負荷変動をうける電気機械式位置御制系の適応制御†

黒 須 茂

慶応義塾大学工学部 小金井市前原町 4-5-11

(昭和 45 年 8 月 19 日 受付)

Adaptive Control of Electromechanical Position Control System with Load Variation

Shigeru KUROSU

(Faculty of Engineering, Keio University, Koganei)

(Received August 19, 1970)

Many practical position control systems have been developed up to now. When the load varies, however, an ordinary feedback control system does not perform satisfactorily.

In this paper, we consider a position control system subject to inertia load variation. An adaptive control of the system with unknown load variation is studied.

- 1) We determine optimal values of parameters to minimize the performance index with respect to load variation.
- 2) We design a self-adjusting control system which adjusts its own parameters by measuring the inertia load when the inertia load is constant but unknown before measurement.
- 3) We design a control system which takes into account the angular acceleration term in addition to PID control and compensates a variation of inertia load through a positive feedback loop when the unknown inertia load varies with time.

The results obtained by digital simulation suggest that the designed control systems are satisfactory for practical use. The simulation also confirms the requirements to realize an optimal performance.

1. ま え が き

電気機械式制御装置には、系の外乱とみなさなければならない負荷変動によるパラメータ変動がある。そこで、前もって外乱の形で系に作用する負荷をすみやかに認知し自己調整を施しそれによる系の動作への影響を最小化しなければならない。

本論文では、このような負荷変動に対して適応性を備えた制御系のシンセシスに関する研究報告である。

2. 制御系の概要と作動方程式

この系は、小形のサーボ機構によく使われる電機子制御直流モータである。

Fig. 1 のように電機子電源には直流発電機を用い、その励磁電流を調整するワードレオナード方式である。最近では、SCR レオナード装置が大容量化し普及し

PT: potentiometer, AS: magnetic amplifier; self-saturating type, AC 200 V 50 c/s, output 300 mA, AD: amplidyne; SLY-12 SCK, 4 p 1 kW 1440 rpm 220 V, SVM: DC servo-motor; MDJ, separately excited type, 800 W 1500 rpm, TG: tachometer generator; self excited types, 60 V (at 1000 rpm), RD: cyclo reducer; 1/29 (gear ratio)

Fig. 1 Circuit diagram of the position control system

† 第9回計測自動制御学会学術講演会(昭45・8), 第14期
日本自動制御協会学術講演会(昭45・5)で発表

てきており、本方式である磁気増幅器-アンプリダイン励磁方式は旧式の感があるが、直流モータを駆動するワードレオナード方式の負荷特性に特に着目し、モデルとして本方式を選んだのである。

2.1 記号

この論文の中で使用されているおもな記号は、次のとおりである。

v_c, v_F : AS の基準入力, フィードバック入力電圧 [V], K_c, K_F : AS の基準入力, フィードバック入力の電流増幅率 (90, 24), R_c, R_F : AS の基準入力回路, フィードバック回路の抵抗 (600, 28.6×10^3) [Ω], N_G, N_c, N_F : AS の出力巻線, 基準入力巻線, フィードバック巻線の巻数 (1000, 1000, 300) [turns], W_c, W_F : AS の特性定数 (1.0×10^{-2} , 0.3×10^{-2}) [s], $W_c = (1/2f)(N_c/N_G)$, $W_F = (1/2f)(N_F/N_G)$, $f = 50$ [Hz], e_f : AS の出力電圧, AD 制御回路の駆動電圧 [V], e_q, e_d : AD の横軸, 縦軸回路の駆動電圧 [V], i_f, i_q, i_d : AD の制御, 横軸, 縦軸回路電流 [A] ($|i_f| \leq 0.21$ [A]), N_{qq} : AD 横軸電流自体から横軸回路に誘起された起電力定数 ($R_q + N_{qq} = 7.2$) [Ω], N_{dq} : AD 横軸回路の起電力定数 (0.933) [V/A], N_{dd} : AD 縦軸電流自体から縦軸回路に誘起された起電力定数 ($R_d + N_{dd} = 2.25$) [Ω], N_{qd} : AD 横軸回路による縦軸回路の起電力定数 (6.9×10) [V/A], N_{fq} : AD 制御界磁電流による横軸回路の起電力定数 (148.2) [V/A], L_q, L_d : AD 横軸, 縦軸回路のインダクタンス (0.1265, 0.0737) [H], L_m, R_m : SVM 電機子回路のインダクタンス, 抵抗 (0.0103) [H] (5.47) [Ω], v_0 : SVM の電機子電圧 [V], J : SVM と TG の電機子と負荷装置の慣性モーメントの和 ($0.240 + 0.64 \times 10^{-2} J_L$) [$\text{kg} \cdot \text{cm} / \text{rps}^2$], J_L : 負荷装置の慣性モーメント [$\text{kg} \cdot \text{cm}^2$], F : SVM と TG の電機子と負荷装置の摩擦抵抗係数 (0.2) [$\text{kg} \cdot \text{cm} / \text{rps}$], θ_m : SVM の回転角 [回転], θ_c : 回転指示板の回転角 [回転], θ_r : 目標値 [回転], T : SVM で発生する電磁トルク [$\text{kg} \cdot \text{cm}$], K_m : SVM の起電力定数 (4.95) [V/rps], A : トルクと起電力との単位変換係数 (1.63) [$\text{kg} \cdot \text{cm} \cdot \text{rps} / \text{watt}$], K_0 : PT のゲイン定数 (3.6) [V/回転], K_{TG} : TG のゲイン定数 (3.43) [V/rps], K_θ : RD の減速比 (1/29), s : ラプラス変換のパラメータ, t : 時間 [s].

