

# マイクロコンピュータによるプロセス制御 (第1報)

—PID 制御および有限時間整定制御について—

和田 憲造\*・早野 延男\*

Process Control with Microcomputer

—PID Control and Finite Time Settling Control—

Kenzou WADA and Nobuo HAYANO

## Abstract

Since 1960, process control systems utilizing Direct Digital Control (DDC) have been treated by many investigators and several reports about the assignment of the parameters have been presented.

Recently, the appearance of Micro-computers is going to change the status of all hierarchy systems. The advantage of the DDC algorithm rests in its inherent flexibility and these profit never reached by the customary analog devices.

In this report, we investigated

- i) PID algorithm by use of micro-processor
- ii) the influence to the indicial response of each parameter of the DDC system.

## 1. まえがき

プロセス制御は1950年代の電気式アナログPID調節計(それ以前にも空気圧によるものは存在していた)に始まり,1960年代に至って多数のアナログ調節器を一台の計算機におきかえて制御しようといういわゆるDDC(直接計算機制御)が研究開発され,PIDおよび各種アルゴリズムについて,またパラメータチューニング方法等について種々検討がなされてきた.<sup>1)2)</sup>しかしそれはおもに大規模な計算機またはミニコンを使用した集中管理システムであった.近年になってマイクロプロセッサの出現によりマイクロコンピュータを中心とした分散型総合制御システムが開発されプロセス制御の分野に定着しつつある.DDCの利点はさまざまなアルゴリズムを実行できるその柔軟性にあると言える.アナログ調節計と同程度の制御が可能ならばだけでなく,アナログ調節計ではなし得ない制御も可能であり種々のアルゴリズムの検討がなされ

ている.<sup>3)4)</sup>しかし一方DDCにおいてはサンプリング周期の選定等DDC固有の問題が生じてくる.

プロセス制御系は一般に調節部,操作部,制御対象および検出部から構成されている.本報告は調節部にマイクロコンピュータを使用し,制御対象をアナログコンピュータでシミュレートすることによりサンプル値制御系を構成し,操作部が調節計からの出力に対して線形性を保っている場合と飽和特性を示す場合についてPID制御を行い,2つの異なるアルゴリズムの特徴また各パラメータの制御性能に及ぼす影響について検討し,さらにアルゴリズムの柔軟性をいかした有限時間整定制御の実現について検討を行ったので報告する.これら計算機を使用したシステムは連続制御系としてではなくサンプル値制御系としての取扱いが必要となる.

## 2. システムの構成

Fig. 1に今回の実験に用いたシステムの構成を示す.制御装置としてTOSMIC-12マイクロコンピュータシステム,また制御対象はアナログコンピュータ上に

\* 生産機械工学科

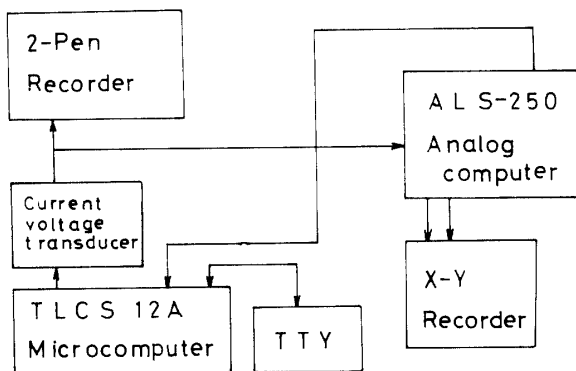


Fig. 1 Experimental apparatus of digital control system.

