速度推定法に基づく他励直流機のディジタル速度制御†

大石 潔*・大西 公平*・宮地 邦夫*

Digital Speed Control of DC Motor Based on Speed Estimation Method

Kiyoshi OHISHI*, Kouhei OHNISHI* and Kunio MIYACHI*

Generally, the speed controller of dc motor is requested to have a quick and accurate response for speed reference and a small speed fluctuation due to the imposed load torque. For this purpose, the drive system of dc motor mounts the speed sensor. However, this speed sensor can not be always implemented because of the limit of the space or the environmental conditions.

Therefore, from the practical view point, it is desirable to realize a quick speed control of dc motor without speed sensor. This request can be realized by a new method proposed in this paper, which is based on the discrete observer theory. As the motor control system, in which the armature current is sensed, can be treated as an observable system, both the motor speed and imposed load torque can be estimated by the discrete minimum-order observer. In this paper, it is shown that only armature current is a sufficient information for the speed control. This dc motor drive system based on speed estimation method is realized by the microprocessor. Numerical and experimental results are also shown in this paper.

Key Words: digital control system, DC motor control, deadbeat observer theory, microprocessor control

1. ま え が き

最近の低廉で信頼性の高いマイクロプロセッサの登場は、電動機制御の分野に対して、より高性能な制御系の実現を可能にしている。中でも他励直流機はその制御性能の良さから、現在広く速度制御に普及してい

る。この場合、速度センサとして一般的にタコジェネレータやロータリエンコーダ等が用いられているが、他励直流機の周囲の環境上、場合によっては速度センサが使用できない時や省略したい時等が生じる。例えば、粉塵、振動・雑音等で正確な速度の情報を得られない場合、他励直流機の両軸に負荷を取り付けたので速度センサが配置できない場合、そして、ロボットアーム等のプラントシステムにおいて軽量化を図るために速度センサを取り付けたくない場合ではこのような要望が強い。したがって、速度センサを必要としない速度制御系が構成できれば、このような場合に有用である¹⁾。

本論文は、マイクロプロセッサを用いて速度を測定せずに他励直流機速度制御を行う方法を述べたものである。速度は電機子電流だけを用いてディジタルオブザーバで推定できる。このディジタルオブザーバは同時に外乱である負荷トルクも推定しているため、他励直流機に負荷トルクが印加されても、パラメータの変動がなければその推定値に誤差を生じることはない。このことは、数値的にも実験的にも確かめられる。尚、実験では16ビットマイクロプロセッサ(8086)を用いている。

2. オブザーバを用いた回転角速度の推定

速度センサなしで他励直流機を制御するためには、他励直流機の回転角速度を何らかの方法で推定しなければならない。本論文ではオブザーバを用いて、このことを可能にする。オブザーバは可観測なシステムの状態変数を推定するものである。この場合、測定できる他励直流機の状態変数が電機子電流に限られるので、これと電機子電圧とを用いて回転角速度を推定することになる。しかし、負荷トルクが印加されるとオブザーバの推定値に誤差が生じる。これを避けるために、負荷トルクを状態変数として取り扱い、オブザーバの設計にこの負荷トルクを反映させる^{2), 3)}。以下にその設計法について述べる。

† IECON '84 で発表 (昭59・10)

* 慶応義塾大学理工学部 横浜市港北区日吉 3-14-1

* Faculty of Science and Technology, Keio University, Yokohama
(Received February 18, 1985)
(Revised June 7, 1985)

Fig. 1 Simplified plant model of dc motor

Fig. 1 は他励直流機のモデルである。このモデルに基づき、状態差分方程式と出力方程式を作製すると、(1)式と(2)式ようになる。

$$\begin{bmatrix} \omega_r(k+1) \\ I_a(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \\ a_3 & a_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_r(k) \\ I_a(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} e_a(k) + \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_r(k) \\ I_a(k) \end{bmatrix} \quad (2)$$

