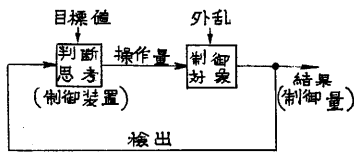


プロセス制御でのむだ時間対策

森 政 弘

まえがき 化学工業をはじめとするプロセス工業で、温度、流量、圧力、pH、組成などの化学反応に関する環境あるいは条件についての自動制御は、プロセス制御と呼ばれている。これら自動制御系の一つ一つはすべて第1図のようなフィードバック系として書き表わすことができる。このようなフィードバック回路では周知のように開ループの一巡の動特性が、閉ループ制御回路の自動制御動作に極めて重要な影響をおよぼす。たとえばプロセス制御では他の分野の自動制御と異なり制御対象の中に大きなむだ時間が存在する場合が非常に多いが、それが動特性に位相おくれという影響を与え、その結果閉ループ制御系は不安定に陥ってしまうのである。これが



不安定にならないように制御装置を調整することも（たとえばゲインを極端に下げれば）でき

ないが、通常の方法で行うと非常に制御成績が下がってしまう。

第1表 “おくれ” の分類

	むだ時間	容量おくれ	
		1次おくれ	高次おくれ
波形の変化	なし 時間的ずれだけ	あり	あり
階段状入力に対する応答			
ベクトル軌跡			
入出力関係	$z(t) = y(t-L)$ $X(s) = e^{-sL} Y(s)$	$X + T \frac{dx}{dt} = y$ $X(s) = \frac{1}{1+Ts} Y(s)$	高次の微分方程式 $X(s) = \frac{(Sの高次式)}{(Sの高次式)} Y(s)$
位相遅れ(微分)検出をすると			
補償	絶対に不可能	可能	困難だが可能
入力に関する情報の把握(出力側で)	時間だけ経過しなればできない(入力のくせ次第では、それにより或る程度の予測はできることがある)	方法次第で、入力が加わった直後でも可能	

以下ではむだ時間が系内に存在する場合、なるべく制御成績を下げないように系を安定化する方法の二三を述べることにする。

むだ時間と容量おくれとは本質的に異なる 自動制御で一巡ループの動特性を劣化する主要な要因は“おくれ”である。このおくれとは、入力信号の変化に対して出力信号の変化がただちに伴わない現象*の総称であって、これを大別すると“容量おくれ”と“むだ時間”となる。容量おくれは第1表に示すように、入力信号の波形を変化させて出力に出す性質のおくれで、その入出力関係は古典的には1次あるいは高次の微分方程式で、また近代的には1次あるいは高次の伝達関数を用いて表わされる。このような容量おくれは、位相遅れ回路と直列にすると、信号波形の変化は——したがっておくれは——減じ、理想的な場合には表に示したように、入力が加わった瞬間に少しのおくれもなく入力と同一の波形を出力に現わすこともできる。このことは伝達関数を用いて、1次おくれを例にとればつぎのように説明できる。

1次おくれ系の入出力関係は、入力信号のラプラス変換を $Y(s)$ 、出力信号のそれを $X(s)$ とすると、伝達関数が $1/(1+Ts)$ だから

$$X(s) = \frac{1}{1+Ts} Y(s) \quad (1)$$

位相遅れ回路の伝達関数は一般に $(1+Ts')$ だから、これと1次おくれ系とを直列に接続すると入出力関係は

$$X(s) = \frac{1+Ts'}{1+Ts} Y(s) \quad (2)$$

ここで $T'=T$ なら

$$X(s) = Y(s) \quad (3)$$

(3) 式はおくれおよび波形変化なしに出力が出ることをもの語っている。すなわち、容量おくれでは適当な位相遅れ回路を用いて(伝達関数の分母を分子で補償してやれば)おくれを補償して除くことができる。このことを情報理論的に表現すれば、容量おくれ系では、階段状入力に対して出力の値が入力と同じ値に達するにはかなりの時間がかかる

