621-503.5

オンオフ適応制御系の最適化基準*

三 卷 達 夫**

A Frequency of Zero Crossings as a Performance Index
for On-Off Adaptive Control Systems

by Tatsuo MITSUMAKI

In adaptive control systems, the parameters of the controller are adjusted to obtain an optimum response using some performance index and the root mean square error value criterion is widely used as the most general and powerful performance index.

This paper shows a new performance index for on-off control systems which pays an attention to the frequency of zero crossings that the number of the error signals crosses the zero value in unit time. If the parameter is adjusted to maximize the frequency of zero crossings in adaptive control systems, the equivalent result is obtained as the one obtained by the root mean square error criterion and some result by analog computer is also presented.

1. 緒 言

最近適応制御といわれる制御装置が制後系内のパラメータ、たとえば調節計の制御動作などを自分で調整し最適な状態で制御する制御方式がある。この場合、制御装置自体が最適化を行なうのであるが、最適であるという基準を何にとるかが問題である。一般に制御系に不規則な信号や外乱がはいった場合、制御偏差を常に 0 に保つことが好ましいが、事実上不可能であるので、この二乗平均値を最小にするように設計されることも多い。このような基準を用いて最適化制御を行なうとすれば、偏差の二乗値を作るための乗算器が必要となり、また時間平均をとるため、一般に時定数の大きい回路などが必要となる。

筆者はオンオフ制御系において、偏差とその微分値により操作量を切換え、この切換直線のこう配を最適に調整する場合、二乗偏差最小の条件は制御系の偏差信号の 0 点をよぎるひん度を最高にもって行くこととほぼ等価であることを見出した。このような基準を用いれば、偏差の信号を増幅してカウンタもしくは周波数メータのような回路に入れ、このひん度を最高になるように微分補償の大きさを調整すれば適応制御を実現できる。オンオフ制御自体割合簡単な制御方式であるので、これに簡単な最適化制御回路を付して性能をあげることは意味があるものと考えられる。

2. 理論式の誘導

いま制御系に定常不規則な信号がはいった場合、第 1 図の偏差 e の二乗平均値を最小になるように制御装置を調整するのが好ましく、一般に統計的手法として研究されている⁽¹⁾。また適応制御でも、このような基準をもとにして最適化制御を行なうものも多い⁽²⁾。この場合には偏差の二乗平均値 $\text{ave} \langle e^2(t) \rangle$ を求めるため、第 1 図のように e^2 を作る乗算器もしくは二乗特性をもつ折線関数発生器のようなものを必要とする。このような最適化を図るための基準としては全く別のものでも、これと近い最適点が得られれば良いわけであり、アナログ計算機などで計算中、偏差の 0 点をよぎるひん度が目安になるのではないかと感じられ

第 1 図 適応制御系

第 2 図 偏差の 0 点をよぎるひん度

* 昭和 36 年 11 月 12 日 第 39 期全国大会講演会において講演，原稿受付 昭和 37 年 9 月 20 日。

** 正員，日立製作所中央研究所（東京都北多摩郡国分寺町恋ヶ窪 280）。

たので検討を行なった。第2図のような制御系の偏差 e に着目する時、 e の値をできるだけ0に保つには、0の値をよぎるひん度が多いほうが二乗平均値の小さな値が得られるということは推定できないこともない。

2.1 線形制御系の二乗偏差の計算 いま第3図のような線形制御系を考える。各変数をラプラス変換した量で扱うと

$$E(s) = \frac{R(s)}{1+G_1(s) \cdot G_2(s)} \quad \dots\dots\dots(1)$$

となる。いま目標値が定常不規則な信号と考え、そのスペクトル密度を $S_r(\omega)$ とすれば、偏差 e のスペクトル密度 $S_e(\omega)$ は

$$S_e(\omega) = \left| \frac{1}{1+G_1(j\omega) \cdot G_2(j\omega)} \right|^2 S_r(\omega) \quad \dots\dots\dots(2)$$

したがって偏差 e の二乗平均値 $\psi_e = \overline{e^2(t)}$ はスペクトル密度 $S_e(\omega)$ を $\omega = -\infty \sim \infty$ まで積分したものであり

$$\psi_e = \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{1}{1+G_1(j\omega) \cdot G_2(j\omega)} \right|^2 S_r(\omega) d\omega \quad \dots\dots\dots(3)$$