ここで、各要素は(3)式で表わされる。

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{R+L\alpha}{LM}e^{\alpha T} - \frac{R+L\beta}{LM}e^{\beta T}, & a_2 &= \frac{Kt}{JM}e^{\alpha T} - \frac{Kt}{JM}e^{\beta T} \\ a_3 &= -\frac{Ke}{LM}e^{\alpha T} + \frac{Ke}{LM}e^{\beta T}, & a_4 &= \frac{D+J\alpha}{JM}e^{\alpha T} - \frac{D+J\beta}{JM}e^{\beta T} \\ b_1 &= \frac{Kt}{LJ\alpha M}(e^{\alpha T}-1) + \frac{Kt}{LJ\beta M}(e^{\beta T}-1) \\ b_2 &= \frac{D+J\alpha}{LJ\alpha M}(e^{\alpha T}-1) + \frac{D+J\beta}{LJ\beta M}(e^{\beta T}-1) \\ d_1 &= \frac{R+L\alpha}{LJ\alpha M}(1-e^{\alpha T}) + \frac{R+L\beta}{LJ\beta M}(1-e^{\beta T}) \\ d_2 &= \frac{Ke}{LJ\alpha M}(e^{\alpha T}-1) + \frac{Ke}{LJ\beta M}(e^{\beta T}-1) \end{aligned} \quad (3)$$

ただし、

$$M = a - \beta \quad (4)$$

I_a : 電機子電流, e_a : 電機子電圧, ω_r : 回転角速度, T_{load} : 負荷トルク, R : 電機子抵抗, L : 電機子インダクタンス, J : 慣性モーメント, D : 粘性抵抗, Kt : トルク定数, Ke : 起電力定数, T : サンプル時間である。

α と β は連続時間系の特性方程式から誘導される特性根であり、それぞれ電気極と機械極とに分類される。

$$\left(s + \frac{D}{J}\right)\left(s + \frac{R}{L}\right) + \frac{KtKe}{JL} = (s - \alpha)(s - \beta) = 0 \quad (5)$$

(1)式の状態方程式において、回転角速度 ω_r は可観測な状態変数であるが、負荷トルク T_{load} は不可検出な未知入力変数と考えられる。従って、負荷トルク T_{load} を状態変数として扱えるように(1)式、(2)式を、オブザーバの設計が可能となるように拡張する。即ち、新しい状態差分方程式を追加して負荷トルク T_{load} を未知入力変数ではなく可観測な状態変数として取り

扱えるようにする⁴⁾。負荷トルク T_{load} はさまざまな時間の関数で表現されるが、オブザーバの構造の簡単化と雑音に対する影響を少なくするため、本論文では、ステップ状の関数として取り扱う⁴⁾。したがって、新しい状態差分方程式は(6)式のように示される¹⁾。

$$T_{load}(k+1) = T_{load}(k) \quad (6)$$

このようにしても、様々な時間の関数で表現される負荷トルク T_{load} はオブザーバにより階段状に推定されることになり、サンプリング時間がある程度短い場合には十分良い推定が行える。この(6)式を(1)式に追加すると、状態差分方程式と出力方程式は(7)式、(8)式のように拡張できる。

$$\begin{bmatrix} T_{load}(k+1) \\ \omega_r(k+1) \\ I_a(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ a_5 & a_1 & a_2 \\ a_6 & a_3 & a_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{load}(k) \\ \omega_r(k) \\ I_a(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} e_a(k) \quad (7)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{load}(k) \\ \omega_r(k) \\ I_a(k) \end{bmatrix} \quad (8)$$

ただし、

$$\begin{aligned} a_5 &= -\frac{R}{LJ\alpha\beta} - \frac{R+L\alpha}{LJ\alpha M}e^{\alpha T} + \frac{R+L\beta}{LJ\beta M}e^{\beta T} \\ a_6 &= \frac{Ke}{LJ\alpha\beta} + \frac{Ke}{LJ\alpha M}e^{\alpha T} - \frac{Ke}{LJ\beta M}e^{\beta T} \end{aligned} \quad (9)$$

(7)式、(8)式より、この拡張されたシステムは完全可観測となることが示され、回転角速度 ω_r と負荷トルク T_{load} を推定する最小次元デジタルオブザーバを設計することができる⁵⁾。この手法により得られた最小次元デジタルオブザーバは(9)式、(10)式のように表わされ、その構造は Fig. 2 のブロック図のようになる。このオブザーバは負荷トルク T_{load} を考慮して設計されているので、他励直流機に負荷トルク T_{load} が印加されても、回転角速度 ω_r に推定誤差を含まないことになる。

$$\begin{bmatrix} \xi_1(k+1) \\ \xi_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 & f_2 \\ f_3 & f_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_1(k) \\ \xi_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} I_a(k) + \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} e_a(k) \quad (9)$$

