検出部のドリフトを時分割で 補償しながら行なう自動制御*

杉 浦 一 郎**・中 村 良 治**

A Control System having Intermittent Compensation Device for Drift of the Primary Detecting Means

Ichiro SUGIURA and Ryoji NAKAMURA

To maintain a vary precisely controlled state for a long period of time, drift of the primary means must very carefully be compensated. A sampled data control system with finite pulse width can advantageously be utilized in such control system as stated in the title, using a PI controller. The sampling period T must be taken as small as possible within the required limit of the length. However, if drift of the primary detecting means contains considerable amount of high frequency components, T must not take a value near the period of such frequency components. It is proper for selecting such pulse width h that the ratio h/T takes the value in the range from 0.4 to 0.6.

1. 緒 言

精密に制御された状態を長い時間続けたい場合、表題のような制御方式が必要となる⁽¹⁾⁽²⁾が、このさい、検出部（先端要素+増幅器）のドリフト分を見出して修正することができるか否かという根本的な疑問がある。

Fig. 1. (a), (b) に示す例について考察する。これは物体 B の温度を A の温度に精密に追従させる系の検出部を示している。温度差を示差熱電対で測定し、増幅するのであるが、ドリフトの原因はいろいろ考えられる。直流増幅器の熱平衡状態の変化、あるいは熱電

Fig. 1 Measurement of the drift of primary means

対素線の不均質にもとづく迷熱起電力の変化などはその例である。後者は物体の温度上昇により、素線の周囲の温度分布が変化するためである。

(a) の状態で接点 C, D の間に温度差がなくなっても増幅器の出力は普通ゼロにはならない。出力は種々な周波数成分を含むが、その平均値のゼロからの偏倚を知りたい。このために (b) のように D を C の近傍に移し換えて、(a) で C, D の間に温度差のない状態の代用とするのである。もし A, B が空間的にあまり離れていなければ、代用となりうるであろう。

移し換えるたびに接合点と物体との密着の状況が変わらないこと、素線に新しいひずみを発生させないこと、接合点が物体の表面と十分な熱平衡状態になってから、ドリフト分の大きさを測定することなど種々微妙な注意と技術が必要である。

このような機構によるドリフト修正動作は 1 回あたりかなり時間がかかると考えねばならない。

Fig. 2 は、直流増幅器のドリフト分のみが問題となる場合で、幅

Fig. 2 Measurement of the drift of preamplifier

* 昭和 40 年 5 月 1 日原稿受付

第 7 回自動制御連合講演会で発表 (昭 39.10)

** 名古屋大学工学部

幅器の入力端子を先端要素とは別の均一な導線（白金線など）で短絡して、出力のドリフト分を知ろうというわけである。短絡導線の抵抗値を先端要素とよく合わせておき、短絡線が迷起電力を発生しないようにくふうし、また切換用のリレーの接触電圧が時間とともに変わることがないように注意するなどの細かいくふうが必要であるが、この場合は、1回あたりの時間はあまりかからない。以下では Fig. 1 の場合のように、修正動作に時間がかかる場合を念頭において、研究することにする。

2. 制 御 方 式

サンプル値制御系は、調節計に任意特性制御装置を用いることにより、連続制御系ではまねられないすぐれた制御が実現できる⁽³⁾。しかし、この装置は遅延要素などを組み合わせて作るため、長時間の精密制御に使用できるように、その雑音やドリフトを十分小さいものにしようとするとき、きわめて高価になる。実際にはまだこのような目的で実用されておらず、今後技術的な開発が期待されている装置というべきである。筆者らは表題のような制御方式を精密な温度制御に直ちに使用してみたいので、性能のはっきりしている調節計を使用する必要がある。それで連続制御用の PI 調節計を用いて表題のようなサンプル値制御を試みる問題を、アナログ計算機を用いて検討した。

Fig. 3 (a), (b) に 2 つの方式が示されている。主制御について述べると、(a) はサンプル周期 T (sec) ごとの瞬時の制御誤差を検出し、これをホールドして PI 調節計に加える方式で、パルス伝達関数を用いて、筆算で容易に解析ができる。これを理想形とよぶ。(b) は周期 T ごとに h (sec) だけサンプラ S_1, S_3 をとじ、この間は連続制御と全く同じ動作をし、 S_1, S_3 が開く瞬