により計算することができる。いま制御装置が比例制御の場合には、 $G_1=K$ として

$$\psi_e = \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{1}{1+KG_2(j\omega)} \right|^2 S_r(\omega) d\omega \quad \dots\dots\dots(4)$$

より ψ_e を最小にする最適なゲイン K を設計することもできる。

2.2 非線形制御系の二乗偏差の計算法 非線形制御系の場合の計算は前節のごとく簡単ではない。これに関しては盛んに研究されているが、わが国でも榎木、砂原、菅井らの一連の研究がある⁽³⁾。非線形要素の等価伝達関数(記述関数)が入力振幅の関数となったように、非線形要素の統計的性質はこの要素への入力二乗平均値の関数となるので、取扱いが困難となる。

第4図に示すような非線形制御系で、非線形要素をオンオフ特性と考える。この場合、オンオフ要素は入力の現在値のみにより出力(±Mの二つの値)が定まるので、位相おくれはなく、統計的な性質は等価ゲイン K_n で表わされるが、オンオフ要素への入力 $x(t)$ の二乗平均値 ψ_x の関数として

第3図 線形制御系

$$K_n = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{M}{\sqrt{\psi_x}} \quad \dots\dots\dots(5)$$

で表わされる。このような等価ゲインを用いれば、すべて線形系であると考えることができるので

$$\psi_e = \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{1}{1+K_n G_1(j\omega) \cdot G_2(j\omega)} \right|^2 S_r(\omega) d\omega \quad \dots\dots\dots(6)$$

より制御系の偏差の二乗平均値が求められる。しかしこの場合、注意しなければならないことは、オンオフ要素が閉回路の中にはいっているので

$$\psi_x = \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{G_1(j\omega)}{1+K_n G_1(j\omega) \cdot G_2(j\omega)} \right|^2 S_r(\omega) d\omega \quad \dots\dots\dots(7)$$

を計算し、この値を(5)式に代入し、

$$K_n = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \times \frac{M}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{G_1(j\omega)}{1+K_n G_1(j\omega) \cdot G_2(j\omega)} \right|^2 S_r(\omega) d\omega}} \quad \dots\dots\dots(8)$$

を満足する K_n を求め、これをもとにして ψ_e を計算しなくてはならない。この(8)式を満足させることが必要となるので、非線形制御系の統計的設計法が非常に複雑なものになってくる。なお、これまでの根底には非線形要素の出力の波形の分布が他の信号と同じくガウス分布をしているという仮定がある。実際には非線形要素の出力はガウス分布よりずれるが、すぐ後に時間おくれの大きい線形要素が連なるので、実用上はさしつかえないものと考えられる。

2.3 0点をよぎるひん度の計算 ランダム波形の0点をよぎるひん度を計算するが⁽⁴⁾、いま

$$p(y, y') dy, dy' \quad \dots\dots\dots(9)$$

をランダム関数 $y(t)$ が $y \sim y+dy$ 、その速度が $y' \sim y'+dy'$ の範囲内に同時にある確率とする。この関数が dy だけの距離を通過する時間は速度 y' が規定されているので $dy/|y'|$ である。したがって(9)式で表わされる確率は表現を変えれば、単位時間当りの y, y' の両者を同時に満足している時間であり、したがって単位時間当りの回数はこれを通過時間で除したもの、すなわち $p(y, y') dy \cdot dy'$ と $dy/|y'|$ の比

$$|y'| p(y, y') dy \quad \dots\dots\dots(10)$$

であり、 N はこれを積分したものとして求められる。

第4図 非線形制御系

いまランダム関数が微分可能とすると y と y' の間には相関はないので, $p(y, y') = p(y) \cdot p(y')$ であり, 0 点をよぎるひん度は, どのような速度でよぎっても良いので (10) 式を $-\infty \sim \infty$ まで積分することにより,

$$N = p(y) \int_{-\infty}^{\infty} |y'| p(y') dy' \dots\dots\dots (11)$$

また $p(y')$ が y' に関して対称であれば

$$N = 2p(y) \int_0^{\infty} y' p(y') dy' \dots\dots\dots (12)$$

となり, またランダム関数がガウス分布とすれば, その速度関数もガウス分布であり, その分散を ψ , ψ' とすれば (12) 式は簡単に積分でき, 次式のようになる.

$$N = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\psi'}{\psi} \right]^{1/2} \dots\dots\dots (13)$$

ただし,

$$\psi = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(\omega) d\omega, \quad \psi' = \int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 \Phi(\omega) d\omega$$

ここで $\Phi(\omega)$ はランダム関数のスペクトル密度である. したがって制御系の偏差信号のスペクトル密度がきまれば, ψ , ψ' よりひん度 N を計算することができる.