Fig. 2 Total block diagram of realized observer

$$\begin{bmatrix} \hat{T}_{load}(k) \\ \hat{\omega}_r(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_1(k) \\ \xi_2(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \end{bmatrix} I_a(k) \quad (10)$$

ただし,

$$\begin{aligned} f_1 &= 1 + \lambda_1 a_6, & f_2 &= \lambda_1 a_3, & f_3 &= a_5 + \lambda_2 a_6 \\ f_4 &= a_1 + \lambda_2 a_3, & h_1 &= \lambda_1 b_2, & h_2 &= b_1 + \lambda_2 b_2 \\ q_1 &= \lambda_1 a_4 - \lambda_1 - \lambda_1^2 a_5 - \lambda_1 \lambda_2 a_3 \\ q_2 &= a_2 + \lambda_2 a_4 - \lambda_1 a_5 - \lambda_1 \lambda_2 a_6 - \lambda_2 a_1 - \lambda_2^2 a_3 \end{aligned} \quad (11)$$

(9)式, (10)式において ξ_1 と ξ_2 はデジタルオブザーバの内部状態変数であり, $\hat{T}_{load}$ と $\hat{\omega}_r$ は各々負荷トルクと回転角速度の推定値を表す。このデジタルオブザーバの極配置は定数 λ_1, λ_2 の選択により任意に定めることができる。ここでは, オブザーバの初期値振動を速く収束させるため, 全ての極を原点に持つデッドビートオブザーバを採用する⁵⁾。このデッドビートオブザーバは最小ステップ数で状態推定が完了するが, 回転角速度 ω_r と負荷トルク T_{load} の推定に伴い, 2 ステップの初期値振動を発生する。この初期値振動は状態変数の初期値の誤差により発生し, デジタルオブザーバの中でデッドビートオブザーバの場合が最短である。また, この初期値振動はデジタル速度制御系に対し不必要な外乱となるので, デッドビートオブザーバの最初の2 サンプル時間の回転角速度の推定値 $\hat{\omega}_r$ は, 速度制御系に取り込まないようにしてある。すなわち, 3 ステップ後から推定値 $\hat{\omega}_r$ をデジタル速度制御系にフィードバックする。これは, デジタル速度制御系のサンプリング時間をデッドビートオブザーバのサンプリング時間より3倍以上長く取らなければならないことを示している。

3. デジタル速度制御系

他励直流機に負荷トルク T_{load} が印加されたり, 電機子電圧 e_a が変化したりすると, 他励直流機の全ての状態変数が平衡点から変動する。これを再びすみやかに平衡点までもってきて, 速度設定値に追従させる機能は速度制御系によりなされる。この速度制御系は Fig. 3 に示すような IP 構造を取るものとする。この IP 制御を実現するため, (1)式～(4)式の状態方程式に積分動作 (I 動作) を付加し, 拡張することによ

Fig. 3 Schematic block diagram of speed controller

り次式を得る⁶⁾。本論文の速度制御系は状態フィードバックで, 制御入力である電機子電圧 e_a を決定しており, (12)式中の表現において負荷トルク T_{load} の項を省略している。

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{b}u(k) \quad (12)$$

ここで, 各行列とその要素は以下を表わす。

$$\mathbf{x}(k) = \begin{bmatrix} \omega_r(k) \\ I_a(k) \\ \eta(k) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & 0 \\ a_3 & a_4 & 0 \\ a_7 & a_8 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix}, \quad u(k) = e_a(k) \quad (13)$$

ただし,

$$\begin{aligned} a_7 &= \frac{R}{L\alpha\beta} + \frac{R+L\alpha}{L\alpha M}e^{\alpha T} - \frac{R+L\beta}{L\beta M}e^{\beta T} \\ a_8 &= \frac{K_t}{J\alpha\beta} + \frac{K_t}{J\alpha M}e^{\alpha T} - \frac{K_t}{J\beta M}e^{\beta T} \\ b_3 &= \frac{K_t T}{LJ\alpha\beta} + \frac{K_t}{LJ\alpha^2 M}(e^{\alpha T} - 1) - \frac{K_t}{LJ\beta^2 M}(e^{\beta T} - 1) \end{aligned} \quad (14)$$

