最適制御理論を用いた効率最適化速度制御系構成

—他励直流電動機系への適用—

江 上 正*・山 本 融 真*・土 谷 武 士*

Efficiency Optimized Speed Control System Synthesis
by Optimal Regulator Theory

—Application for Separately-Excited Direct Current Motor System—

Tadashi EGAMI*, Yushin YAMAMOTO* and Takeshi TSUCHIYA*

This paper proposes new method to synthesize a robust speed control system for a separately-excited direct current motor system which attains maximum efficiency on the basis of an improved optimal regulator theory. In this method, the ratio of the armature current and the field current giving the maximum efficiency of the DC motor system is analytically derived, and the error term for the current ratio is included in a quadratic performance index, together with the speed error term and the difference term of the control input variable. Therefore, the error term for the current ratio is strictly zero at the steady state, and the speed of transient response is arbitrary controlled to some extent by selecting the weights of the performance index. Then the control system which realized both the good response and the optimal ratio for the current giving the optimal efficiency with guaranteeing zero steady state error, is obtained in the systematic design procedure.

In experimental results, good speed response is obtained. Also, considerable improvements on the efficiency at the steady state are obtained, compared with usual control method, in which only the armature impressed voltage is controlled while the field impressed voltage is kept constant, especially at the light load condition.

Key Words: efficiency optimizing control, digital control, optimal control, DC motor

† 第 27 回自動制御連合講演会で発表 (昭 59・11)

* 北海道大学工学部 札幌市北区北 13 条西 8 丁目

* Faculty of Engineering, Hokkaido University, Sapporo

(Received June 6, 1984)

(Revised December 28, 1984)

1. ま え が き

従来より他励直流電動機の変速駆動システムは広範囲の速度制御が可能で性能も良いため産業界で広く用いられており、このシステムにマイクロプロセッサを用いた制御装置も種々検討されている^{1),2)}。一方、近年の世界的な石油供給の不安定状況のもとで、とくに産業界における電力消費の 60~70% の割合を占める電動力応用分野においては省エネルギー化、高効率化が重要課題となってきた。

このような状況のもとで他励直流電動機駆動システムを制御対象とした高効率制御をも含んだ速度制御に関しては、従来からその電機子電圧のみならず界磁電圧をも制御入力とすることにより効率を最大に保ちながら速度制御を行えることが提案されており^{3),4)}、マイクロプロセッサを用いた効率最適化速度制御の実現例の報告もなされている⁵⁾。

筆者らは従来からマイクロプロセッサの使用を前提とし、最適制御理論をもとにして制御対象のパラメータ変動にかかわらず定常誤差を零に保つこと、マイクロプロセッサの演算処理時間を入力むだ時間として扱うことなどを主眼として多入力多出力離散時間値状態フィードバック制御系構成法を提案し⁶⁾、またこれに対するフィードフォワード制御の追加についても検討を加えてきた⁷⁾。そしてこの構成法を実際の誘導電動機駆動システムの速度制御系構成に適用し、シミュレーションおよび実験により本構成法の実用上の有効性を確認してきた^{8),9)}。さらに前報告¹⁰⁾においてはこの多入力多出力離散時間値状態フィードバック制御系構成法にいくつかの改良を加え、これを上述した他励直流電動機の効率最適化速度制御系構成に適用して、効

ここで $P_f(N)$ はその内部に鉄損を含んでいるため回転速度 N の関数となり、通常はある動作点 N_a の近辺で線形化したときの定数 $k_f(N_a)$ を用いることになるが、 N が変化する場合にはそれに応じて $k_f(N)$ を切り換えて用いる必要がある。

いま、 $N=N_0$ の定常状態において出力が一定という条件のもとで(2)式の損失 L を最小にするような I_a と I_f の比率はラグランジェの未定乗数法を用いてつぎのように求まる。

$$\frac{I_a}{I_f} = \sqrt{\frac{k_f(N_0)}{k_a}} \equiv \kappa \quad (3)$$

(3)式の最適電流比率は文献10)の最適電圧比率に比べてかなり簡単な形で表わされており実際に扱い易いものとなっている。ここで(3)式の関係を用いて(4)式のような電流比率誤差を考える。