2.4 ψ の具体的な計算法 これらの具体的な計算としては, 第 3 図に示す系では, 目標値, 偏差の間には次の関係がある.

$$\frac{E(s)}{R(s)} = \frac{1}{1 + G_1(s) \cdot G_2(s)}$$

いま目標値のスペクトル密度を $\Phi_r(\omega)$ とすれば偏差のスペクトル密度 $\Phi_e(\omega)$ は

$$\Phi_e(\omega) = \left| \frac{1}{1 + G_1(j\omega) G_2(j\omega)} \right|^2 \Phi_r(\omega) \dots\dots\dots (14)$$

となり, この $\Phi_e(\omega)$ を用いて上式のように 0 点をよぎるひん度 N を計算することができる. なおこの計算において $\Phi_r(\omega)$ はパワーであり, また伝達特性の二乗の形との積となっているので, この積分の中は ω に関する偶数次のみの形となり, 一般には

$$\psi = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{g_n(x)}{h_n(x)h_n(-x)} dx \dots\dots\dots (15)$$

$$h_n(x) = a_0 x^n + a_1 x^{n-1} + \dots + a_n$$

$$g_n(x) = b_0 x^{2n-2} + b_1 x^{2n-4} + \dots + b_{n-1}$$

のような形になる. このような計算は比較的簡単に積分され⁽⁵⁾, 次のようになる.

$$\left. \begin{aligned} \psi &= 2\pi j I_n \\ I_n &= (-1)^{n-1} \frac{B}{2a_0 H_n} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (16)$$

ただし H_n は分母の n 次のフルビッツ行列式であり, B はこの一番上の行 $(a_1, a_3, a_5, \dots, 0, 0, \dots)$ を $(b_0, b_1, b_2, \dots, b_{n-1})$ でおきかえた行列式である.

本文で後に使用する三次, および四次の場合の結果

のみを示しておく.

$$I_3 = \frac{-a_2 b_0 + a_0 b_1 - \frac{a_0 a_1 b_2}{a_3}}{2a_0(a_0 a_3 - a_1 a_2)}$$

$$I_4 =$$

$$\frac{b_0(-a_1 a_4 + a_2 a_3) - a_0 a_3 b_1 + a_0 a_1 b_2 + \frac{b_0 b_3}{a_4}(a_0 a_3 - a_1 a_2)}{2a_0(a_0 a_3^2 + a_1^2 a_4 - a_1 a_2 a_3)}$$

3. オンオフ制御系の二乗偏差最小と 0 をよぎるひん度の関係

第 5 図のような三次系のオンオフ制御で目標値としては, 定常不規則な信号がろ波器により高周波がカットされた信号が与えられるものとする. 偏差とその微分値の和

$$e + T\dot{e}$$

によりオンオフ動作が行なわれるもので, この時定数 T を調整して最適に適応制御を行なうものとする.

3.1 積分性を含む三次系 制御対象の特性を

$$G(s) = \frac{1}{s(s+1)^2}$$

とする. この制御系のオンオフ要素の等価ゲインを K_n とすれば

$$\frac{E(s)}{R(s)} = \frac{s(s+1)^2}{s(s+1)^2 + K_n(1+Ts)}$$

$R(s)$ としてろ波器特性を代入すれば

$$\psi_e = \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{s+1}{s^3 + 2s^2 + s(1+K_n T) + K_n} \right|^2 d\omega \dots\dots\dots (17)$$

$$\psi_x = \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{(s+1)(1+Ts)}{s^3 + 2s^2 + s(1+K_n T) + K_n} \right|^2 d\omega \dots\dots\dots (18)$$

$$K = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{\sqrt{\psi_x}} \dots\dots\dots (19)$$

ψ_e の計算のため, (15) 式に対応する定数値としては分子は絶対値の二乗をとれば

$$\begin{aligned} a_0 &= -j & b_0 &= 0 \\ a_1 &= -2 & b_1 &= 1 \\ a_2 &= j(1+K_n T) & b_2 &= 1 \\ a_3 &= 1 \end{aligned}$$

