するF-V変換器の出力を制御量 $y(t)$ とする1入出力系である。なお、V-F、F-V変換器は回転数 300rpm が 1V の電圧出力に対応し、この比例関係を保つように両特性を一致させている。入出力データの計測や状態の推定、有限整定操作量に関する制御式のソフト処理などはマイクロプロセッサ 8086 とその系列のデバイスを用いて行った。なお、これまでのデジタル最適有限整定制御の場合についても実験を行い、コンティニユアス有限整定制御との比較検討を行っている。

<5.1> 制御対象の近似モデル

制御装置の設計には制御対象 $G'(s)$ のステップ応答が必要であるが、実測データに含まれるノイズの影響を除くため、まず制御対象を $G_m(s) = Ke^{-Ls}/(1+T_1s)(1+T_2s)$ なる2次遅れ要素+むだ時間モデルで近似する。

図3は、制御対象と近似モデルのステップ応答で、実線は 1200rpm で運転中に 300rpm のステップ状回転数変化を与えた場合の応答を 30msec の周期でサンプルし、プロットしたものである。この実測データを用いて Newton-Raphson 法によりモデル $G_m(s)$ のパラメータを推定し、そのステップ応答を点線で示した。得られたモデルは

$$G_m(s) = \frac{1.148e^{-0.089s}}{(1+0.064s)(1+1.128s)} \quad \cdots \cdots (34)$$

であり、このモデルの近似精度については、ステップ応答の実測値 $h(t)$ とモデル $G_m(s)$ のステップ応答 $h_m(t)$ に関して、

$$P = \int_0^T |h(t) - h_m(t)| dt / \int_0^T h_m(t) dt \times 100 \quad [\%] \quad \cdots (35)$$

なる評価関数によって確認したが、 $P=1.042\%$ なる値が求まり、図的にも良好な近似結果が得られている。

<5.2> 最適有限整定操作量と補償パラメータ

サンプル周期を $\theta=250\text{msec}$ とし、制御対象および拡大系の最適有限整定操作量から図1のサーボ系における補償パラメータを設計する。

まず拡大系 $G(s)$ について、平滑要素は低次でかつ製作の容易な一次遅れ要素 $G_f(s)=1/(1+\theta s)$ とし、時定数をサンプル周期に等しくとれば、

図3. 制御対象と近似モデルのステップ応答

Fig.3 Experimental response of the controlled system and the approximated model.

$$G(s) = G_l(s)G_m(s) = \frac{1.148e^{-0.089s}}{(1+0.25s)(1+0.064s)(1+1.128s)} \dots\dots\dots (36)$$

となる。むだ時間 $L < \theta$ であることから $G(s)$ の最短時間制御段数は $N=n+1=4$ であり対応する最短有限整定操作量は $G(s)$ のステップ応答 $h(t)$ を用いて (13) 式から

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_0 &= [u_0, u_1, u_2, u_3, u_4]^T \\ &= [7.078, -1.344, 0.913, 0.870, 0.870]^T \dots\dots\dots (37) \end{aligned}$$

が得られる。また、 $N=5$ ($k=1$) の場合、(10) 式における評価関数の荷重行列を $Q=I, R=0.04I$ (I : 単位行列) と選べば、最適有限整定操作量 $\mathbf{u}_1$ は (16) 式から

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1 &= [\bar{u}_0, \bar{u}_1, \bar{u}_2, \bar{u}_3, \bar{u}_4, \bar{u}_5]^T \\ &= [4.153, 2.136, -0.019, 0.888, 0.870, 0.870]^T \dots (38) \end{aligned}$$

が得られる。

(37), (38) 式の操作量に対する $G(s)$ の応答 y_i は、(7) 式から得られるので、(14), (15) 式および (20), (21) 式から $a_i, b_i, \bar{a}_i, \bar{b}_i$ を計算すれば、対応するパルス伝達関数 $G(z), \bar{G}(z)$ は次式のように求まる。

$$G(z) = \frac{0.021z^{-1} + 0.100z^{-2} + 0.019z^{-3} + 0.000z^{-4}}{1 - 1.189z^{-1} - 0.319z^{-2} - 0.006z^{-3} - 0.000z^{-4}} \dots (39)$$

$$\bar{G}(z) = \frac{0.021z^{-1} + 0.115z^{-2} + 0.090z^{-3} + 0.014z^{-4} + 0.000z^{-5}}{1 - 0.485z^{-1} - 0.519z^{-2} + 0.218z^{-3} - 0.004z^{-4} + 0.000z^{-5}} \dots (40)$$