シミュレートした。そして制御器から制御対象への操作量は電流電圧変換器により電流出力を電圧に変換して与えてある。制御量の時間的变化を X-Y レコーダで、また操作量をペンレコーダで記録した。

2.1 マイクロコンピュータの構成<sup>3)</sup>

本実験に使用したマイクロコンピュータシステムは TLCS-12 A を中心に、AI モジュール、AO モジュール、メモリボード、タイピュータおよびそのインタフェースカードから成っている。その構成を Fig. 2 に示す。

(1) 基幹部 (PUT)

基幹部は TLCS-12 A CPU, IO デバイスコントローラ (DCU), 割込ラッチ (INTU), それに TIMER から構成されている。CPU は演算処理ユニットとして動作し、DCU は各入出力デバイス機器の間に入りその管理下にあるデバイス機器を選択し情報の伝達を行う。INTU は外部割込入力ラッチであり、外部からの割込入力は INTU に入りラッチされる。割込処理が終るとラッチは解除されるようになっている。TIMER は内部の 1 ms, 10 ms, 100 ms, 1 s, と外部 2 つの計 6 点あり今回は 10 ms をシステムタイマーとしてサンプリング周期のカウントに使用した。

(2) AI モジュール

AI モジュールは 8 CH マルチプレクサ (AM-3) と

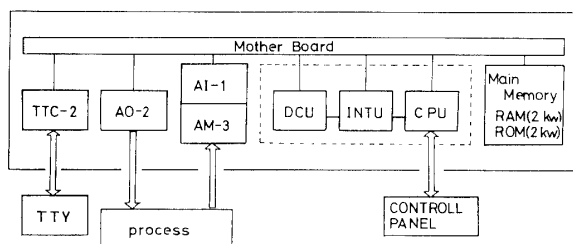


Fig. 2 Microcomputer system.

アナログ入力モジュール (AI-1) から構成されている。AI-1 は二重積分形 A/D コンバータとマルチプレクサコントローラから成り 0~5 V の電圧を 12 bit のデータに変換する。本モジュールにおける A/D 変換所要時間は 10 ms (整定時間) + max 37 ms (変換時間) である。コマンドで A/D 変換をスタートし変換が終了すると CPU に割込みが発生するようになっている。

(3) AO モジュール

アナログ出力モジュール (AO) は 10 bit の D/A コンバータを 2 組づつもったもので CPU から送られてきたデータを 4~20 mA の電流に変換して出力する。変換時間は 500 μs である。AO モジュールは本システムにおいて 0 次ホールドの役目もしている。

(4) メモリ

メインメモリは ROM, RAM とも 2K ワードで ROM には 3 パスのセルフアセンブラとエディタが入っておりプログラムの作成に利用する。RAM はユーザプログラムおよびデータの格納に用いる。

(5) TTC-2 モジュール

TTC-2 モジュールはテレタイプライタおよびタイピュータ (以上双方を便宜上 TTY と称する) とのインタフェースカードで 8 bit のパラレル信号にスタート bit, ストップ bit を付加した後 11 bit のシリアル信号に変換して TTY に出力する。また TTY のキーボードやリーダから受信されたシリアル信号をパラレル信号に変換し CPU へ読み込ませる。TTY はキーボード、プリンター、紙テープパンチャおよび紙テープリーダから構成されておりソーステープの作成、オブジェクトテープやリスティングの作成、プログラムのローディングなどを行う。

2.2 電流電圧変換器

制御対象に使用しているアナログコンピュータは電圧動作を行うものであるが、AO 出力は電流出力となっているため電流を電圧に変換する必要がある。本器は AO 出力を 0~10 V の電圧に変換してアナログコンピュータに出力している。

2.3 制御対象

本実験における制御対象 (操作部・検出部含む) はむだ時間 + 一次遅れ系としてアナログコンピュータ上にシミュレートした。その伝達関数を (1) 式に示す。

$$G_p(S) = \frac{K}{1+TS} e^{-Ls} \quad \dots (1)$$

なおむだ時間は Pade' 近似により (2) 式のように近似して行った。

$$e^{-LS} = \frac{1 - \frac{L}{2}S}{1 + \frac{L}{2}S} \quad \dots\dots (2)$$

またPade'近似により生じる逆応答成分をコンパレータを用いてカットした。Fig. 3 にアナログコンピュータ上に制御対象をシミュレートした時のブロック線図を示す。

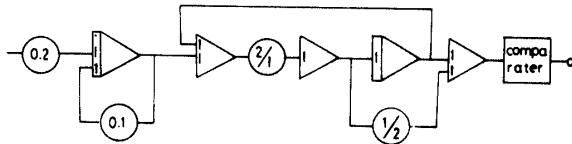


Fig. 3 Block diagram of analog computer.