第 5 図 微分補償を含むオンオフ制御系

となり、したがって

$$\psi_e = \frac{3\pi}{1+2K_n T} \quad \dots\dots\dots(20)$$

一方、オンオフ要素の等価ゲイン K_n はその入力 x の二乗平均値 ψ_x の関数であるので、これを求める必要がある。 ψ_x は分母は前と同じであるが、分子は

$$b_0 = T^2 \quad b_1 = (1+T^2) \quad b_2 = 1$$

であるので、

$$\psi_x = \frac{\pi(3+2T^2+K_n T^3)}{1+2K_n T} \quad \dots\dots\dots(21)$$

K_n 自体、(19) 式も満足する必要があるので、

$$K_n^2 = \frac{2(1+2K_n T)}{\pi^2(3+2T^2+K_n T^3)} \quad \dots\dots\dots(22)$$

を満足するように K_n を決定する。本計算は制御用計算機 HITAC-502 により収束計算を行なわせ、与えられた T について K_n を解いた。 K_n が求まれば、(20) 式より制御系の偏差の二乗平均値 ψ_e を求めることができる。一方制御系の偏差の 0 点をよぎる数 N は (13) 式より

$$N = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\dot{\psi}_e}{\psi_e} \right]^{1/2} \quad \dots\dots\dots(23)$$

ただし

$$\dot{\psi}_e = \int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 \left| \frac{s+1}{s^3+2s^2+s(1+K_n T)+K_n} \right|^2 d\omega$$

となる。 $\dot{\psi}_e$ は ψ_e の場合と分母 $a_0 \sim a_3$ は全く同じであり、分子は

第6図 積分性を含む系の ψ_e と N の関係

第7図 線形の場合の ψ_e と N の関係

$$b_0=1 \quad b_1=1 \quad b_2=0$$

であるので、

$$\dot{\psi}_e = \frac{\pi K_n T}{1+2K_n T} \quad \dots\dots\dots(24)$$

ゆえに

$$N = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{K_n T}{3}} \quad \dots\dots\dots(25)$$

を得る。これらの結果を計算したものを第6図に示す。横軸に微分補償の大きさ T 、縦軸に制御系の偏差の二乗平均値 ψ_e および偏差の 0 をよぎるひん度 N を示してある。この場合、計算結果からは T の大きいところでわずかに増加させると ψ_e はごくわずかに大きくなるが、実際上はほとんど水平であると考えられる。しかし (20)、(25) 式からも明らかなように、数学上の ψ_e 最小の点と N 最大の点は全く一致し、二乗偏差を最小に保つことは偏差の 0 をよぎる数を最大にすることと全く等価である。また、この系で非線形要素がオンオフ要素でなく、ゲインのみの線形要素に置換わった場合を考えてみる。ゲインが 1 の線形要素であれば

$$K_n=1$$

とにおいて

$$\left. \begin{aligned} \psi_e &= \frac{3\pi}{1+2T} \\ N &= \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{T}{3}} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(26)$$

第8図 積分性を含まない三次系

第9図 積分性のない三次系の ψ_e と N の関係

となり、第7図のようになる。すなわち、このような線形系では微分補償を強めれば強めるほど ψ_e は小さくなり、また 0 点をよぎる数 N は増大することを示している。

3.2 積分性を含まない三次系 制御対象の伝達関数を

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)^3}$$

と考える。第8図のような構成を考えれば、各値の計算式は以下のようになる。

$$\psi_e = \frac{\pi(4+K_n)}{(1+K_n)(8+3TK_n-K_n)} \quad \dots\dots\dots(27)$$

$$\psi_x = \frac{3+(1+K_n)(T^3K_n+4T^2+1)}{(1+K_n)(8+3TK_n-K_n)} \quad \dots\dots\dots(28)$$

$$K_n = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{\sqrt{\psi_x}} \quad \dots\dots\dots(29)$$

$$N = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{(4+TK_n)(1+K_n)}{4+K_n}} \quad \dots\dots\dots(30)$$

この場合の計算結果を第9図に示す。 ψ_e , N の最小

第10図 目標値のスペクトル密度の変化した場合

$K_2=2, F=1.0$

第11図

および最大の点は

$$\psi_e \text{ 最小の } T \text{ の値 } T \doteq 0.8$$

$$N \text{ 最大の } T \text{ の値 } T \doteq 0.45$$

と割合近い値を与えるものである。

この制御系でろ波器特性を $1/\{(1+s)(1+Fs)\}$, 制御対象を $K_2/(1+s)^3$, 補償回路を $K_1(1+Ts)$ とパラメータ F, K_1, K_2 を変えた場合の結果を第10, 11図に示す。ただし、計算式は省略する。まず K_1 すなわちオンオフ要素の前のゲイン定数を変えても当然のことながらなんら影響なく、制御系の二乗偏差, 0 をよぎるひん度はともに変化しない。第10図は目標値として与える定常不規則信号のろ波器特性 F を変えた場合で、 F を小さくすることは目標値の変化が早いので、したがって制御結果の二乗平均値は大きくなるが 0 をよぎるひん度 N 最大の位置はやはり近い場所で得られている。