よって、直列補償器 $D_c(z)$ の分子 $\lambda(z)$ については、(22), (23) 式から $\lambda_1 = \bar{a}_1 - a_1 = 0.7044$ が定まることから、 $D_c(z)$ の分母パラメータ c_i とフィードバックゲイン f_i ($i=1 \sim 4$) は (33) 式から

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} f_4 \\ f_3 \\ f_2 \\ f_1 \\ c_1 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & \lambda_1 & a_1 \\ 0 & 1 & \lambda_1 & 0 & a_2 \\ 1 & \lambda_1 & 0 & 0 & a_3 \\ \lambda_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{u}_0(\bar{b}_2 + \dots + \bar{b}_5) - a_1 \\ \bar{u}_0(\bar{b}_3 + \bar{b}_4 + \bar{b}_5) - a_2 \\ \bar{u}_0(\bar{b}_4 + \bar{b}_5) - a_3 \\ \bar{u}_0\bar{b}_5 \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= [0.030, -0.066, -0.093, 1.426, 0.971]^T \dots (41) \end{aligned}$$

を得る。したがって、制御装置 $D_c(z), D_f(z), \mathbf{f}$ は次式のように定まる。

$$\left. \begin{aligned} D_c(z) &= \frac{1+0.704z^{-1}}{1+0.971z^{-1}} \\ D_f(z) &= \frac{4.153}{1-z^{-1}} \\ \mathbf{f} &= [0.030, -0.066, -0.093, 1.426] \end{aligned} \right\} \dots (42)$$

以上は拡大系 $G(s)$ に対する補償パラメータであるが、制御対象を単にデジタル有限整定制御する場合の補償パラメータは、 $G'(s)=G_m(s)$ において上記と同様にして求めれば $N=3$ の場合の最短時間有限整定操作量 $\mathbf{u}_0'$ および $N=5$, $Q=I, R=0.04I$ といった最適有限整定操作量 $\mathbf{u}_1'$ は

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_0' &= [u_0, u_1, u_2, u_3]^T \\ &= [4.476, 0.793, 0.870, 0.870]^T \dots (43) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1' &= [\bar{u}_0, \bar{u}_1, \bar{u}_2, \bar{u}_3, \bar{u}_4, \bar{u}_5]^T \\ &= [3.348, 1.430, 1.090, 0.865, 0.870, 0.870]^T \dots (44) \end{aligned}$$

が (13), (16) 式から得られる。この操作量に対応するパルス伝達関数は (14), (15) および、(20), (21) 式から

$$G'(z) = \frac{0.097z^{-1} + 0.124z^{-2} + 0.001z^{-3}}{1 - 0.822z^{-1} + 0.017z^{-2} + 0.000z^{-3}} \dots (45)$$

$$\bar{G}'(z) = \frac{0.097z^{-1} + 0.148z^{-2} + 0.041z^{-3} + 0.011z^{-4} + 0.000z^{-5}}{1 - 0.572z^{-1} - 0.101z^{-2} - 0.067z^{-3} + 0.001z^{-4} + 0.000z^{-5}} \dots (46)$$

となり、 $\lambda_1 = 0.2501, \lambda_2 = 0.0869$ であるから、同様にして、(33) 式から $D_c(z)$ の分母パラメータ c_j ($j=1, 2$) とフィードバックゲイン f_i ($i=1 \sim 3$) を求めれば

$$[f_3, f_2, f_1, c_2, c_1]^T = [0.004, -0.032, 1.245, 0.250, 0.999]^T \dots (47)$$

が求まり、制御装置 $D_c'(z), D_f'(z), \mathbf{f}'$ は次式のように定まる。

$$\left. \begin{aligned} D_c'(z) &= \frac{1+0.250z^{-1}+0.086z^{-2}}{1+0.999z^{-1}+0.250z^{-2}} \\ D_f'(z) &= \frac{3.348}{1-z^{-1}} \\ \mathbf{f}' &= [0.004, -0.032, 1.245] \end{aligned} \right\} \dots (48)$$