(すなわちおくれが大きい) 場合でも、入力が加わった直後から多少なりとも出力は変化しかけるので、その遅

*電気学会および日本機械学会の合同委員会により定めた自動制御標準用語による。

化の徴候を利用すれば（位相進め回路を入れれば）階段状入力が加わったという情報をおくれなく出力側で知ることができる——と解釈することができる。

しかし同じおくれの一種ではあるが、むだ時間は上の容量おくれとは趣がまったく異なるものである。むだ時間は第 1 表に示すように入力信号の波形を変化させずに時間的なずれだけを与えて出力に出す性質のおくれで、その入出力関係は、時間を t とすると

$$x(t) = y(t-L) \quad (4)$$

として、あるいは伝達関数を用いて、

$$X(s) = e^{-sL} Y(s) \quad (5)$$

と表わされるものである。

むだ時間は容量おくれとは本質的にちがひ、絶対に補償することはできない。† これは時間を進めることは人間では不可能だからである。 e^{+sL} という伝達関数を有するものは実現不能で、したがって

$$X(s) = e^{-sL} \cdot e^{+sL} \cdot Y(s) = Y(s) \quad (6)$$

とすることは不可能なのである。

またこころみに、容量おくれに対して効を奏した位相進め回路を直列に挿入してみると、第 1 表のように、階段状入力に対しては先のがった階段状波形とはかなり異なった形の出力が、しかも L だけおくれて出るだけとなって、かえて結果は悪くなる。（むだ時間に対しては微分動作はかえて悪く働く場合があるのはこのためである）。

上記のようにむだ時間系では、入力に関する情報は、むだ時間 L だけ経過しなければ出力側においてはそのきっかけさえもえられない。むだ時間は入力が加わった直後から少なくともそのきかけだけはつかむことができる容量おくれ系とは根本的に性質が異なっている点は明記すべきである。

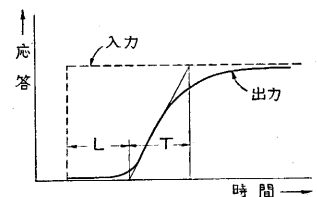
† ただし入力信号のスペクトル密度によっては、ある確率でその信号波形の未来の値を統計的な意味で予測できることはある。^{(1), (2)} しかし入力信号にインパルスや階段状波形のような急峻な波形が含まれているような場合や、波形の未来値を決定的に出さねばならないような場合には、これは不可能となる。

むだ時間対策 1——逆微分回路の利用^{(3), (4)} これまで連続制御でしばしば用いられて来た方法である。第 1 図にも示したとおり、フィードバック制御とは結果を判断しながら操作を行うことである。たとえば第 1 図で外乱が急に加わった場合には、①制御装置は制御量ができるだけその外乱の影響を受けずにすむようただちに適当な操作を行い、②操作による外乱のうち消しが予想どおりに行ったかどうかを検出によってみきわめ、③もしそれが予想どおりでなければ、操作が不足あるいは過剰なのだから、その分だけ操作を訂正し、④さらに検出によりその訂正が適正であったかどうかをしらべる、という制御動作が行われて制御量に対する外乱の影響はすぐにとり去られるわけである。

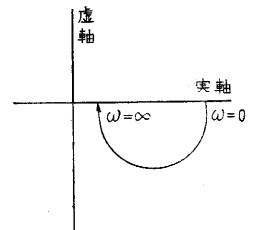
ここでもし制御対象（プロセス）がむだ時間 L を含むと、“操作の結果が制御量に現われたすまでには L だけの時間はかかるので、少なくとも L だけ経過しなければ絶対にその操作の適不適は判明しない。”ゆえに制御装置は、つぎの段階の操作量を算出するための資料となるべき前段階の操作の適否の判定を、その操作後 L 以上経過してから行うような構造になっていなければならない。これがむだ時間を含む系の制御系の制御装置に対する必要条件である。もしこの必要条件が満足されなければ、現在現われている制御量の変化は実際には L 以前に行った操作の結果であるにもかかわらず、それを現在行っている操作による結果と誤認することになる。この誤った判断に基づいて行われるつぎの段階の操作は当然適正なものでありうるはずはなく、当てずっぽうのたためなものになってしまう。このことは、問合せの手紙を出してその返事がまだ到着しないのにあわてて次の段取をするのとよく似ている。