本文中における変数の大文字 (E_f, V_0 など) はラプラス変換, $\dot{\cdot}$ は時間微分を示している。

2.2 要素の動作方程式¹⁾

この系の動作方程式を算出するさいに、厳密にはすべての要素は非線形性を有しているわけであるが、動

作条件の限られた範囲では無視し得る²⁾。ここでは操作部の飽和特性のみ考慮する。

磁気増幅器は自己帰還形でリアクトルに施される巻線には、電力を供給する出力巻線, 入力の制御磁化力を与えるための制御巻線, 帰還を行なうためのフィードバック巻線がある。出力はプッシュプル形式でアンプリダインの界磁回路にはいる。

磁気増幅器の出力電圧に対しては、

$$T_1 \frac{de_f}{dt} + e_f = \frac{R_f K_c}{R_c} v_c - \frac{R_f K_F}{R_F} v_F \quad (1)$$

そのさい、

$$T_1 = R_f \left(\frac{W_c K_c}{R_d} + \frac{W_F K_F}{R_F} \right)$$

アンプリダインは基本的には、Fig. 2 に示すように制御回路、横軸回路および縦軸回路より構成され、制御回路への入力電圧によって生じる横軸回路電流の電機子反作用を利用して増幅作用を行なわせる。

Fig. 2 Schematic diagram of AD & SVM

制御回路に関しては、

$$e_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \quad (2)$$

横軸回路に関しては、

$$e_q = N_{fq} i_f = (R_q + N_{qq}) i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + N_{dq} i_d \quad (3)$$

縦軸回路に関しては、

$$e_d = N_{qd} i_q = (R_d + N_{dd}) i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + v_0 \quad (4)$$

直流サーボモータでは、電機子電圧に対して、

$$v_0 = R_m i_d + L_m \frac{di_d}{dt} + K_m \frac{d\theta_m}{dt} \quad (5)$$

モータ内で発生する電磁トルクは、

$$T = A K_m i_d \quad (6)$$

また一方では、

$$T = J \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} + F \frac{d\theta_m}{dt} \quad (7)$$

速度発電機に対しては開回路電圧、

$$v_F = K_{TG} \frac{d\theta_m}{dt} \quad (8)$$

で与えられ、磁気増幅器にフィードバックされる。

回転指示板は減速装置を通して結合され、

$$\theta_c = K_g \cdot \theta_m \quad (9)$$

ポテンシオメータに関して,

$$v_c = K_0(\theta_r - \theta_c) \quad (10)$$

以上をまとめて,

$e_f = z_1, i_f = z_2, i_q = z_3, i_d = z_4, \dot{\theta}_m = z_5, \theta_c = z_6$,
として(1)~(10)式を整理すると, この系の数学モデルは次の6次の連立微分方程式で与えられる.

$$\left. \begin{aligned} \dot{z}_1 &= a_1 z_1 + a_2 v_c + a_3 v_F \\ \dot{z}_2 &= b_1 z_2 + b_2 z_1 \quad |z_2| \leq 0.21 \\ \dot{z}_3 &= c_1 z_3 + c_2 z_2 + c_3 z_4 \\ \dot{z}_4 &= d_1 z_4 + d_2 z_3 + d_3 z_5 \\ \dot{z}_5 &= e_1 z_5 + e_2 z_4 \\ \dot{z}_6 &= K_g z_5 \\ v_F &= K_{TG} z_5, \quad v_c = K_0(\theta_r - z_6) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