第11図は制御対象のゲイン定数(オンオフ要素の出力の大きさもこれに含ませることができる)を変化させた場合を参考のため示してある。

第12図 線形比例制御系

第13図 線形系の発振

4. 線形制御系に対する偏差の0をよぎるひん度

3・1節の系のオンオフ要素を線形比例要素におきかえた場合、第7図のように ψ_e 最小、 N 最大はいずれも微分補償 T を無限大に選ぶべき結果となることを述べた。3・2節の積分性のない系でも(27)、(30)式の K_n を定数として扱えば、やはり第7図と同じような傾向をもつものである。これは線形系でゲインは一定で微分補償を増してやるので、より安定側に行くためと考えられる。次に第12図の線形制御系の比例ゲインを最適に選ぶことを考える。この場合、偏差の二乗偏差 ψ_e は第13図のように $K=0.7$ で最適値を有する。 $K=2$ はこの制御系の安定限界ゲインであり、 ψ_e は無限大になる。一方、0をよぎる数 N は同図の点線のように $K=2$ で最大となる。これは線形制御系では一般にゲインを高くすれば応答性が高まり、これが極端に発振した場合でも第13図のようにかえて周波数の高い振動をみせるためと考えられる。このように線形制御系に対しては、このように制御系のひん度を最大にする基準はあまり意味をもたないが、非線形、特にオンオフ制御系では等価ゲインが減少し、0をよぎる数も最大値を有し二乗偏差最小とほぼ近い基準を与えるものである。

5. 考 察

以上のような点をアナログ計算機により検討を行なった。前節で理論的に検討した系と伝達関数が異なるが、第14図のような構成をとった。すなわち、アナログ計算機でオンオフ制御系を組み、これに定常不規則信号としてサイラトロンによる騒音発生器を用い、これにフィルタを付して制御系の目標値に与えた。この制御系の偏差電圧 e を信号入出力装置を介して制御用計算機 HITAC-502⁽⁶⁾に入れ二乗平均値を計算させた。具体的には偏差電圧が1/2秒ごとにサンプルされA-D変換された後計算機にたくわえられる。また偏差の二乗平均値 ψ_e は理論的には無限大の時間平均をとるべきであるが、1024点の二乗平均値をとり、また新しいデータを測定するに従い過去のデータを忘れ、結果的に最も新しい1024点の情報により二乗平均値がタイプされるようにした。一方、偏差 e の0をよぎるひん度の測定として、偏差電圧をオンオフ要素を通して方形波とし、これをカウンタに導入、ひん度を測定できるよう

にした。この場合の実験結果を第15図に示す。オンオフ制御系の微分補償の時定数 T はアナログ計算機のオンオフ要素の前のポテンショメータ P_e 、 $\dot{P}_e$ を調整する。この結果からも偏差の二乗平均値を微分補償で最小にすることができ、また0をよぎるひん度も似たような傾向をもつことが判明した。

なお本報告ではこれまで主として理論的取扱いの簡単なため、主として直結フィードバック系について話

第14図 アナログ計算機による考察

第15図 アナログ計算機による検討例

第16図 ブロック線図の等価変換

しを進めてきた。しかし第 16 図 (a) に示すごとく、フィードバック要素が加わっても等価変換で直結フィードバック系として扱えるし、また (b) のように外乱に対しても外乱のスペクトル密度を $G_p(s) \cdot H(s)$ で修正すれば目標値の場合と全く同様に扱えるものである。

6. 結 言

オンオフ制御系に定常不規則信号がはいる場合、これらの偏差の二乗平均値を最小に設計もしくは適応制御を行なう場合、偏差信号の 0 をよぎるひん度を最高にもって行くという条件がほぼ上記の二乗平均値最小の条件と一致することを理論的ならびにアナログ計算機で検討した。このような制御系の偏差信号のある値