後述のようにサンプル値制御では、この必要条件を満たすこと、すなわち前段階の操作の適否の判定を L だけ待って行うようにする動作はやさしく実現できるが、現行の連続制御ではその必要条件は満たされていない。これが連続制御ではむだ時間が大きくなると制御困難なる理由なのである。

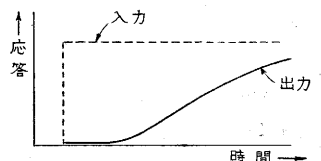
しかしここで逃げ道がないではない。問合せの手紙に対する返事が来る先に事を行っても、それがあまり急激に行われておらず、非常にゆっくり行われてさえいれば、たとえ返事の到着後にその行動が間違っていたということになっても、間違いの程度は小さいからそれからでもとり返しはつく、逆微分動作は、以下に述べるように生来あわて者で返事を待つまで辛率し切れない者に対して、たとえ間違ったことを行ってもその程度が小さくてすむように動作をのろまにする動作と解釈できる。



第 2 図 代表的プロセスのインディシャル応答

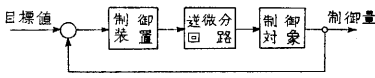


第 3 図 逆微分回路のベクトル軌跡



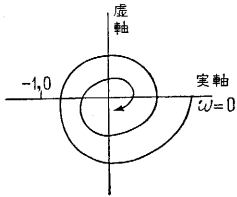
第 4 図 第 2 図の特性を有する系に逆微分回路を直列結合した場合の応答

大まかに表現する

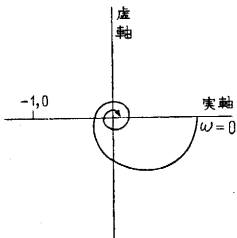


第5図 逆微分回路を利用した制御系

と、大半のプロセスの階段状入力に対する応答は第2



第6図 第2図のインディシャル応答を有するプロセスのベクトル軌跡



第7図 第6図の特性のプロセスに逆微分回路を直列接続した場合のベクトル軌跡

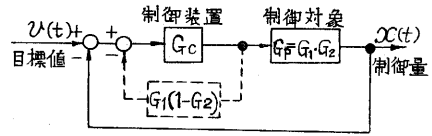
図のようなむだ時間+1次おくれ特性となるが、図示の(等価)むだ時間 L と時定数 T との比 L/T が大きいほど連続制御では制御が困難である。

逆微分回路とは第3図に示すような周波数特性を有する回路で、この回路を上プロセスに直列結合すると、その総合の応答は第4図のようになだらかになる。すなわち階段状という急激な入力信号に対しても非常にのろまにしか応答しなくなるので、むだ時間 L だけ待つことをしない不合理な連続制御を行っても、その間違いの程度が小さくて済み、したがって系は一

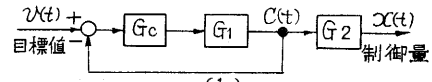
応安定になるのである。ただしこのような制御系(第5図)の動作は、目標値に対しても外乱に対しても非常にのろまになる。周波数応答法によりこのことをさらにくわしく説明しよう。第1図の制御系の制御対象(プロセス)が第2図の特性の場合、そのベクトル軌跡は第6図のようであり、制御装置のゲインはたいして上げることができない。しかし、逆微分回路を第5図のように直列に入れると、第6図のベクトル軌跡は第7図のように変化し、かなりゲインを上げて不安定にならなくなる。