そのさい, $a_1 = -1/T_1, a_2 = R_f K_c / T_1 R_c, a_3 = R_f K_F / T_1 R_F, b_1 = -R_f / L_f, b_2 = 1/L_f, c_1 = -(R_q + N_{qq})/L_q, c_2 = N_{fq}/L_q, c_3 = -N_{dq}/L_q, d_1 = -(R_d + N_{dd} + R_m)/(L_d + L_m), d_2 = N_{dq}/(L_d + L_m), d_3 = -K_m/(L_d + L_m), e_1 = -F/J, e_2 = AK_m/J$.

また, (1)~(10)式をラプラス変換すると Fig. 3 に示すブロック線図で表わすことができる. ステップ入力に対する過渡応答をデジタル計算機を使って求め実測した過渡応答と比較する.

$k_0 = 3.6, k_1 = 17.1, k_2 = 0.02065, k_g = 1/29,$
 $T_1 = 0.171, T_2 = 0.00105, k_3 = 2.32, a = 9.42 \times 10^{-6}$
 $+ 2.51 \times 10^{-7} J_L, b = 1.47 \times 10^{-3} + 3.88 \times 10^{-5} J_L,$
 $c = 0.110 + 2.46 \times 10^{-3} J_L$

Fig. 3 Block diagram of the position control system

まず, 手始めに目標値 60° ($\theta_r = 1/b$) に対し慣性負荷の一定の場合を Fig. 4 に示してある.

Fig. 4 Response of the ordinary feedback system to step change of command position

この結果, T_L の増大とともに制御成績が悪くなり実測した過渡応答から(11)式がこの系の数学的モデルとして妥当であることが解かる.

次に, 慣性負荷が時間とともに変動する場合の結果を Fig. 5 に示してある. 質量が時間的に変化する例は制御系の問題においてまれでなく, たとえば鋼板のような製品を巻き取ったり巻き戻したりしている巻胴の質量は連続的に変化する. SVM を駆動するのに必要なトルクは次のようになる.

$$T = \frac{d}{dt} \left(J \frac{d\theta_m}{dt} \right) + F \frac{d\theta_m}{dt} = J \frac{d^2\theta_m}{dt^2} + \left(F + \frac{dJ}{dt} \right) \frac{d\theta_m}{dt} \quad (12)$$

Fig. 5 Response of the ordinary feedback control system to step change of command position

3. パラメータの最適調整

制御量だけを注視的とする制御論では, 制御パラメータ (ゲイン, 積分時間など) または補償回路の定数を応答の恰好がよくなるように選定する. しかし, 単にゲインを上げるという表現を用いているが, 実際問題として新しい増幅器でも用意しない限り位相をかえないでゲインを上げることは不可能である. というのは, 系の構成要素のパラメータを変化させた場合互いに相互干渉して位相も変わってしまう. そこであらためて周波数応答を求めることとなる. これは非常に根拠と時間を要する³⁾. これでたよりないとすると, 実際上意味があっても計算可能な評価関数についてこれを最小にするようなパラメータの集合を決定する方法をとることとなる.

3.1 パラメータ最適化問題の定式化

この系におけるパラメータの内, いくつかのものは調整可能であり, 制御方式をそのままにしてこれらのパラメータの選定いかんによって制御成績を上げることが期待できる.

評価関数 f として 2 乗偏差積分 (ISE) をとり指定する拘束条件のもとに f を極値にするパラメータの集合を決定する問題を定式化すると次のようになる.

目標値 60° ($\theta_r = 1/6$) として状態方程式(11)式と,

$$\begin{aligned}
 \text{拘束条件} \quad & 200 \leq R_c \leq 2850 \quad [\Omega] \\
 & 10 \times 10^3 \leq R_F \leq 40 \times 10^3 \quad [\Omega] \\
 & 15 \leq R_f \leq 115 \quad [\Omega] \\
 & 4.56 \leq K_m \leq 11.3 \quad [\text{V/rps}] \\
 & 3.13 \leq K_0 \leq 7.55 \quad [\text{V/回転}]
 \end{aligned}$$