$$e_f = I_a - \kappa I_f \quad (4)$$

すなわち効率最適化速度制御の実現のためには、 $N=N_0$ の所望速度のもとで(4)式の電流比率誤差を零にするような制御を行えばよいことになる。

4. 効率最適化速度制御系構成法概要

いま、(1)式を定格値のまわりで線形化し、これを線形離散時間値系に変換した差分方程式を(5)式のように表わす。ただし、 k は kT (T : サンプル周期) 時刻を表わすものとする。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_1(k+1) \\ y_2(k+1) \\ y_3(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1(k) \\ y_2(k) \\ y_3(k) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \\ b_{31} & b_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1(k-1) \\ v_2(k-1) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} b_{y11} \\ b_{y21} \\ b_{y31} \end{bmatrix} [d(k)] \end{aligned} \quad (5)$$

$$\text{出力: } y_1(k) \quad (6)$$

$$\text{誤差信号: } e(k) = R(k) - y_1(k) \quad (7)$$

ここで、 $y_1 \equiv N$, $y_2 \equiv I_a$, $y_3 \equiv I_f$: 状態変数

$v_1 \equiv v_a$, $v_2 \equiv v_f$: 制御入力変数

R : 目標値信号

$d \equiv T_L$: 外乱信号

なお、上式では実際の制御系でコントローラとして用いられるマイクロプロセッサの演算処理時間が制御対象の動きの速さに比較して無視できない場合を考慮し

て1サンプル周期に等しい入力むだ時間を考慮に入れている¹³⁾。

効率最適化速度制御系構成法の基本は、すでに文献6)に示した最適レギュレータ理論を応用したものであるが、本構成法のために電流比率誤差をエラーシステムの状態変数とし、電流比率誤差項を評価関数の中に取り入れてこれを出力誤差項と同時に考慮するようにするという改良を行った。その要点を以下に示す。

まず、(5)式と(7)式を用いて実用上の観点⁹⁾からつぎのような差分を考えることにする。

$$\begin{aligned} \Delta e(k+1) &= \Delta R(k+1) - a_{11} \Delta R(k) + a_{11} \Delta e(k) \\ &\quad - a_{12} \Delta y_2(k) - a_{13} \Delta y_3(k) - b_{11} \Delta v_1(k-1) \\ &\quad - b_{12} \Delta v_2(k-1) - b_{y11} \Delta d(k) \end{aligned} \quad (8)$$

ただし、 Δ は一階差分を表わし、たとえば、

$$\Delta e(k) \equiv e(k) - e(k-1) \quad (9)$$

である。また、

$$\begin{aligned} \Delta y_2(k+1) &= a_{21} \Delta R(k) - a_{21} \Delta e(k) + a_{22} \Delta y_2(k) \\ &\quad + a_{23} \Delta y_3(k) + b_{21} \Delta v_1(k-1) \\ &\quad + b_{22} \Delta v_2(k-1) + b_{y21} \Delta d(k) \end{aligned} \quad (10)$$

同様に、

$$\begin{aligned} \Delta y_3(k+1) &= a_{31} \Delta R(k) - a_{31} \Delta e(k) + a_{32} \Delta y_2(k) \\ &\quad + a_{33} \Delta y_3(k) + b_{31} \Delta v_1(k-1) \\ &\quad + b_{32} \Delta v_2(k-1) + b_{y31} \Delta d(k) \end{aligned} \quad (11)$$

ここでつぎのような電流比率誤差を考える。

$$\begin{aligned} e_f(k) &= I_a(k) - \kappa I_f(k) \\ &= y_2(k) - \kappa y_3(k) \end{aligned} \quad (12)$$

(12)式の誤差を零にするように制御することにより(3)式の関係が実現でき、効率の最適化が達成できることになる。いま(12)式の差分を考えると、

$$\begin{aligned} \Delta e_f(k+1) &= \Delta y_2(k+1) - \kappa \Delta y_3(k+1) \\ &= (a_{21} - \kappa a_{31}) \Delta R(k) - (a_{21} - \kappa a_{31}) \Delta e(k) \\ &\quad + (a_{22} - \kappa a_{32}) \Delta y_2(k) + (a_{23} - \kappa a_{33}) \Delta y_3(k) \\ &\quad + (b_{21} - \kappa b_{31}) \Delta v_1(k-1) + (b_{22} - \kappa b_{32}) \Delta v_2(k-1) \\ &\quad + (b_{y21} - \kappa b_{y31}) \Delta d(k) \end{aligned} \quad (13)$$