第3図からもわかるように逆微分特性は、1次おくれ特性(第1表参照)とある程度似たところがある。逆微分回路がえられない場合には1次おくれ回路でも間に合う。おくれの一種であるむだ時間の悪影響を除くのに、別種類のおくれである容量おくれを付け加えればよい。おくれをもっておくれを制するのである。これより、一口に、おくれが大きいほど系は不安定になるとは言い切れないことがわかる。むだ時間と容量おくれとは同じおくれという言葉で表現されてはいるが、はっきりと区別して使い分けなければならない。筆者が前節でこの両者の差異をわざわざ解説したゆえんの一つはここにある。

むだ時間対策 2-Smithの方法 ^{(5),(6)} Smithの方法とは、第8図(a)において制御対象の伝達関数 $G_p(=G_1G_2)$ のうちの制御系を不安定化する伝達関数 $G_2(=$



(a)



(b)

第8図 Smithの方法(a)とその等価変換(b)

e^{-sL} 、むだ時間とする)を、破線のような局所フィードバックを制御装置に設けることによって、等価的に第8図(b)のように閉ループの外に追い出して安定な制御を行おうとする方法である。以下に第8図(a)より(b)への等価変換を示そう。

第8図(a)で局所フィードバックを付けたとすると、一巡伝達関数は、 $G_2=e^{-sL}$ として、

$$\frac{G_c}{1+G_cG_1(1-e^{-sL})} \times G_1e^{-sL} \quad (7)$$

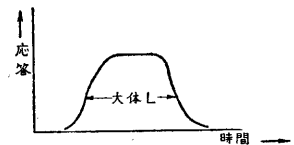
したがって閉ループ伝達関数は

$$\frac{G_cG_1e^{-sL}}{1+G_cG_1(1-e^{-sL})} = \frac{G_cG_1}{1+\frac{G_cG_1}{1+G_cG_1}(1-e^{-sL})} \times e^{-sL} \quad (8)$$

となる。(8)式右辺の第1項は第8図(b)の閉ループの $v \rightarrow c$ 間の伝達関数そのもの、また第2項は $c \rightarrow x$ 間の伝達関数でむだ時間である。これが第8図(a)に局所フィードバックを設けてむだ時間を閉ループ外に追い出して系を安定化する原理である。

以上は伝達関数を用いての説明であるが、これをさらに別面より解釈して

みよう。局所フィードバック要素の伝達関数は $G_1(1-e^{-sL})$ だから、この要素の階段状入力に対する

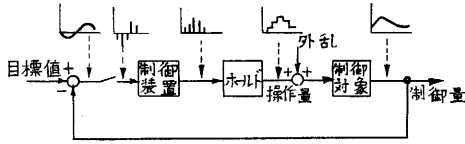


第9図 局所フィードバック要素のインディシャル応答

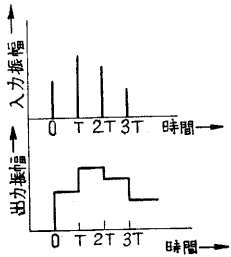
になる。したがって第8図(a)でいま目標値が突変したとすると大体むだ時間 L に等しい間だけ局所フィードバックが有効に働き、等価的に制御装置のゲインを下げることになる。すなわち時間 L の間外側の主フィードバックが殺されることになる。このことは前述のむだ時間を有する制御系の必要条件—— L だけ待つこと——に外ならないのである。

このSmithの方法によると、局所フィードバックを付けない場合の数十倍もゲインを上げることができる。

むだ時間対策 3—サンプル値制御 すでに現行の連続制御ではむだ時間を含む場合の制御の必要条件は満たされていないことを述べた。これを満たすには、制御装置にむだ時間 L を教え込んでそれを制御量の検出結果



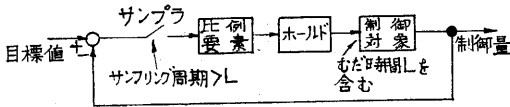
第 10 図 サンプル値制御系の代表例



第 11 図 ホールド回路
T はサンプリング周期

に反映させることが必要だが、現在の連続制御装置にはそのような機構は備わっていない。またそのような機構を作ろうとしても、信号の形が連続形という扱いにくい形であるため上記の Smith の方法程度以上のことは行いきにくい。しかしサンプル値制御 (第 10 図, 第 11 図参照) であればこれは比較的容易に行うことができる。