時の PI 調節計の出力をホールドし、つぎの $(T-h)$ sec の間は、ホールドされた操作量を対象に加えつづける系である。P 変換⁽⁴⁾あるいは π 変換⁽⁵⁾などを使用すると、この場合でも筆算で解析可能であるが、われわれの扱う系は多重ループ系になっているので、数サンプル周期の応答を計算する手間だけでもきわめて大きい。(b) を有限幅形とよぶ。

理想形ではサンプル時刻以外はすべて検出器は遊んでいるから、検出器のドリフト制御は絶えずおこなえて、ほとんど完全に制御できるから、主制御にドリフトの影響を考える必要がなくなる。しかも対象の主な時定数を T_p (sec) とし、比、 T/T_p が十分小さくとれる場合は、理想形は連続制御系 (PI) に近くなり、対象にむだ時間がないと仮定できると、ループゲインを十分大きくとれて、よい応答が期待される。

しかし、既述のようにドリフト修正に時間がかかり、 T/T_p があまり小さくならない場合は、連続系とはひじょうに異なった状況となり、安定領域は著しく狭くなる。さらにホールドが、 $\{1 - e^{-(T-h)s}\}/s$ のような理想的な形からずれて、 $\{1/(1 + T_h s)\} - \{e^{-(T-h)s}/s\}$ のような遅れをとまうと、安定領域はさらに狭くなる。このような遅れは、ホールドとしてドリフトや雑音が小さく保持動作の確実なサーボ方式のものをいれれば、その動特性として現われ、ドリフトの大きいことを無視して応答の早い純電子式のものをいいても、抵抗を通してコンデンサを充電する遅れとして現われる。

Fig. 4 (a), (b) に種々なパラメータを同じ値（次節参照）にとって、操作端に加わるステップ状外乱に対する制御面積 S （誤差の絶対値積分）を、理想形と有限幅形について比較してある。横軸は (a)、ループゲイン k , (b) は零次ホールドに付随する遅れの時定数 T_h (sec) である。ただし T/T_p は十分には小さくない場合で、(a), (b) ともに有限幅のほうが安定領域が広く、安定範囲内の S は、有限幅形が常に小さく、よい成績を示している。

上記の結果につき考えてみると、 T が十分小さくないと、理想形は情報の利用が時間的にきわめて少なく、また零次ホールドと I 動作とで、2 回

Fig. 4 Block diagram (T : sampling period)

(a)

(b)

Fig. 4 Comparison of control area between ideal type and finite pulse width type

積分に近い形となる。このため安定領域は狭く、よい成績が得られない。一方有限幅形は情報の利用の点および2回積分に近い形を避ける点ともに改良されているので、よい結果となると考えられる。以下では、もっぱら有限幅形について検討した。

Fig. 5 Simulation on analog computer

3. 系の構成

Fig. 3 に示すように、対象は一次遅れと仮定されているが、このことはかくはん水槽の温度制御などの場合はきわめてよく成り立つ。検出部の遅れ(時定数 $T_m(\text{sec})$)は小さく、無視できるのであるが、アナコンで検討する場合は、ドリフト制御回路の高周波の発振を防ぐために、必要である。 S_2 のある回路が、 S_1 の開くときの比例動作を保持するためのもので、積分動作は S_1 が開いても自動的に保持される。

3.1 アナコンによるシミュレーション

Fig. 5 において、①が制御対象、②が検出部、③がドリフト調節計、④がPI形の主調節計、⑤は S_1' を含めて零次ホールドである。⑤はフィードバック抵抗を入力抵抗の1/10にして、時定数(T_h)を小さくしているので、前段の係数器でホールドへの入力を10倍にしてある。フィードバックコンデンサを小さくして時定数を小さくすると、 S_2' が開いて純積分器となったとき、積分時間が小さくなり、演算増幅器のドリフトによる誤差が大きくなる。 S_1, S_1', S_3 は同期しており、 S_2, S_2' および S_4 が前者より $h \text{ sec}$ だけ遅れて動作する。ただし S_1 と S_1' とは逆動作で、 S_2 と S_2' は瞬時閉じるだけである。⑥は制御面積を計算して記録する回路である。 D が操作端に加わる主制御回路の外乱、 N が検出部のドリフトを表わす。

Fig. 3 に示されている多くのパラメータの中で、変化させて制御成績の検討を行なうのは、調節計のゲイン k_c (対象のゲイン k_p = 検出部のゲイン k_m = 1 としているから、 k_c = ループゲイン k)、 T, h およびドリフトの性質(以下では振幅一定の正弦波と仮定するので、その周期)で他は固定する。固定するときの方針は、1) アナコンの計算時間(制御量が平衡値に回復するまでの時間)をできるだけ短くする。2) 各種の時定数およびサンプル周期の比が実際問題に近い値になるようにすることである。