ここで(14)式のように状態変数をえらぶ。

$$\begin{cases} x_1(k) \equiv e(k-1), & x_2(k) \equiv \Delta e(k), & x_3(k) \equiv e_f(k) \\ x_4(k) \equiv \Delta y_2(k), & x_5(k) \equiv \Delta y_3(k) \\ u_1(k) \equiv \Delta v_1(k-1), & u_2(k) \equiv \Delta v_2(k-1), & z_1(k) \equiv \Delta R(k) \\ z_2(k) \equiv \Delta R(k+1), & D(k) \equiv \Delta d(k) \end{cases} \quad (14)$$

(14)式の変数を使って(8)～(13)式などは(15)式のような形にまとめられる。

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ x_3(k+1) \\ x_4(k+1) \\ x_5(k+1) \\ u_1(k) \\ u_2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{11} & 0 & -a_{12} & -a_{13} & -b_{11} & -b_{12} \\ 0 & -(a_{21}-\kappa a_{31}) & 1 & a_{22}-\kappa a_{32} & a_{23}-\kappa a_{33} & b_{21}-\kappa b_{31} & b_{22}-\kappa b_{32} \\ 0 & -a_{21} & 0 & a_{22} & a_{23} & b_{21} & b_{22} \\ 0 & -a_{31} & 0 & a_{32} & a_{33} & b_{31} & b_{32} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \\ x_4(k) \\ x_5(k) \\ u_1(k-1) \\ u_2(k-1) \end{bmatrix} \\
+ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(k) \\ u_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -a_{11} & 1 \\ a_{21}-\kappa a_{31} & 0 \\ a_{21} & 0 \\ a_{31} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1(k) \\ Z_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -b_{y11} \\ b_{y21}-\kappa b_{y31} \\ b_{y21} \\ b_{y31} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [D(k)] \quad (15)$$

または,

$$X(k+1) = \Phi X(k) + Gu(k) + G_Z Z(k) + G_Y D(k) \quad (16)$$

さて実用的な制御系構成を考えるにあたって目標値信号 $R(k)$, 外乱信号 $d(k)$ がステップ信号であると仮定する. このような仮定は実際上多くの場合に有効と考えられる. この仮定を用いると定常状態では $Z_1(k) = 0, Z_2(k) = 0, D(k) = 0$ であるので(16)式は(17)式のように目標値信号, 外乱信号には無関係な式になる. すなわち,

$$X(k+1) = \Phi X(k) + Gu(k) \quad (17)$$

このとき, (14)式より誤差信号は(18)式で表わされる.

$$\begin{bmatrix} e(k) = x_1(k) + x_2(k) \\ e_I(k) = x_3(k) \end{bmatrix} \quad (18)$$

(17)式と(18)式により, 目標値信号, 外乱信号がステップ状に変化すると考えられる範囲では(17)式のエラーシステムを安定となるように制御することができるし, かつ制御対象のパラメータ変動があってもエラーシステムが安定となるように制御されていればやはり定常誤差は零とすることができる. ここではそのような制御入力を求めるために多入力多出力系に対しても容易に適用可能な最適レギュレータ理論を用いることにする^{6)~9)}.

評価関数を次式で定義する.

$$J = \sum_{j=0}^{\infty} [e^2(j+1) + \gamma_1 e_I^2(j+1) + h_1 u_1^2(j) + h_2 u_2^2(j)] \quad (19)$$

(18)式を用いて(19)式は(20)式に変換される.

$$J = \sum_{j=0}^{\infty} [X^T(j+1) Q X(j+1) + u^T(j) H u(j)] \quad (20)$$

ただし,

$$Q = \begin{bmatrix} \overset{2}{1} & \overset{1}{r_I} & \overset{4}{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix}^2, \quad H = \begin{bmatrix} h_1 & 0 \\ 0 & h_2 \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$

(17)式と(20)式で与えられる最適レギュレータ問題を解いて制御入力は(21)式の形で与えられる.

$$\begin{aligned} u(k) = & f_1 x_1(k) + f_2 x_2(k) + f_3 x_3(k) + f_4 x_4(k) \\ & + f_5 x_5(k) + f_6 u_1(k-1) \\ & + f_7 u_2(k-1) \end{aligned} \quad (21)$$

Fig. 2 System structure of efficiency optimized speed control system based on an improved optimal regulator theory