まずむだ時間対策としてのもっとも初等的なサンプル値制御の方法を示そう。それには第 12 図のような、サンプリング周期をむだ時間よりもやや長くしたサンプル値制御系を作ればよい。制御装置は比例動作や比例+積分

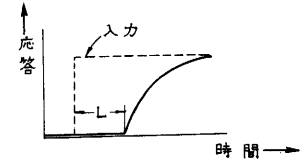


第 12 図 簡単なむだ時間対策としてのサンプル値制御動作など連続制御と同じセンスのものでよく、特別の伝達関数のものを用意しなくてもよい。この制御系が連続制御系よりもいくぶん安定であることの数学的証明は R. C. Oldenbourg によって示されている⁽⁷⁾。この現象は情報論的にはつぎのように解釈できる。この系ではサンプリングが開いている間は制御装置にはなんの情報も送り返れないので、この間制御装置は何も行わずに、つぎにサンプリングが閉じる瞬間まで辛棒強く待つことになる。このため制御装置は現在の制御量の状態を現在の操作の結果であると早合点せずにはずむ。サンプリング周期はむだ時間よりやや長く選んであるので、つぎにサンプリングが閉じた瞬間にはちょうどむだ時間だけ以前に行った操作の結果が制御装置に送り返まれるようになっている。サンプリング周期をむだ時間にほぼ等しく調整するということが、前述の制御装置を“むだ時間以上経過しなければ前段階の操作の適否を判定しない”ような構造にしておくことに等価になるのである。

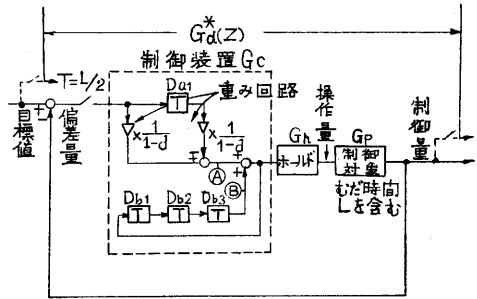
以上は原始的なむだ時間対策であるが、任意パルス伝達関数回路 (生産研究 Vol. 8, No. 11, p. 400 参照) を制御装置として用いてサンプル値制御すれば本格的な対策が可能となる。

いま制御対象をサンプリング周期 T の 2 倍のむだ時

間 L を有するむだ時間+一次おくれ特性 (第 13 図) のものとし、目標値の突変に対して、できるだけすぐれた追従性を示すように制御するための制御装置のパルス伝達関数を求めてみる (第 14 図参照)。サンプル値



第 13 図 おだ時間+1次おくれ特性系のインディシャル応答



第 14 図 本格的なむだ時間対策としてのサンプル値制御

制御では制御装置に任意のパルス伝達関数を与えるから、連続制御とは異なって、25%減衰のような急速な立上りと小さな行過ぎという相矛盾する 2 要求の間の妥協点を求めるという消極的なシンセシスを行うことはない。サンプル値制御では理想的な追従特性を提示して、それに合致するように制御装置の伝達関数を求めるというつぎのような積極的なシンセシスが可能なのである。⁽⁸⁾

むだ時間 L がサンプリング周期の 2 倍であるから、もっとも速く制御量が目標値の突変に追従するとしても、その立上りの時刻は、目標値の突変後 L つまり 2T だけ経過後である。さらに制御量が立ち上がりかけてから目標値に達するまでには (無限大の操作量を加えるのでなければ) 多少とも時間は費させねばならない。この時間はサンプル値制御では最小 1 サンプリング周期である。したがって制御量が完全に目標値に一致するには、目標値の突変後最小限 3T の時間がかかる。これより目標値→制御量間のパルス伝達関数 $G_{cl}(z)$ としては、