次に、拡大系 $G(s)=G_l(s)G_m(s)$ の入出力からモデルの状態値を推定するために、同次元の有限整定オブザーバを構成する。オブザーバのゲインを $K=[k_1, k_2, k_3, k_4]^T$ とすれば、特性方程式 $|zI - \Phi + K\Psi|$ の根をすべて零にすることにより決定できる。なお、 Φ, Ψ のパラメータは (39) 式で与えられているので次式から K が得られる。

$$\begin{aligned} K &= [k_1, k_2, k_3, k_4]^T \\ &= \begin{bmatrix} b_4 & b_3 & b_2 & b_1 \\ a_4b_4 - a_4b_1 & a_4b_3 - a_3b_1 + b_4 & a_4b_2 - a_2b_1 + b_3 & b_2 \\ a_3b_4 - a_4b_2 & a_4b_4 - a_4b_1 + a_3b_3 - a_3b_2 & a_4b_3 - a_3b_1 + b_4 & b_3 \\ a_2b_4 - a_4b_3 & a_2b_4 - a_4b_2 & a_4b_4 - a_4b_1 & b_4 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -a_1 \\ -a_2 \\ -a_3 \\ -a_4 \end{bmatrix} \\ &= [-51.173, 51.366, -0.193, 0.000]^T \dots\dots\dots (49) \end{aligned}$$

従って、 $\hat{x}_{i+1} = [\Phi - K\Psi]\hat{x}_i + Ky_i + \Gamma u_i$ なるオブザーバから x_i の推定値が得られる。

図 4 (a), (b) は、(42), (48) 式のように設計された制御装置を用いて図 1 の制御系を構成し、ステップ状目標値に対する閉ループ系の応答をデジタルシミュレーションしたものである。(a) 図は提案したコンティニューアス有限整定制御の場合であり、平滑要素の出力 $u(t)$ が連続操作量として制御対象に与えられている。また (b) 図はデジタル有限整定制御の場合であり、離散値操作量 u_i が制御対象に加えられている。両者とも $N=5$ となる制御段数を与えており有限整定応答が得られているが、(a) 図における $u(t)$ の方が跳躍のないスムーズな操作量となっている。

<5.3> 実験と検討

前節のように設計された前置補償器 $D_c(z)$ 、積分器 $D_f(z)$ 、フィードバックゲイン f と (49) 式のオブザーバゲイン K を用いて、図 2 に示した制御構成による電流形インバータ駆動誘導電動機の世界速度制御実験を行った。実験に使用した誘導電動機の定格を表 1 に示す。図 2 におけるサンプル周期設定器は、水晶発振器の信号を分周して周期 θ の割り込み信号 (INT) として CPU に与えており、この信号を受けて偏差 e_i と制御量 y_i の 2 つの信号が AD 変換され、 e_i は $D_f(z)$ の入力系列として処理される。また、 y_i は有限整定操作量 u_i と共にオブザーバの入力系列として処理され、状態の推定に用いられる。状態の推定や制御式の計算などのソフト処理は CPU 8086 で処理し、使用した AD、

図 4. コンティニュース有限整定制御とデジタル有限整定制御の比較

Fig. 4 Comparison of both the continuous deadbeat control and the digital deadbeat control.

表 1 実験機の定格

Table 1. Nameplate data of tested motor.

	三相誘導電動機	分巻発電機(負荷)
極 数	4	2
定格電流 (A)	8.5	30
定格電圧 (V)	200	100
定格回転数 (rpm)	1,800	1,800
定格出力 (kW)	2.2	3.0

図 5 コンティニュース最適有限整定制御による誘導電動機の制御特性 ($N=5$)

Fig. 5. Characteristics of the induction motor (continuous deadbeat control, $N=5$).

図 6 デジタル最適有限整定制御による誘導電動機の制御特性 ($N=5$)

Fig. 6. Characteristics of the induction motor (digital deadbeat control, $N=5$).