(13)式の η は拡張されたシステムの新しい状態変数で, 速度設定値 ω_r^{ref} と実際の回転角速度 ω_r との偏差である。他励直流機速度制御系のような2次系のサーボ系を設計する際, 過渡状態の性能指数として立ち上がり時間とオーバーシュートが一般的に取り上げられる。これらの性能指数は(12)式で表わされる拡張システムの極配置により指定できる。一般に, その極配置は Fig. 4 の Z 平面の斜線の範囲内が望ましいとされている。この範囲は連続時間系の極配置を見る S 平面において, 減衰係数 ζ が $1/\sqrt{2}$ 以上になる範囲に対応する⁷⁾。このような状態フィードバックは以下の方法により求められる⁷⁾。

拡張システムが元来もっている特性多項式を(15)式とし, 今, 望ましい極配置を有する特性多項式を(16)式とする。(15)式, (16)式の特性多項式の係数によってできる行列から, 状態フィードバック定数 K_1, K_2, K_3 を求めると(17)式を得る。したがって, 電機子電圧 e_a は(18)式のように定まる。

$$\det[z\mathbf{I} - \mathbf{A}] = z^3 + \delta_2 z^2 + \delta_1 z + \delta_0 \quad (15)$$

$$\det[z\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{b}\mathbf{K}] = z^3 + \gamma_2 z^2 + \gamma_1 z + \gamma_0 \quad (16)$$

Fig. 4 Pole assignment of the speed controller

$$K = [\delta_2 - \gamma_2, \delta_1 - \gamma_1, \delta_0 - \gamma_0] \begin{bmatrix} 1 & \delta_2 & \delta_1 \\ 0 & 1 & \delta_2 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} [b \quad Ab \quad A^2b]^{-1} \quad (17)$$

$$e_a = Kx(k) = [K_1 \ K_2 \ K_3] \begin{bmatrix} \omega_r(k) \\ I_a(k) \\ \eta(k) \end{bmatrix} \quad (18)$$

(18)式において、拡張システムの新しい状態変数 η の計算は、Fig. 3で示される速度制御系の積分動作によって行う。ここでは双一次変換を用いている。以上のような手法に基づいて構成されたディジタル速度制御系は、Fig. 3のブロック図に基づいてプログラミングをすればよい。

4. 速度推定法に基づくディジタル速度制御系

以上のデッドビートオブザーバとディジタル速度制御系とを結合させると、速度センサがなくても他励直流機のディジタル速度制御系が実現できるはずである。全体の系の概略は Fig. 5 のように示される。Fig. 5 において、 T_1 はデッドビートオブザーバのサンプリング時間で、 T_2 はディジタル速度制御系のサンプリング時間である。(ただし、 $T_2 \geq 3 \times T_1$) 本制御系において、電機子電流 I_a は回転角速度の推定値 $\hat{\omega}_r$ と同じサンプリング周期でフィードバックをしている。これは、一つの z 平面で速度制御系の極を所望の位置に配置するためである。したがって、他励直流機の電機子電流 I_a の応答を改善するためのマイナーループとは本質的に意味が異なる。ただし、このマイナーループを他励直流機に付加して、本制御系を構成することはもちろん可能である。その場合、そのサンプリング周期は T_1 より十分小さくすることが望ましい。また、電機子電圧 e_a は他励直流機の入力変数であるので、もし他励直流機の駆動電源の電圧変動がないか微小ならば、電機子電圧の指令値 e_a^{ref} と同じ値として扱える。したがって、このような電源を使用した場合、デッドビ