$$G_{cl}^*(z) = z^{-3} \quad (9)$$

が理想のものとなる。(9) 式は時間 3T だけおくらせて目標値と同一の波形が制御量に現われることをもの語っている。

(9) 式の閉ループパルス伝達関数を実現するための制御装置のパルス伝達関数 $G_c^*(z)$ は簡単な計算の結果

$$G_c^*(z) = \frac{G_{cl}^*(z)}{\{1 - G_{cl}^*(z)\} [G_h G_p]^*(z)} \quad (10)$$

と与えられることがわかる。

制御対象 G_p の連続伝達関数 $G_p(s)$ は

$$G_p(s) = \frac{\alpha e^{-2Ts}}{s + \alpha} \tag{11}$$

と書き表わすことができるので、

$$[G_h G_p]^*(z) = \frac{1 - e^{-\alpha T}}{z - e^{-\alpha T}} z^{-2} \tag{12}$$

となる。(9)式と(12)式とを(10)式に代入すれば、

$$G_c^*(z) = \frac{1}{1-d} - \frac{d}{1-z^{-1}} z^{-1} \tag{13}$$

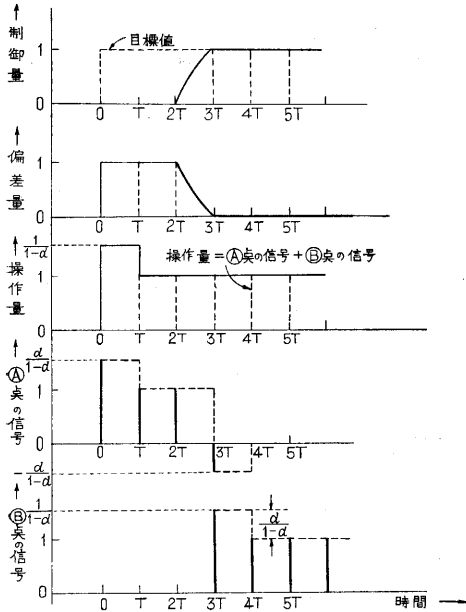
ただし $d = e^{-\alpha T}$

と制御装置のパルス伝達関数が求まる。これより重み回路の定数が求まる。(第14図参照)。

$$D_{a1} \text{ の入力側} = 1/(1-d), \tag{14}$$

$$D_{a1} \text{ の出力側} = -d/(1-d)$$

第14図中に破線で囲った制御装置はこの最適パルス伝達関数を示すように構成されている。



第15図 第14図の各部の信号の状況

つぎに第14図の系で制御装置がどんな巧妙な動作をするかを考えてみる。いま目標値がサンプリング時刻に一致して、時刻0に、0から1に突変したとすると、制御系内各部は第15図のような応答を示す。すなわち、

(1) 時刻0で：大きさ1の偏差量が制御装置に入り、 $1/(1-d)$ 倍されて操作量として制御対象に加わる。むだ時間のため操作量が増加しても制御量は微動だにしない。また同時にむだ時間要素 D_{a1} 中にも大きさ1の偏差量が、 D_{b1} 中には $1/(1-d)$ の大きさのサンプル値信号が送り込まれる。

(2) 時刻 T で：まだ制御量にはなんの変化も現われないので依然として偏差量は1である。しかし D_{a1} を

通過して来た時刻0での偏差量が $d/(1-d)$ 倍されてくるので、操作量は大きさが $\{1/(1-d)\} - \{d/(1-d)\} = 1$ に減少する。後で述べることであるが時刻0から T までの間の大きさ $1/(1-d)$ の操作量は、1サンプリング周期 T だけかかって制御量を0から1にまで引き上げるのに必要にして十分なものである。この大きさの操作量が1サンプリング周期以上持続されると、制御量は目標値を行き過ぎてしまう。したがってこの大きさの操作量を、1サンプリング周期だけ持続した直後、1という大きさに急減すれば制御量はその1という値にとどまり目標値に一致する。ここで注目に値することは、入力偏差量が変化していないのに出力である操作量がこのような変化を起して、先回りをした適確な操作が行われるという事実である。これはむだ時間要素 D_{a1} を設けてそれにサンプル値信号を加え、適正な重み要素を連結したからに外ならない。現用の連続制御装置で、このように入力偏差量が変化しないのに出力操作量が適正な変化をするようなものがあるであろうか。またこの時刻 T では、先に D_{b1} 中に送り込まれた大きさ $1/(1-d)$ のサンプル値信号は D_{b2} に移り、空になった D_{b1} には大きさ1のサンプル値信号が送り込まれる。