をよぎるひん度などという概念に着目することは従来は全く見当らず、現在さらに一般の制御系にも拡張できるよう進めているが、これについては後報する。

終りに本研究に当り、終始ご指導、ごべんたついただいている当研究所 須藤部長に深く感謝する。

文 献

- (1) James, Nichols, & Phillips, *Theory of Servomechanisms*, (1947), McGraw-Hill.
- (2) R.E. Kalman, *ASME Paper*, 57-IRD-12 (1957-5).
- (3) 榎木・砂原・菅井, 京都大学工学研究所研究報告, 8-45, 50, 57, 58 (昭 33, 34).
- (4) S.O. Rice, *The Bell System Technical Journal*, 24 (1945), 51.
- (5) 文献 (1). もしくは J.H. Laning, *Random Processes in Automatic Control*, (1956), McGraw-Hill; 伊沢, 自動制御入門, (昭 29), オーム社.
- (6) 須藤・三巻, 日立評論, 別冊 47 号 (昭 37-5), 51.

科学技術功労者表彰

科学技術庁ではこのほど第 5 回科学技術功労者 55 名 (24 件) を決定した。

受賞者は関係各省庁、都道府県から推せんのある約 100 件の候補者の中から選ばれたものである。

◇ 科学技術の進歩、産業の発展、文化の向上その他国民の福祉の増進に関し、科学技術上貢献した発明者、または研究者はつぎのとおり。

〔機械関係〕

- ▽ 国産中形輸送機の完成＝木村秀政(日大教授), 杉本 修(日本航空機製造顧問, 荘田泰蔵(同 社長), 太田 稔(同 企画部長), 菊原静雄(新明和工業技術部長), 徳田晃一(同 開発部長), 高柴伊喜雄(川崎航空機取締役), 土井武夫(同 岐阜製作所付), 北野 純(同 副所長), 久保富雄(新三菱重工名古屋航空機製作所所長), 堀越二郎(同 本社技術部次長), 東条輝雄(同 名古屋製作所技術部長), 馬場敏治(日本飛行機航空技術部長), 早乙女増雄(昭和飛行機技術部長), 内藤子生(富士重工宇都宮製作所所長).
- ▽ 種子吹きつけによる植生工法の開発＝佐丸芳治(ライト工業), 豊田 鶴(同社).
- ▽ 国産第一号原子炉の完成＝杉本朝雄(日本原子力研究所理事), 柿原幸二(同 主任研究員), 八剣達雄(同 副主任研究員), 平山省一(副主任研究員), 天野昇(同), 石川 寛(同), 朝岡卓見(同).
- ▽ 光弾性学の実験技術の確立＝西田正孝(理化学研究所主任研究員).
- ▽ し尿消化装置の開発＝真壁富太郎(瑞穂乾燥機製作所).

〔電気関係〕

- ▽ プラスチックシンチレータの開発＝喜多敏郎(松

下電工常務), 野田美芳(同 合成樹脂研究所課長).

▽ ビデオテープレコーダの開発＝沢崎憲一(東芝中央研究所).

▽ 反射板を利用したマイクロ波中継技術の開発＝丸浜徹郎(日本国有鉄道技術研究所).

〔化学関係〕

- ▽ ナイロン光合成法の開発＝伊藤昌寿(東洋レーヨン技術研究部).
- ▽ けい素鋼製造技術の開発＝今井光雄(川崎製鉄取締役).
- ▽ 蒸発抑制の開発＝大岡増二郎(日研工業).
- ▽ アクリル系合成繊維製造技術の開発＝沢村鉄之助(鐘淵化学), 野依金城(同), 矢島 稔(同).
- ▽ コルヒチンの全合成法の開発＝砂川玄俊(三共), 中村隆洋(同).
- ▽ 血液製剤の開発＝内藤良一(ブラッドバンク).
- ▽ 強じん鋼の開発＝中村 素(石川島播磨重工).
- ▽ 坑水処理に伴う有価金属回収技術の開発＝平塚保明(同和鉱業).
- ▽ 鋼弦コンクリート用鋼棒の高周波焼入技術の開発＝藤田 真(高周波熱錬), 小池長蔵(同), 土方利夫(同), 水島克久(同).
- ▽ アクリルニトリル繊維製造技術の開発＝矢沢将英(旭化成), 藤崎諒達(同), 高橋静夫(同).
- ▽ 酸化エチレンおよびエチレングリコール製造技術の開発＝八谷泰造(日本触媒).
- ▽ 回転炉直接製鉄技術の開発＝築 正男(日本冶金).
- ▽ イオン交換樹脂製造技術の確立＝柳田正也(理化学研究所).

(服部 敏夫)