ートオブザーバは実際の電機子電圧 e_a の代わりにその指令値 e_a^{ref} を用いても、回転角速度 ω_r を推定することが可能である。このことは、本制御系が実際の電機子電流 I_a の値だけを検出することにより、他励直流機の回転角速度 ω_r を制御することができるということを意味している。ただし、駆動電源の電圧変動が生じて、電機子電圧 e_a がその指令値 e_a^{ref} と同じ値にならない場合は、実際の電機子電圧 e_a を測定して、デッドビートオブザーバの入力としなければならない。このようにすれば、デッドビートオブザーバが回転角速度 ω_r を推定するので、速度制御が可能となる。定常的に、この電圧変動の割合に対する回転角速度の推定値 $\hat{\omega}_r$ の変動割合は電機子抵抗 R による電圧降下が一一般的に小さいので、ほぼ同じになる。したがって、電機子電圧 e_a を測定するかどうかは、電圧変動率と速度制御の許容誤差との間で決定すればよい。

また、本制御系を用いて他励直流機速度制御を行う場合には、Fig. 5の点線に囲まれた部分をアセンブラ言語等でプログラミングすればよい。実現に当たっては、ディジタル演算によって生じる量子化誤差を低減せしめるために、デッドビートオブザーバの演算処理のデータフォーマットの長さを、ディジタル速度制御系の場合より長く取っている。これは、デッドビートオブザーバの内部状態の方がディジタル速度制御系の内部状態よりも、ダイナミックレンジが広い場合が多いからである。

また、本制御系はパラメータ変動に対して偏差を生じる。これは、本制御系が定常的にも過渡的にもロバストではないからである。そのため、速度制御をかなり正確に行うためには、良いパラメータ同定が必要とされ、かつ動作条件が異なる場合のパラメータ変動も考慮すべきである。しかし、パラメータ変動があまり大きく生じない一般的な場合には、定常偏差が十分小さければ実用上十分な性能をもっていることになる。そこで、全伝達関数の定常応答を求める⁸⁾。すると、

(19)式、(20)式のようになる。

$$\lim_{z \rightarrow 1} \frac{z}{z-1} \frac{\omega_r(z)}{\omega_r^{ref}(z)} = \frac{K_r K_a^*}{D(R-R^*) + K_r K_a} \quad (19)$$

$$\lim_{z \rightarrow 1} \frac{z}{z-1} \frac{\omega_r(z)}{T_{load}(z)} = \frac{R-R^*}{D(R-R^*) + K_r K_a} \quad (20)$$

(19)式、(20)式において、 R^* と K_a^* は電機子抵抗 R と起電力定数 K_a のノミナル値である。この定常応答より、Fig. 5の制御系は電機子抵抗 R と起電力定数

Fig. 5 Digital speed control system based on speed estimation method

Table 1 Numerical examples of the armature resistance variation on continuous operation at rated speed

load torque	30%	50%	100%
temparature change	2.3 deg.	6.3 deg.	25 deg.
steady state speed error (Without speed sensor)	0.05%	0.23%	1.8%
steady state speed error (with speed sensor)	0%	0%	0%

K_e の変動の影響を受けることがわかる。起電力定数 K_e の変動を抑えるために、永久磁石型界磁を用いたり、界磁電源を定電流源にする等は効果があると思われる。また、電機子抵抗 R の変動による影響を調べるため、他励直流機に負荷トルク T_{load} を連続的に印加した際の温度上昇による電機子抵抗 R の変動に対する回転角速度 ω_r の定常誤差の数値計算例を **Table 1** に示した。ここで使用した他励直流機は標準的なサーボモータで、その諸定数は **Table 2** に示してある。また、熱抵抗は 0.2 deg/w である。したがって、**Table 1** より **Fig. 5** の速度推定法に基づくディジタル速度制御系を用いて極めて正確な速度制御を行う必要がある場合には、他励直流機の熱モデル等の補償が必要となる⁹⁾。しかし、回転角速度 ω_r の定常偏差がある程度許容されるような一般的な使われ方においては、本制御系は実用上十分な性能をもっていると考えられる。

5. 実験とシミュレーションの結果

本論文で提案する速度推定法に基づくディジタル速度制御系を実現し立証するために、**Fig. 6** の実験システムで実験とシミュレーションを行った。ここで使用した他励直流機の定格とパラメータの公称値は **Table 2** に、速度制御系の極と定数は **Table 3** に示す。この