この結果、 $T_p = 25 \text{ sec}$ 、 $T = 3, 6, 12 \text{ sec}$ の3種に可変、 h/T は0~1の間で7点に可変とした。調節計の積分時間 T_c は T_p の1/10~1/100が普通使用されるので2 secとした。 $T_m = 0.1 \text{ sec}$ である。

ドリフト調節計は主調節計と

同様 PI 形にし、そのゲイン $k_n=1$ 、積分時間 $T_n=0.5$ sec とした。これはドリフトのステップ変化の整定時間が最少のサンプル周期 3 sec より小さい 2.8 sec になるようにしたためである。この結果、ドリフト調節計の出力にホールド（積分動作がこの代用）がつけてない (Fig. 3 または 5 参照)。しかしドリフト制御期間 $T-h$ が 2.8 sec より小さい場合は、ドリフト制御は不完全であるとともに、 S_4 が開くと比例動作部分の操作量がゼロになる不完全さが重なる。今回はこのような不完全さを含む場合も検討することにした。

D の大きさは、演算時間を適当な値にするため、0.05 とし、正弦波状のドリフト N の振幅は、 D の約 $1/20$ とした。

3.2 アナコンの精度

Fig. 6 は閉ループ内に有限パルス幅サンプラのある一次遅れ系の PI 制御である。ただしホールドはない。目標値のステップ状変化に対するアナコンの出力の記録が実線であり、点は筆算の結果である。これは Fig. 6 の説明文中に示すように⁽⁴⁾、 $0 \leq t \leq 2T$ の間の出力、 $C_0(s)$ 、 $C_1(s)$ を求め、 $C_0(s)+C_1(s)$ の逆変換をプロットしたものである。表にアナコンの出力の値と筆算の結果を比較しておいた。ほぼ 1% の精度で一致している。

4. 結 果

4.1 主制御回路の制御特性

最初に検出部にドリフトがなく、操作端にステップ状の外乱 ($D=0.05$) が加わる場合の主制御回路の制御特性を、 T_p 、 T_c 、 k_c および h/T を可変なパラメータとして、制御面積で評価したところ種々興味ある結果をえた。Fig. 7 に k_c および h/T を変化させた場合が示されている。縦軸が制御面積 S 、横軸は k_c で、(a)、(b)、(c) はサンプル周期が 3、6、12 sec の場合に相当する。各図の内、さらに h/T の異なった値に対する結果が比較してある。

図示されている k_c の範囲では、(c) の場合のみが不安定な領域を含んでいるが、他の場合でもこの範囲より大または小なる k_c の値で不安定となる。不安定領域は連続制御系と様子が異なり、 k_c 軸上で、離散した有限長の領域に分割されている。たとえば (c) で $h/T=0.55$ の場合は k_c 2.4~4 で不安定であるが、4 より大なる所では再び安定である。 k_c をきわめて小さくした場合、あるいははるかに大きくした場合、再び不安定になることが、アナログ計算の結果示される。

安定な範囲内ではつぎの傾向を認めることができる。(1) T をきめると、 h/T を大きくするほど、すな

$$nT \leq t \leq (n+1)T$$

$$C(s) = \sum_{k=0}^n C_k(s)$$

$$C_n(s) = e^{-nTs} \times \frac{h}{P} \left\{ \frac{e^{nTs} P}{1 + G_c(s) \cdot G_p(s)} \left[R(s) - \sum_{k=0}^{n-1} C_k(s) \right] \right\} \times G_c(s) G_p(s)$$

$$G_c(s) = 10 \left(1 + \frac{1}{20s} \right), \quad G_p(s) = \frac{1}{1 + 10s}$$

$$R(s) = 1.13/s, \quad T=12, \quad 6=h$$

t	calculated values	analog experiment v.
2	0.942	0.942
4	1.057	1.060
6	1.072	1.084
8	0.998	1.006
10	0.936	0.940
12	0.885	0.896
14	1.047	1.060
16	1.094	1.101
18	1.102	1.110
20	1.048	1.066
22	1.009	1.024
24	0.979	0.994