ここで(14)式の関係を代入し、さらに目標値信号、外乱信号がステップ状に変化した時刻およびその前後の時刻における考察によりフィードフォワード動作を考慮すると⁷⁾ 真の制御入力 $v(k)$ は(22)式のように求まる。

$$\begin{aligned} v(k) = & f_1 e(k-1) + f_2 \Delta e(k) + f_3 e_1(k) \\ & + f_4 \Delta y_2(k) + f_5 \Delta y_3(k) \\ & + f_6 \Delta v_1(k-1) + f_7 \Delta v_2(k-1) \\ & + v(k-1) + F_z \Delta R(k) \\ & + F_y \Delta d(k) \end{aligned} \quad (22)$$

(22)式が実時間で計算され制御対象に加えられるべき制御入力 $v(k)$ のアルゴリズムである。この制御入力がどのような制御動作を意味するのかを確かめるために(22)式を $v(k)$ について解いて(23)式を得る。

$$\begin{aligned} v(k) = & (f_2 - f_1) e(k) + f_1 \sum_{i=0}^k e(i) \\ & + f_3 \sum_{i=0}^k e_1(i) + f_4 y_2(k) + f_5 y_3(k) + f_6 v_1(k-1) \\ & + f_7 v_2(k-1) + F_z R(k) + F_y d(k) \end{aligned} \quad (23)$$

すなわち、(23)式の右辺第1, 4, 5項は比例動作第2, 3項が積分動作、第6, 7項が入力むだ時間補償動作、第9, 10項がフィードフォワード動作となることがわかる。したがって(23)式はFig. 2で示されるような構造のものとなる。なおFig. 2において制御対象以外の部分はすべてマイクロプロセッサにおいてソフトウェア的に構成した制御演算アルゴリズムの制御動作を示している。

5. 他励直流電動機可変速駆動システムへの適用

本論文で提案する効率最適化速度制御系構成法を実際の他励直流電動機可変速駆動システムへ適用し、Fig. 3に示す制御系を構成して実験を行った。本実験において用いた他励直流電動機は定格出力1.5 kW (定格時諸元：回転数1,500 rpm, 電機子電圧100 V, 電機子電流18.5 A, 2極)のものであり、負荷は直流発電機負荷を用いた。またコントローラは浮動小数点演算素子の付いた16ビットマイクロプロセッサシステムを使用し、サンプリング周期は10 msecで行った。

5.1 パラメータ、損失係数の測定

本実験で用いた他励直流電動機の各パラメータ値は以下のように測定された。

$$\begin{aligned} J &= 0.652 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}^2 & \tau_a &= 0.019 \text{ s} \\ L_a &= 0.0117 \text{ H} & \tau_f &= 0.113 \text{ s} \end{aligned}$$

Fig. 3 Efficiency optimized speed control system for a separately-excited DC motor system

$$L_f = 11.3 \text{ H}$$

(以下の値はいずれも定格時のもの)

$$\tau_m = 1.57 \text{ s}$$

$$K_f = 0.839 \text{ N} \cdot \text{m} / \text{A}^2$$

$$k_e = 5.27 \text{ V} \cdot \text{s} / \text{A}$$

なおこれらの値はそれぞれ(1)式の各パラメータに対応しているものである。

また本実験で用いた損失係数 k_a と $k_f(N)$ の値は測定によりたとえば以下のように得られた。

$$k_a = 0.68 \text{ W} / \text{A}^2$$

$$k_f = \begin{cases} 154 \text{ W} / \text{A}^2 : 1,500 \text{ rpm} \\ 147 \text{ W} / \text{A}^2 : 1,350 \text{ rpm} \end{cases}$$

したがって効率を最適にする電流比率 κ は(3)式に従って以下のように計算される。

$$\kappa = \begin{cases} 15.05 : 1,500 \text{ rpm} \\ 14.70 : 1,350 \text{ rpm} \end{cases}$$

本実験においては回転速度 N の変化に応じて、上述の κ 値の切り換えを行うことにする。

5.2 実験結果

4章に示した手順により評価関数の重みを $\gamma_1 = 0.01$, $h_1 = 30.0$, $h_2 = 30.0$ と選定すると以下に示すようなフィードバックゲイン $f_1 \sim f_7$, およびフィードフォワードゲイン F_z が求められた。なおゲインを求める際の κ の値は $N = 1,500 \text{ rpm}$ におけるものを用いた。