Table 2 Nameplate data of tested dc motor

rated output	0.75 kw	rated speed	1500 rpm
rated current	7.5 A	L	44.3 mH
R	2.25 Ω	K_T	0.581 N.m./A
K_e	0.581 V. sec./rad	J	3.38×10^{-3} N.m.sec. ² /rad
weight	45 kg	D	2.47×10^{-3} N.m.s/rad

Table 3 The constants and poles of speed controller

$K_1 = -3.365, K_2 = -0.8454, K_3 = -29.03$
poles in Z-plane
0.78, 0.78, 0.70

システムでデッドビートオブザーバのサンプリング時間 T_1 は 2 msec で、ディジタル速度制御系のサンプリング時間 T_2 は 12 msec である。実験には、16 ビットマイクロプロセッサ (8086) を用いた。**Fig. 6** において、デッドビートオブザーバのデータフォーマットは 32 ビット整数型にし、ディジタル速度制御系のデータフォーマットは 16 ビット整数型にして、各々の計算を行っている。また、本制御系の全プログラムに要したトータルメモリは約 1.5 キロバイトである。

実験とシミュレーションは速度センサを必要としない本制御系と速度センサをもつディジタル速度制御系の、各々の応答を比較して行った。速度設定値変更に対する応答は **Fig. 7** のように、負荷トルクの印加に対する応答は **Fig. 8** のように得られた。**Fig. 7** の (b) と **Fig. 8** の (b) は **Fig. 6** の SW がオン状態にあり、速度センサを用いて速度制御を行っている。この時、デッドビートオブザーバは観測だけを行っている。**Fig. 7** の (a) と **Fig. 8** の (a) は **Fig. 6** の SW がオフ状態にあり、デッドビートオブザーバの推定値 ω_r で速度制御を行っている。**Fig. 7**, **Fig. 8** の (a) と (b) を比較すれば、デッドビートオブザーバが回転角速度 ω_r をよく推定しており、本制御系が良好な速度制御を行っていることを示している。

6. まとめ

本論文は、速度センサを用いずに他励直流機の色度制御を行う方法を示した。速度はデッドビートオブザーバにより推定され、その推定値に基づいてディジタル速度制御系により制御される。そし

Fig. 6 Schematic diagram of tested system

Fig. 7 Experimental and numerical results of the response of the motor speed to the change of speed reference

て、それは実用上十分な性能をもっていることが実験とシミュレーションを通じて明らかになった。本制御方式では、他励直流機の電機子電流 I_a だけを測定して速度を制御しており、産業上有用であると思われる。本論文が他励直流機速度制御に対して御参考になれば幸いである。

参考文献

- 1) K. Ohishi, K. Ohnishi and K. Kiyachi: Microprocessor-Used Speed Control of DC Motor without Speed Sensor, Proc. of IECON '84, **1**, 468/473 (1984)
- 2) 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, 電気学会論文誌B104, 6号, 373/379 (1984)
- 3) K. Ohishi, K. Ohnishi, K. Miyachi: Torque-Speed Regulation of DC Motor Based on Load Torque Estimation Method, Proc. of IPEC-Tokyo, **2**, 1209/

Fig. 8 Experimental and numerical results of the response of the motor speed to the multiple step load torque

1218 (1983)

- 4) J.S. Meditch and G.H. Hostetter: Observer for Systems with Unknown and Inaccessible Inputs, International J. of Control, **19**-3, 473/480 (1974)
- 5) H. Kimura: Deadbeat Function Observers for Discrete-Time Linear Systems, SIAMJ. Control and Optimization, **16**-6, 880/894 (1978)
- 6) E.J. Davison and A. Goldenberg: Robust Control of a General Servo Mechanism Problem: the Servo Compensator, Automatica, **11**, 461/471 (1975)
- 7) B.C. Kuo: Digital Control Systems, Holt, Rinehart and Winston, Inc. (1980)
- 8) 大石, 大西, 宮地: デジタルオブザーバを用いた他励直流機のデジタル速度制御, 電気学会回転機研究会資料, RM-84-95 (1984)
- 9) F. Löser and Ph. K. Sattler: Closed-Loop-Estimation of Inverter-Fed Inductionmotor's Temperature Using Microcomputer, Proc. of IECON '84, **12**, 869/874 (1984)