Fig. 6 Accuracy of analog-computation

わち連続制御に近づくほど、制御成績がよい (S が小さい)。(2) 安定限界の近傍の k_c を除けば、 k_c を大きくするほど S は小さい。(3) 異なった T の間の比較を行なうと、 T の小さい場合がわずかであるが S が小さい。若干の例外の個所はある。(1) に対し、(c) の $h/T=0.75$ および 0.88 の場合、 $k_c=2$ 付近で前者のほうが S が小さくなる。また (3) に対し、 $h/T=0.62$ 、0.75 および 0.88 に対し、 k_c が約 3 以上で、 $T=6$ sec のほうが $T=3$ sec より S が小さい。

以上のアナコン実験で、外乱を入れる時期のサンプリング時刻に対する相対的な位置を変えると S に明り

(a)

(b)

ような差が生ずるので、外乱は S_1 が閉じる瞬時には入れるようにした。 S_1 が閉じると連続制御と同じ状況となるので、この時刻に外乱を入れる場合が最少の S に対応する。

Fig. 8 に応答の一例を示した。ただしこの例は Fig. 7 の結果を得たときより零次ホールドに付随する遅れの時定数 T_h を小さくしてあるので、 $T=12$ sec, $h/T=0.38$, $k_c=4$ でまだ安定な応答を示している。

Fig. 7 において、 $k_c=1.25$ 付近の S は 3 種類のサンプリング周期に対して、著しい差はない。それで以下

(c)

Fig. 7 Comparison of control area of main control action to disturbance

Fig. 8 Responses to disturbance in main control action

では k_c をこの値に固定して、ドリフトがある場合の制御成績を T , h/T およびドリフトの周期に対して検討した。

4.2 検出部にドリフトがある場合

ドリフトのモデルとして、周期がプロセスの時定数

$T_p=25$ sec の付近の値, 6~56 sec の正弦波を用い, ドリフトを入れる時期は外乱と同様に S_1 のとじる瞬時とした. またこの時刻を時間の原点にとるとき, ちょうど余弦波になるように位相をきめた. ドリフトの振幅は既述のように外乱のステップの大きさの約 1/20 で, 0.0027 である.

ドリフトが加わると制御量の平衡値にはリプルが現われるため, 制御面積は一定値に収束しない. それで以下では単位時間あたりの制御面積 $\frac{S}{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} |e| dt$ (T_s : 制御量が定常になったと認めうる時間) を評価関数とした.

Fig. 9 (a), (b), (c) はドリフトの周期を横軸, S/T_s を縦軸, T と h/T を可変なパラメータとして表示したものである. 図中プロットした点のない実線は $h/T=1$ の場合, すなわち線形連続制御系において操作端にステップ状の外乱があり, 検出端に正弦波状のドリフトがある場合に相当している.

この実線の形状より, われわれが制御対象および PI 調節計の可変なパラメータに対し, 選定した値によって, 線形連続の閉ループ制御系は, 特性根に複素共役な基本振動根があり, われわれが選んだドリフトの周波数のほぼまん中の値に対して, 共振状態になっていることがわかる. この実線より下側に S/T_s の値があれば, 時分割的にドリフト制御を行なった結果, 連続制御方式のためドリフト制御がほとんど行なえない場合より, よい成績になる場合である.

(a), (b) ではよくなる場合が多いが, (c) では悪くなる場合が多い. (a), (b), (c) に共通して周期の短い

所, すなわち比較的早く変化するドリフトに対して改良されない.

ドリフト制御回路は低周波のドリフト分を時分割で制御し, これを高周波化する作用がある. 一方, 主制御系の閉ループ内には制御対象のような低域の波器があるので, 高周波化されるとここで阻止されるから, ドリフトの悪い影響はこのようにして減少すると考えられる. ところが, ドリフト制御回路のみ単独に, 正弦波に対する応答をアナログ実験してみると—— S_4 はサンプル周期 T ごとに $T-h$ 時間だけ閉じる——. 正弦波の周期がサンプル周期に近いかあるいは短い場合, 高周波化される一方きわめて長周期の成分が発生することが明らかになった. この低周波分が制御対象などで阻止されないため, 結果がかえって悪くなるのである. ゆえにドリフト分に含まれる振動成分が, サンプル周期より十分長いとみなせるように構成しなければならない.

Fig. 9 (a), (b), (c) に対し, 一定のドリフト周期と h/T について, サンプル周期 T は小さいほうが, 若干の例外を除いて, よい制御結果を与えている. $T=3$ と 6 sec の場合で, ドリフト周期が 50 sec に近く, h/T が大きいと, $T=6$ sec の場合のほうがよい. これはすでに指摘したように, 1 サンプル周期内でドリフト制御に費やされる時間 ($T-h$) が, $T=3$ sec に対しては, 著しく小さくなるので, ドリフト制御の不完全さが, ドリフトの周期の特に長い場合に目立ってきて, 逆の結果となっている.