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} & f_{14} & f_{15} & f_{16} & f_{17} & F_{z1} \\ f_{21} & f_{22} & f_{23} & f_{24} & f_{25} & f_{26} & f_{27} & F_{z2} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 0.163 & 3.68 & 0.00761 & * \\ -0.0728 & 0.283 & 0.0165 & * \\ -0.0428 & 25.6 & -0.0334 & 0.0220 & 3.02 \\ * & 0.0171 & -28.6 & 0.0210 & -0.0253 & 2.43 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Fig. 4 Experimental result of proposed control system for step change in the desired signal ($\gamma_1=0.01$ $h_1=30.0$ $h_2=30.0$)

Fig. 5 Experimental result of proposed control system for generator load resistance change ($\gamma_1=0.01$ $h_1=30.0$ $h_2=30.0$)

Fig. 6 Experimental result for efficiency improvement of proposed system compared with constant field control system at 1500 rpm

本節における実験結果はすべてこれらのゲインを用いて行ったものである。

Fig. 4 は定格負荷時における目標値変化に対する各変数の変化を示したものである。立上がりおよび立

下がり時間が約 0.3 sec と速く良好な速度応答を示していること、定常状態においては電機子電流と界磁電流の比率がほぼ理論値通りの最適値を示しており、したがって最適な効率となっていることなどがわかる。

Fig. 5 は目標値を一定にしておいて直流発電機負荷抵抗をステップ状に変化させた場合の各変数の変化を示したものである。速度応答は良好であるが最適な電流比率になるまでに時間を要していることがわかる。これは速度応答を重視するために γ_1 を小さく選び、またノイズの影響を抑制するために h_1, h_2 を大きく選んだためである。なお評価関数の重みに対する特性評価に関しては次節で詳細に検討することにする。

Fig. 6 は回転速度が 1,500 rpm のときの定常状態における本方法を用いた場合の効率改善の効果を示したものである。通常行われている界磁一定のもとで電機子電圧のみを変化させる制御方法と比較すると本方法

によれば半負荷以下の軽負荷状態において数% から 10% 程度の高い効率改善の効果がみられることがわかる。

5.3 評価関数の重みに対する特性評価

本構成法は最適制御理論をもとにしたものであり、ゲインを決定する場合にはあらかじめ評価関数の重みを選定する必要がある。本構成法による制御系の定常特性はこの重みの値に関係なく良好に保たれることは保証されるため、定常状態においては速度誤差項、電流比率誤差項はともに零となり、重みの値に関係なく所望速度のもとで効率最適となる電流比率が得られる。しかしながら過渡特性はこの重みの値によって決定されるものであり、良好な過渡特性を得るためには重みの選定は非常に重要であると思われる。しかるに現在のところこの重みの理論的な選定方法は確立されておらず、最終的には試行錯誤的手続によるほかないのが現状である。ただし本構成法の構成原理に従って重みの選定に対して一定の指針を与えることは可能で

あると思われる。本節においては評価関数の重みの選定に対する指針を与えるとともに実験によってその特性評価を行うことにする。

まず制御入力信号の差分項の重み h_1, h_2 は一般にこれらを小さく選んだ方が過渡的な入力信号が大きくなり過渡応答は速くなるが、逆にこれらが小さ過ぎるとオーバーシュートの生じるおそれが出てくる。また本構成法は差分型の制御演算アルゴリズムを用いているため基本的にノイズの影響を受け易く、その影響を抑制するという面からは h_1, h_2 はある程度大きく選ぶ必要がある。つぎに電流比率誤差項の重み γ_I は一般にこれを小さく選ぶと電流比率誤差の収束が遅くなり効率最適となるまでの時間が長くなるが、反面向対的に他の重みは大きくなるため速度応答は速くなる傾向がみられる。したがってこれらの重みの選定指針としては、基本的にはノイズの影響を抑制することを第1に考えて h_1, h_2 をある程度大きく選び、また速度応答を重視すべく γ_I を小さめに選んで、最終的には試行錯

誤の手続により重みを調整するのが適当と思われる。5.2 節における重みはこのようにして選んだ一例である。

つぎに上述した重みによる特性を実験によって確かめるために 5.2 節において用いた重み、 $\gamma_I=0.01$, $h_1=30.0$, $h_2=30.0$ の一部を変えた実験結果を示すことにする。