のもとに、評価関数

$$f = \int_0^T e^2 dt, \text{ ただし, } e = \theta_r - z_6, \quad T = 5 \text{ s}$$

を最小にするような最適パラメータ (R_c° , R_F° , R_f° , K_m° , K_0°) を見出すこと。

系が複雑で操作部の飽和特性など非線形性を考慮に入れた評価関数の算出には、定常状態とみなし得るまでの積分値をとれば f についての近似値を得ることができる。Fig. 4 から $T=5 \text{ s}$ を決定した。

3.2 最適化問題の解法

評価関数の一階の導関数のみを利用して 2 次収束性を有する手法には Fletcher-Powell, Fletcher-Reeves の方法がある^{4), 5)}。後者は前者と比較して計算量および記憶容量も少ないので現在連続プロセスなどに使用されている⁶⁾。ここでは本方法を採用する。

上記の手法は調整する変数間に制約がない場合であり、拘束条件のついた最適化問題には種々の手法が開発されている⁷⁾。しかし、ここで取扱う最適化問題の拘束条件は調整パラメータの範囲を示す単純な制約式と考えることができる。そこで、拘束条件なしの手法を微小移動が制約を侵害せず評価関数を改良するような方向に修正する。すなわち、探索ベクトル $\mathbf{x}$ の成分 x_i が境界 x_i^* に達したとき、 x_i は x_i^* に固定し他の成分についてのみ修正を行なう。しかし、最小化すべき評価関数の形状によっては領域内でいくつかの局所的な最小値をもつことが考えられるので Fig. 7 に示すようにいくつかの初期点について探索する必要がある。

3.3 計算結果

探索すべきベクトルの成分 $x_1, x_2, \dots, x_n$ は、単位変化によって評価関数が 1% 変化し得るように正規化した。すなわち、 $x_1 = R_c/40$, $x_2 = R_F/29.3 \times 10^3$, $x_3 = R_f/4.4$, $x_4 = K_m/0.854$, $x_5 = K_0/0.14$ 。

まず、種々の J_L に対して任意の初期点から出発しその収束状況を繰返し計算回数に対して示すと Fig. 6 のようになる。

その結果、 $J_L = 500 \text{ kg} \cdot \text{cm}^2$ までは制御成績を向上させることができたのであるが、 $J_L = 1000 \text{ kg} \cdot \text{cm}^2$ 以上になるとこの制御方式からでは制御成績の向上は望めないで 4 章で述べる制御方式が必要となる。

また、 $J_L = 0 \text{ kg} \cdot \text{cm}^2$ の場合に計算回数が多いのは

Fig. 6 Decrease in the performance index

パラメータに存在領域を課したからであり、 f が比較的滑らかななべ底であれば Fig. 7 に示すように x_1

Fig. 7 Optimum gradient trajectory

が境界に達したら $x_1 = x_1^*$ に固定してその成分を探索ベクトル $\mathbf{x}$ の成分から削除して 1 次元縮退したベクトルについて探索を繰返す方法が計算時間を短くする。

次に、得られたパラメータの最適値を用いた場合の過渡応答を示すと Fig. 8 のようになる。

Fig. 8 Step response of the optimum parameter system

以上の計算は TOSBAC 3400 で計算した結果であるが、 J_L がそうひんぱんに変わらないときには DDC で実現できる。

4. パラメータ自己調整による適応制御系の構成

この系において外乱（負荷慣性）がはいると(6)式のように系の運動を記述する微分方程式の係数が変化する。そこで、未知であるが一定の慣性負荷を駆動するさいに、制御対象の特性変化を検出して系のパラメータを自己調整する適応制御系を考える。

4.1 パラメータ調整のためのアルゴリズム

(2)～(6)式をラプラス変換し、AD の出力電圧を導くと、

$$V_0 = HE_f - Z_0 I_d \quad (13)$$

ここで、

$$H = \frac{N_{fq} N_{qd} / R_f (R_q + N_{qq})}{(T_f s + 1)(T_q s + 1)}$$

$$Z_0 = R_d + N_{dd} + L_d s + \frac{N_{dq} N_{qd} / (R_q + N_{qq})}{T_q s + 1},$$

$$T_f = L_f / R_f, \quad T_q = L_q / (R_q + N_{qq})$$

SVM は開回路電圧 E_0 と出力インピーダンス Z_0 をもつ発電機に接続されていると考えて伝達関数を求めると、

$$\frac{\Theta_m(s)}{E_0(s)} = \frac{\frac{AK_m}{F}}{s \left\{ \left(1 + \frac{J}{F} s \right) (Z_0 R_m + L_m s) + \frac{AK_m^2}{F} \right\}} \quad (14)$$