3. 制御式および系の状態変数表示

3.1 PID 制御式について

システムのブロック線図を Fig. 4-a に示す。図中破線で囲まれた非線形要素は操作端が飽和特性をもっている場合を示す。アナログ調節計の理想化された3項動作は (3) 式で表わされる。

$$u = K \left( e + \frac{1}{T_I} \int e dt + T_D \frac{de}{dt} \right) \quad \dots\dots (3)$$

- ここで  $u$ : 操作量
- $K$ : 比例ゲイン
- $T_I$ : 積分時間
- $T_D$ : 微分時間
- $e$ : 偏差

DDC ではこの式から誘導された差分形 PID 制御式が基本制御式として用いられる。すなわち

$$u(k) = K \left[ e(k) + \sum_{j=1}^n \frac{\tau}{T_I} e(j) + \frac{T_D}{\tau} \{e(k) - e(k-1)\} \right] \quad \dots\dots (4)$$

各係数の相関をなくした形で表わすと

$$u(k) = K_P e(k) + K_I \sum_{j=1}^n e(j) + K_D \{e(k) - e(k-1)\} \quad \dots\dots (5)$$

ここで  $K_I$  は積分項ゲイン,  $K_D$  は微分項ゲイン,  $K_P$  は比例項ゲインであり各々次のような関係にある。

$$K_P = K, \quad K_I = \frac{K \cdot \tau}{T_I}, \quad K_D = \frac{K \cdot T_D}{\tau}$$

(5) 式における出力  $u(k)$  は操作端の位置を与えるもので PID 位置形制御式と呼ばれている。

(5) 式を微分すると

$$\Delta u(k) = K_P \{e(k) - e(k-1)\} + K_I e(k) + K_D \{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)\} \quad \dots\dots (6)$$

この式は操作端の位置の修正量を与えるもので速度形と呼ばれる。なお速度形アルゴリズムを用いる場合には操作端に積分特性をもたせる必要がある。さらに (5)(6) 式において  $e(k) = r(k) - y(k)$  とし,  $r(k)$  はサンプリング時点で変化しないものとすればそれぞれ (7), (8) 式となる。

$$u(k) = K_P \{r(k) - y(k)\} + K_I \sum_{j=1}^k \{r(j) - y(j)\} + K_D \{y(k-1) - y(k)\} \quad \dots\dots (7)$$

$$\Delta u(k) = K_P \{y(k-1) - y(k)\} + K_I \{r(k) - y(k)\} + K_D \{2y(k-1) - y(k-2) - y(k)\} \quad \dots\dots (8)$$

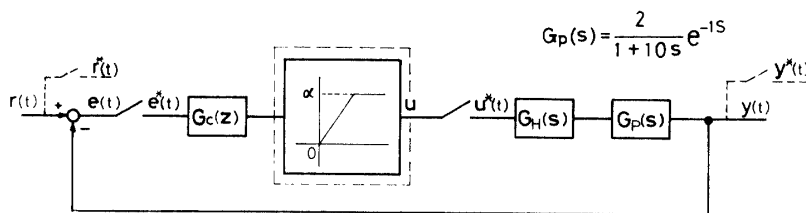


Fig. 4-a Block diagram.

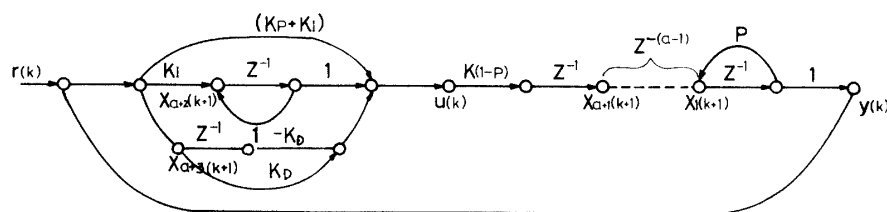


Fig. 4-b Signal flow diagram.