Fig. 7 は $\gamma_I=0.01$, $h_1=30.0$, $h_2=0.01$ と h_2 を 3000 分の 1 に選定したときの目標値変化に対する各変数の変化を示したものである。 h_2 を非常に小さく選定しているため Fig. 4 に比べて v_f の立ち上がりおよび立下がり波形は過渡時において大きくなっているが、反面これらはノイズの影響を大きく受けていることがわかる。Fig. 7 は Fig. 4 と比較することにより制御入力信号の差分項の重みの過渡特性やノイズへ及ぼす影響などがよくわかる結果となっている。なお、 h_1 のみを変化させたときも同様の結果が得られることは確かめられている。

Fig. 7 Experimental result of proposed control system for step change in the desired signal (Compare with Fig. 4) ($\gamma_I=0.01$ $h_1=30.0$ $h_2=0.01$)

Fig. 8 Experimental result of proposed control system for generator load resistance change (Compare with Fig. 5) ($\gamma_I=1.0$ $h_1=30.0$ $h_2=30.0$)

Fig. 8 は $\gamma_I=1.0$, $h_1=30.0$, $h_2=30.0$ と γ_I を 100 倍に選定したときの発電機負荷抵抗変化に対する各変数の変化を示したものである。Fig. 5 に比べて γ_I を大きく選定しているため速度応答は緩慢となっているが反面電流比率誤差の収束は速くなっていることがわかる。Fig. 8 は Fig. 5 と比較することにより電流比率誤差項の重み γ_I の過渡特性へ及ぼす影響がよくわかる結果となっている。

6. あとがき

他励直流電動機の変速駆動システムを制御対象として、効率が最大となるような電機子電流と界磁電流の比率を求め、最適制御理論を用いてこの電流比率誤差項をも評価関数の中にとり入れた新しい効率最適化速度制御系構成法を提案し、実験によってその有効性を確認した。本方法によれば過渡状態においては良好な速度応答が得られ、定

常状態においては最適な効率が得られるような望ましい効率最適化速度制御が系統的な設計手続により実現できることになる。

本方法は、ここでは他励直流電動機駆動システムを制御対象として選んだが、無整流子電動機駆動システムなどへの応用も容易と思われる現在検討を進めている。なお、軽負荷における界磁が弱くなることによる整流への悪影響、鉄心の飽和、電機子反作用の影響などに関しては今後の検討課題としたい。

参 考 文 献

- 1) 土手：制御理論とマイクロプロセッサによる電動機制御，システムと制御，**26**-11，708/715 (1982)
- 2) T. Ohmae, T. Matsuda and T. Suzuki: A Microprocessor-Controlled Fast-Response Speed Regulator with Dual Mode Current Loop for DC Motor Drives, IEEE Trans. on Industry Applications **IA-16**-3, 388/394 (1980)
- 3) 関口：他励直流電動機の世界最適化速度制御について，第1回 SICE 学術講演会論文集，658/667 (1961)
- 4) A. Kusko and D. Galler: Control Means for Minimization of Losses in AC and DC Motor Drives, IEEE Trans. on Industry Applications, **IA-19**-4, 561/570 (1983)
- 5) 大前，丸本，内藤：マイクロプロセッサによる分巻直流電動機の効率最適化速度制御方式，計測自動制御学会論文集，**18**-6，628/634 (1982)
- 6) 土谷：多入力多出力デジタル制御系構成法，電気学会論文誌C，**10**-4，81/88 (1981)
- 7) T. Tsuchiya: Introduction of Feedforward Control for an Improved Optimal Regulator System and Its Application, International J. of Control, **37**-1, 191/204 (1983)
- 8) T. Tsuchiya: Improved Direct Digital Control Algorithm for Microprocessor Implementation. IEEE Trans. on Automatic Control, **AC-27**-2, 295/306 (1982)
- 9) 土谷：電動機速度制御系構成へのデジタル制御系構成法の適用，計測自動制御学会論文集，**19**-10，767/772 (1983)
- 10) 江上，土谷：他励直流電動機の効率最適化速度制御法，計測自動制御学会論文集，**20**-5，466/468 (1984)
- 11) 原島，近藤：パワーエレクトロニクスにおける現代制御理論の応用，システムと制御，**25**-5，263/269 (1981)
- 12) T. Tsuchiya: State Equations of Electrical Drives, IEEE Trans on Industrial Electronics and Control Instrumentation, **IECI**-28-3, 194/200 (1981)
- 13) 土谷：物理的拘束条件を考慮した誘導電動機速度制御系構成，計測自動制御学会論文集，**16**-2，285/287 (1980)