DA変換器は12bitである。なお、誘導電動機と直流発電機をVベルトで接続し、直流発電機に加える電灯負荷を切換えて負荷変化を与えている。

図5は、(42)式のように設計された補償パラメータをCPUに初期設定し、コンティニユアス最適有限整定制御により誘導電動機の速度制御を行った結果である。1200rpmで定常運転中に、回転数150rpmの目標値変化を与えた場合と、400Wの電灯負荷をステップ状にON,OFFした場合の目標値、制御量(回転数)、操作量、線間電圧および電流を示した。また、図6は(48)式のように設計された補償パラメータを用いてデジタル有限整定制御により同様な実験を行ったものである。両者とも定常偏差のない安定な制御結果が得られているが、提案したコンティニユアス有限整定制御は操作量が連続であり電圧・電流波形もスムーズな値を示している。なお、回転数の下降時に少しオーバーシュートが現れているが、これはモデル $G_m(s)$ のパラメータ同定において回転数の上昇時のデータを用いたためと考えられる。実験系では回転数の上昇と下降で約8%の時定数変化がみうけられるが、実験では安定な運転結果が得られている。

デジタル制御との融合により、連続操作量を回転機に与える有限整定制御が実証できたと考えられるが、平滑要素 $G_f(s)$ の選択については今後検討の余地があると思われる。

6. まとめ

制御対象の入力端に低次の平滑要素を前置した拡大系を考え、この拡大系に対してサンプル値系での最適有限整定制御装置を設計し、制御式の演算はデジタルで行って、零次ホールドされた操作量を平滑要素に加え、その出力を制御対象の連続操作量とする状態フィードバックによる連続時間最適有限整定制御系の設計法を提案した。この手法をインバータ駆動誘導電動機の速度制御に適用し制御実験を行ったがステップ状の目標値・外乱変化に対して安定な運転が確認できた。

本手法はデジタル制御に比べ、操作部に跳躍のない滑らかな操作量を与えることができること、むだ時間を用いなくてコンティニユアス有限整定制御が実現できること、従来のデジタル制御の設計法が利用できることなどの利点があり、実用上有効な手法と思われる。

(平成9年2月25日受付, 同9年5月26日再受付)

原田 義治 (正員) 1944年6月11日生。1967年3月広島工業大学電気工学科卒業。1970年4月同大学電気工学科勤務, 現在に至る。主としてサイリスタ回路と電気・機械系の制御に関する研究に従事。計測自動制御学会会員。

- (1) 瓜倉・長田:「過渡応答を考慮した離散時間システムに対するデッドビート制御」, 計測自動制御学会論文集Vol. 23-4, 353/357, 1987
- (2) 瓜倉:「連続時間過渡応答を考慮に入れたデッドビート制御」, システム制御情報学会論文集Vol. 5-6, 229/234, 1992
- (3) 西村・米沢:「緩和フィルタを用いる有限時間整定制御系の設計」, システム制御情報学会論文誌Vol. 4-10, 399/406, 1991
- (4) 西村・米沢・櫛田:「操作量飽和のある系に対する有限時間整定制御装置の設計」, 計測自動制御学会論文集Vol. 22-11, 1134/1141, 1986
- (5) 村田・相良・和田:「直列・フィードバック補償による有限整定応答制御装置の設計」, 計測自動制御学会論文集Vol. 20-10, 873/879, 1984
- (6) 村田・相良:「状態フィードバックによる最適有限整定制御系の設計」, 電気学会論文誌 C, 109-6, 432/438, 1989
- (7) 村田・中野・松本:「最適有限整定応答制御系の一設計法」, 電気学会論文誌 C, 116-10, 1141/1148, 1989
- (8) 黒沢:「コンティニユアスデッドビートコントロール」, 電気学会論文誌 D, 111-4, 289/295, 1991
- (9) 黒沢:「コンティニユアスデッドビートコントロールの設計」, 計測自動制御学会論文集 Vol. 28-6, 680/689, 1992
- (10) 延山・新・北森:「連続時間における有限整定サーボ系の設計」, 計測自動制御学会論文集 Vol. 28-10, 1201/1208, 1992
- (11) 加藤・舟橋:「デッドビート特性を有する連続時間コントローラ」, 計測自動制御学会論文集Vol. 32-5, 699/705, 1996
- (12) 川路・喜田:「DCモータコンティニユアスデッドビートコントロール」, 第10回SICE九州支部学術講演会」予稿集, 5/8, 1991

松島 優一 (学正員) 1974年8月20日生。1997年3月広島工業大学電子工学科卒業。同年広島工業大学大学院工学研究科博士前期課程電子工学専攻入学, 現在に至る。主として最適有限整定制御に関する研究に従事。

村田 弘志 (正員) 1941年2月2日生。1966年3月広島工業大学電子工学科卒業。1970年4月同大学講師, 助教授を経て, 同教授, 現在に至る。主として, 制御系の同定とプロセス制御に関する研究に従事。工学博士。計測自動制御学会, システム制御情報学会会員。