となる。ここで $E_0 = HE_f$ である。

(14)式において制動係数 F を慣性負荷に比例して可変すれば SVM の時定数は一定となる。しかし、制動係数のみ可変にしても分母の末項（2次系の復元力の項）が減少し、これを補償するために K_m を可変にする必要がある。

以上のことを達成したとき系の特性方程式を不変にすることができるが、パラメータ調整により各項で消費されるトルクを補償するために供給電圧を増加する。そのために PT のゲインを可変にする。

以上の数式上の演算機構のアルゴリズムをまとめると Table 1 のようになる。

パラメータ自己調整機構で K_m, K_0 は界磁電流およ

Table 1 Algorithm of adjusting parameters

with no-load	with load
J_0	J_L
F_0	$F_L = (J_L / J_0) F_0$
K_{m0}	$K_{mL} = K_{m0} \sqrt{J_L / J_0}$
K_{00}	$K_{0L} = K_{00} \sqrt{J_L / J_0}$

(0: no load, L: load)

び電源電圧の変化によって可変にし得るが、制動係数 F は“アラゴの円板”の逆の原理を利用した渦電流による電氣的制動によって実現し得る。

4.2 負荷の認知と系の構成

理論的解析により伝達関数の形はすでにわかっているが、その一部（負荷慣性を含む項）が未知であるので同定問題としては特殊な場合である。

AS, AD の時間遅れを無視するとこの系は2次系で表現し得る。

閉ループ伝達関数、

$$\frac{\Theta_c}{\Theta_r} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (15)$$

ここで、

$$\omega_n = \left(\frac{AK_m K_1 K_0 K_g}{J R_a} \right)^{1/2},$$

$$\zeta = \frac{FR_a + AK_m^2 + AK_m K_1 K_2}{2(J R_a AK_m K_1 K_0 K_g)^{1/2}}$$

$$R_a = R_d + N_{dd} + R_m + N_{dq} N_{qd} / (R_q + N_{qq})$$

$$K_1 = K_c N_{fq} N_{qd} / R_c (R_q + N_{qq})$$

$$K_2 = K_F R_c K_{TG} / (K_c R_F)$$

(15)式から振動根を含む2次系のステップ応答は、

$$\frac{\theta_c}{\theta_r} = 1 + \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin \left[\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t - \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{-\zeta} \right] \quad (16)$$

$t=0$ の近傍でテーラ級数で展開し、 t の2次以上の項を省略すると、

$$\frac{\theta_c}{\theta_r} = \zeta\omega_n t = \frac{K}{J_L} t \quad (17)$$

ここで、

$$K = \frac{FR_a + AK_m^2 + AK_m K_1 K_2}{2R_a} \quad (\text{定数})$$

次に実際の系の応答を0.6秒までプロットしたものが Fig. 9 である。

Fig. 9 から $t=0.4$ s における応答と J_L の関係式は近似的に次のように書ける。

$$\theta_c = 18 / (J_L)^{0.92} \quad (18)$$

これを書き換えると、

$$J_L = (18 / \theta_c)^{1.087} \quad (19)$$

である。ただし、 θ_c : 応答 [°], J_L : 負荷 [kg·cm/rps²]。

したがってこの系の応答 θ_c を指定時刻 $t=0.4$ s における PT の偏差電圧から検出することによって J_L を認知することができる。

以上まとめて未知の負荷慣性に加わったときでも、無負荷時に近似した応答を示すようにパラメータを調整する系をブロック線図で示すと Fig. 10 のようになる。

Fig. 9 Relation of load vs output

Fig. 10 Block diagram of the self-adjusting system

種々の負荷慣性に対する応答をデジタル計算機を使って求めると Fig. 11 のようになる。

Fig. 11 Step response

5. 角加速度を考慮した適応制御系の構成

次に、未知の慣性負荷が時間の関数として変動するときに時々刻々時間の関数として負荷を認知し、負荷に応じたアクションを考慮する問題にはいる。

角加速度の検出が可能である場合には、系の数学的モデルがわかっているので逆算により慣性負荷を認知でき、更にその情報をもとに慣性負荷の変動を打ち消すように操作量を加えることができればよい。

5.1 正フィードバックによる補償量の算出

(5), (11)式から次の式が導かれる。

$$J \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} + \left(F_0 + \frac{dJ}{dt} \right) \frac{d\theta_m}{dt} = AK_m i_d \quad (20)$$