(3) 時刻 $2T$ で：時刻0で加えた操作量がやっとむだ時間を経過して制御量を立ち上げ始める。しかしまだ正確にはこの瞬間では偏差量は1である。この時刻では第14図中のⒶ点にはまだ信号は現われない。したがって制御装置の出力はⒶ点の信号に等しく、前と同様 $\{1/(1-d)\} - \{d/(1-d)\} = 1$ の大きさの操作量が出る。同時に、 D_{b2} 中のサンプル値信号 (大きさ $1/(1-d)$) は D_{b3} に、 D_{b1} 中のサンプル値信号 (大きさ1) は D_{b2} に送られ、 D_{b1} には新しく大きさ1のサンプル値信号が加わる。

(4) 時刻 $3T$ で：時刻0から T までの間に加えた大きさ $1/(1-d)$ の操作量のために、制御量は時刻 $2T$ より立ち上り、この時刻でちょうど目標値1に合致している (操作量はむだ時間だけ過去に大きさが1に急減しているので、これ以後は制御量は1という大きさを保ち続ける)。したがって偏差量はここではじめて0となる。偏差量が0だからⒶ点の信号は D_{a1} 中にはいついたサンプル値信号 (大きさ1) だけで構成される $-d/(1-d)$ というものである。しかしこの時刻には、時刻0に D_{b1} にはいつた大きさ $1/(1-d)$ の信号が $D_{b1} \rightarrow D_{b2} \rightarrow D_{b3}$ と3個のむだ時間要素を通過してやっとⒷ点に到達している。したがってⒶ、Ⓑ両信号が補償し合って操作量の大きさは $\{-d/(1-d)\} + \{1/(1-d)\} = 1$ となり、前と変化はない。ここでもまた注目すべき点がある。それは、今度は時刻 T での現象とは逆に、入力偏差量が突変しているのに出力操作量は依然として1という値に保持されて微動だにしていないという点である。本節の初めに述

べた，“むだ時間以上経過してから前段階の操作の適不適を判定する”ということはこの点を指しているのである。この場合前段階の操作とは時刻 0 から T までの間に加えた大きさ $1/(1-d)$ の操作を意味する。予想どおり時刻 $3T$ で制御量は目標値に到達したのだから、この場合、その操作は適正であったわけである。偏差量が 0 になったのに操作量が 1 という前と同じ値を保って微動にしたいのは、第 1 段階での操作を適正と判定しているという風に解釈できる。 D_{b1} , D_{b2} , D_{b3} という 3 個のむだ時間要素を用いた構造は、制御対象には $2T$ のむだ時間があるということ（これに 3 個のうちの 2 個をあてる）と、制御量は立上りより目標値まで達するのに T だけかかるということ（これに残りの 1 個をあてる）とを制御装置に教え込んでいることに相当し、㊸の径路と㊹の径路との信号を加え合わせる構造はその教え込まれたことがらを、むだ時間以上経過した後前段階の操作の適否の判定に役立てるように制御装置に教え込んだことに相当するのである。この時刻に偏差量が急変したからとてあわてて操作量を変化させたのでは制御装置自身が外乱を発生して系を乱していることになる。——連続制御ではつねにこのような周章ろうばいが行われていると考えられる。現在生じた偏差量の急変はあらかじめ自分自身が行った適正な操作の結果であることを思っ、泰然として操作量を変化させないという第 15 図のような制御装置の態度こそ、むだ時間を有する系の制御には不可欠なものである。