Fig. 10 は **Fig. 9** の結果を横軸に h/T をとって, プロットし直したものである. ドリフトの周期は図中

Fig. 9 Comparison of control area when both disturbance and drift occur

Fig. 10 Determination of optimum values of h/T corresponding to various periods of drift

にパラメータとして記入してある。この図では右端が $h/T=1$, すなわち連続制御系の結果に相当している。左端にゆきほどドリフト制御に費やされる時間が多くなり, ドリフトの影響が除かれて, ステップ外乱のみを制御した結果に近くなる。Fig. 10 (a), (b) で折線が左側で 1 点に集まる傾向を示しているのは, このためである。ドリフト周期が短い場合 (周期 6.3 sec および 12.6 sec) は折線が右から左に向かって昇りこ配となっている。これは連続制御より, 常に悪い成績となることを示している。周期 20 sec 以上のものは, 連続系より改善され h/T , 0.4~0.6 の範囲に S/T_s の最少値がある場合が多い。

Fig. 11 はドリフトのある場合の応答の記録が例示してある。各 T に対し下から制御量, 検出部の出力が記録されているが, おのおの一番上は, $T=3$ および 6 sec に対しては, ドリフト調節計の出力であり, $T=12 \text{ sec}$ に対しては, 主制御調節計の出力 (操作量) である。

Fig. 11 Responses of controlled value when both disturbance and drift occur

5. む す び

表題のようなサンプル値制御に対し、連続制御用のPI調節計を使用すると、主制御系の操作端外乱に関しては、対象がむだ時間を含め遅れ系であるかぎり、連続系以上の成績とはならないが、検出部がドリフトする場合は事情が変わる。ドリフトに対し、連続系はほとんど制御効果はないのに反し、サンプル値系は、検出器を主制御回路からはずして、これを修正する機会があるので、外乱に対する成績をドリフトに対してはばん回し、連続系以上の成績にもなりうるのである。

このさい、もしドリフトの修正が短時間にできて、 T/T_p を十分小さくとれる場合には、理想形を使うことができる。 T/T_p が十分には小さくできない場合は、情報をよりよく利用して、また安定範囲も広いので、有限幅形が得策である。ただし、ドリフトの周波数分析を行なってみて、制御対象の時定数に比して、周期の短い成分（前節のアナログ計算ではサンプル周期に近くなる）が強く含まれているような場合は、必ずしも、連続系より改良されないから注意する必要がある。ただわれわれのアナログ計算では、ドリフト周期に無関係にドリフト調節計のパラメータ k_n, T_n を一定にしておいた。これらの値は緒言で述べたように、ドリフト測定機構と無関係には決められないが、ドリフトの周波数に対し、早い成分に対しては、応答も早くなるようにすべきである。このようにすれば早いドリフト成分に対しても改良されよう。

制御対象の時定数より長い周期のドリフトについて

は、連続系より改善される場合が多く、 h/T は 0.4～0.6 が適当である。 T の値は、とうぜんのことながら、可能な範囲で小さく選ぶべきである。ドリフトの性質を統計的な雑音として扱い、主調節計ならびにドリフト調節計のパラメータを最適に調整する問題、あるいは対象にむだ時間が付加される場合の検討は、今後に残された問題である。

終わりにこの研究に種々協力してくださった名大工学部応用物理学科・山田光正、大野純治両氏に厚くお礼申し上げる。

参 考 文 献

- (1) 杉浦一郎，成瀬禎一：“攪拌水槽の精密温度制御”，計測自動制御学会第4回学術講演会予稿集，1965，p. 373
- (2) 杉浦一郎，丸橋 徹：“自動ドリフト補償検流計型微小電圧計”，計測と制御，Vol. 2, No. 10, 1963, 759
Ichiro Sugiura, Akira Maruhashi: “Automatic Drift Compensating Galvanometer Type Millimicrovoltmeter”, Preprint No. 21, 2-2-64, 19th Annual ISA Conference.
- (3) E. I. Jury: “Sampled-Data Control System” John Wiley & Sons Inc. 1958, p. 157 以下
- (4) G. Farmanfarma: “Analysis of Sampled-Data System with Finite Pulse Width” Trans. A. I. E. E., Vol. 75, Pt. 1, 1956, 808～819
(3) の E. I. Jury の本, p. 271 以下
- (5) J. Tou: “Digital and Sampled-Data Control Systems” McGraw-Hill Book Company, 1959