ここで、 $J(t) = J_0 + \alpha J_L$ (J_0 : 無負荷時の慣性)

(20)式の右辺(入力側)である SVM の駆動トルクとして AD 縦軸電流 i_d に次式で示される補正量 T_c を加える。

$$T' = T + T_c = AK_m i_d + \alpha J_L \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} + \frac{dJ_L}{dt} \frac{d\theta_m}{dt} \quad (21)$$

(21)式を(20)式に代入すると次式を得る。

$$J_0 \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} + F_0 \frac{d\theta_m}{dt} = AK_m i_d \quad (22)$$

この式は無負荷時における動作方程式であり、(21)式における $\ddot{\theta}_m$, $\dot{\theta}_m$, J_L なる計測値に基づいて系の応答を改善することができる。

5.2 角加速度の検出方法

直線運動における加速度計の原理⁹⁾を回転運動に適用すれば、Fig. 12 に示すような角加速度計を構成す

Fig. 12 Angular accelerometer

ることができる。ここで、 f : 回転部の粘性係数、 K : 軸のねじれ剛性、さらに y, x : 時刻 t における駆動軸および慣性軸の回転角、回転角の差を $l(=y-x)$ とすると、慣性 J の運動方程式は、

$$J \ddot{y} = J \ddot{l} + Kl + f \dot{l} \quad (23)$$

となる。これは 2 次系の共振回路である。

ここでの角加速度計は、定常状態に初めて有効な情報を与えるものであるから、過渡現象がすみやかに消滅するものであって欲しい。したがって $\omega_n = (K/J)^{1/2}$, $\zeta = f/2(KJ)^{1/2}$ の選定が重要となる。

2 次系のサーボ機構のシンセシスでは経験値として $\zeta = 0.6 \sim 0.8$ が採用され、また $\omega_n t = 10$ に到達するとはほとんど定常状態に達しているとみなし得る。

角加速度計のもつ過渡現象が 0.1 s 以内に消滅することを目安として $\omega_n \geq 100$ が得られる。

5.3 負荷の認知と系の構成

負荷慣性を角加速度 $\ddot{\theta}_m$ 、角速度 $\dot{\theta}_m$ の測定からどのようにして認知するかを考える。

Fig. 5 に示したように、 J_L がステップ状に変動するときは F は不変であるから、次のように負荷は代数

御系の適応制御方式として種々検討したわけである。それらをデジタル計算機によるシミュレーションより従来のフィードバック方式より制御成績が改善されることを検証した。

得られた結果は原理的にほぼ満足すべきものであるが、実際への応用には角加速度および演算機構に対する測定誤差およびノイズの影響などの考慮が必要となろう。

終わりに当たって本研究の方向づけに関し終始ご指導をいただいた富沢 豁教授ならびに志水清孝講師に深く感謝の意を表します。

参 考 文 献

- 1) J.E. Gibson & F.B. Tuteur : Control System Components ; McGraw-Hill (1958)
- 2) 仁田工吉・沖津 泰 : 非線形性を考慮した直流電動機

- の動特性, 制御工学, 9-2, 28/38 (1965)
- 3) 慶応大学院 44 年度修士論文 : 負荷変動をうける電気式制御系の適応制御
- 4) R. Fletcher & M. J. D. Powell : Rapidly Convergent Descent Method for Minimization, The Computer Journal, 6-2, 163/168 (1964)
- 5) R. Fletcher & C. M. Reeves : Function Minimization by Conjugate Gradients, The Computer Journal, 7-2, 149/154 (1964)
- 6) 高松武一郎・佐山隼敏・大井 紘 : 2 次収束グラジエント法による抽出プロセスの最適設計, 制御工学, 13-5, 313/321 (1969)
- 7) 志水清孝 : システムの制約条件付最適化手法, 計測と制御, 9-7, 519/530 (1970)
- 8) L. S. Lasdon & A. D. Waren : Mathematical Programming for Optimal Design, Electro-Technology, 55/70 (1967)
- 9) D. P. Eckman : Industrial Instrumentation, John Wiley & Sons, 210/214 (1958)

論 文 集 論 文 に 対 す る 討 論 の 募 集

- ◇ 会員相互の知識の交換のため, 論文集には寄書欄を設けてあります。
- ◇ 新しい着想や学術上の所見はもとより, 実験結果または論文集の論文に対する質問・討論・意見などなるべく短くまとめて (0.5~2 ページ以内) 御投稿ください。
- ◇ 9 月 25 日までの投稿は次号に掲載されるよう努力します。