(5) 時刻 $4T$ で：時刻 T 以後操作量は 1 に保たれているので、制御量は時刻 $3T$ 以後は目標値に一致し続けており、したがってこの時刻では偏差量は 0 である。また D_{b1} 中にも信号は入っていないので㊸点には信号は現れない。㊹点には時刻 T に D_{b1} に加わった大きさ 1 の信号が、 $D_{b1} \sim D_{b3}$ を通過してちょうど現われてきている。したがって操作量はやはり前と同様に 1 である。

(6) 時刻 $5T$ 以後：むだ時間要素 D_{b1} , D_{b2} , D_{b3} の中を、大きさ 1 の制御装置出力が巡回して入力偏差量が 0 であるにもかかわらずつねに 1 という操作量が出る。このため将来ずっと制御量は目標値に一致し続ける。この動作には連続制御での積分動作に類似したところがある。

以上要するに、第 14 図のサンプル値制御装置の階段状目標値変化に対する動作は、最初に 1 サンプル周期のうちに制御量を目標値にまで引き上げるに足る操作量を加え、ついで入力偏差量が依然として 1 を保ち続けている間に先回りをして出力操作量を 1 にまで減少させ、さらに入力偏差量が適正に減少した場合には、その減少にろうばいすることなく泰然として操作量を一定値に保持し、さらに入力偏差量が 0 になっても、むだ時間要素に信号を巡環させることによって出力操作量を出し

続けるという巧妙なものである。この制御装置の動作はまた、見方を変えれば、現在の入力サンプル値、過去の 1 個の入力サンプル値、過去の 3 個の出力サンプル値に適当に重みをかけて現在の出力サンプル値を算出する計算動作ということもできる。また以上の説明では第 1 段階の操作は適正であったわけだが、これがなんらかの原因によって適正さをかいた場合にも、やはり巧みにそれに対する訂正動作は行われる。紙面の都合でこの説明は略するが、第 15 図と同様に考えられれば理解されるものと思う。

むだ時間と制御の限界 以上、むだ時間は容量おくれとは本質的に異なって補償は不可能だが、たとえむだ時間が存在しても逆微分、Smith の方法、サンプル値制御などを応用すれば一応は安定な制御が、とくにサンプル値制御によれば非常に巧妙な制御が可能になることを示した。しかしこれらの方法があるからむだ時間はいくら存在してもよいというものではない。

結果を判断しながら操作を行うことが根本である自動制御では、むだ時間のために結果の判断がおくれることは、たとえ系の安定、不安定という面からでなく、制御動作の速応性の点からなんとしても致命的である。何度も、むだ時間 L が存在する場合には L だけ待ってから前段階の操作の適否を判定することが必要だと述べた。この必要条件が満たされればなるほど系は安定になるであろうが、待ち時間 L の間に変化してしまうような変化の速い外乱や目標値に対しては制御が行われているとは云い難い状態を生ずる。

したがって第 1 は、検出点、操作点の選択、プロセス動特性の改良などによって極力むだ時間を除くことである。そしてやむをえず残ったむだ時間に対してここで述べた対策を講ずるのが妥当な行き方であると筆者は信ずる。

(1959. 4. 6)

文 献

- (1) S. Goldman: Information Theory. Prentice-Hall, 1953, Chapter 8.
- (2) J. G. Truxal: Automatic Feedback Control System Synthesis, McGraw-Hill, 1955, Chapter 8.
- (3) 高橋安人: 自動制御理論, 岩波全書, 1954, p. 165
- (4) Moore, Instrument, 1949—3.
- (5) O. J. M. Smith: Chemical Engineering Progress, Vol. 53, No. 5, 1957, p. 217.
- (6) O. J. M. Smith: Feedback Control System, McGraw-Hill, 1958, p. 325
- (7) R. C. Oldenbourg: Automatic and Manual Control A. Tustin, Butterworth の中の p. 436.
- (8) 森 政弘: 東京大学生産技術研究所報告, Vol. 7, No3, 1958.
- (9) 高橋安人: 自動制御理論, 岩波全書, 1954, p. 214
- (10) 自動制御研究会編: 自動制御便覧, 1957, p. 46.

☆ ☆