ここで  $\gamma$  は設定値,  $y$  は制御量を, また  $k$  はサンプリングの回数を示す.

(8) 式が PID 速度形アルゴリズムの最終形である.

(5) 式を Z 変換し調節計のパルス伝達関数を求めると次式となる

$$G_c(z) = \frac{(K_p + K_I + K_D) - (K_p + 2K_D)z^{-1} + K_D z^{-2}}{1 - z^{-1}} \quad \dots\dots (9)$$

制御対象の伝達関数は (1) 式で与えられ, これにホールド要素  $G_H(S)$  を加えたパルス伝達関数は (10) 式となる.

$$G_p(z) = \frac{K(1-P)}{z-p} z^{-a} \quad \dots\dots (10)$$

ここで  $P = \exp(-\tau/T)$   
 $a = L/\tau$  (整数)

コンピュータのシミュレーションにおいて用いたシグナルフローを Fig. 4-b に示す.

これから系を状態変数形で表わすと (11) 式になる.

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(k+1) &= \mathbf{P}\mathbf{X}(k) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}\mathbf{X}(k) \\ \mathbf{C} &= (010\dots\dots 0) \quad \dots\dots (11) \end{aligned}$$

$$\mathbf{X}(k) = \begin{matrix} \gamma(k) \\ x_1(k) \\ \vdots \\ x_{a+3}(k) \end{matrix} \mathbf{P} = \begin{matrix} 1 & 0 & \dots\dots\dots 0 \\ 0 & P & 1 & 0 & \dots\dots\dots 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & \dots\dots\dots 0 \\ \vdots & & & \ddots & & \vdots \\ 0 & & & & 1 & 0 & 0 \\ C_1 & -C_1 & 0 & \dots\dots\dots C_2 & -C_3 \\ K_I & -K_I & 0 & \dots\dots\dots 1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & \dots\dots\dots 0 & 0 \end{matrix}$$

ここで  $C_1 = K(1-P)(K_p + K_I + K_D)$   
 $C_2 = K(1-P)$   
 $C_3 = KK_D(1-P)$

(11) 式はサンプリング時点における状態変数を計算できる繰り返し方程式である.

これから特性方程式は (12) 式で表わされる

$$\det |\mathbf{Z}\mathbf{I} - \mathbf{P}| = 0 \quad \dots\dots (12)$$

すなわち次式となる

$$\begin{aligned} z^{a+1}(z-1)(z-P) + K(1-P)(K_p + K_I + K_D)z^2 \\ - K(K_p + 2K_D)(1-P)z + K(1-P)K_D = 0 \quad \dots\dots (12)' \end{aligned}$$

また操作端が飽和特性を示す場合については (11) 式は次式のようになる

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{X}}(k+1) &= \tilde{\mathbf{P}}\mathbf{X}(k) \\ \tilde{\mathbf{y}}(k) &= \tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{X}}(k) \\ \tilde{\mathbf{C}} &= (010\dots\dots 0) \quad \dots\dots (13) \end{aligned}$$

$$\tilde{\mathbf{X}}(k) = \begin{matrix} u(k) \\ x_1(k) \\ \vdots \\ x_{a+1}(k) \end{matrix} \tilde{\mathbf{P}} = \begin{matrix} 1 & 0 & 0 & \dots\dots\dots 0 \\ 0 & P & 1 & 0 & \dots\dots\dots 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \dots\dots\dots 0 \\ \dots\dots\dots & \dots\dots\dots & \dots\dots\dots & \dots\dots\dots & \dots\dots\dots \\ 0 & \dots\dots\dots & \dots\dots\dots & \dots\dots\dots & 1 \\ C_2 & \dots\dots\dots & \dots\dots\dots & \dots\dots\dots & 0 \end{matrix}$$

### 3.2 デッドビート動作について<sup>7)</sup>

デッドビート動作とはオーバシュートなしでステップ入力に最も早く応答することであるがこの動作を行うためにはエネルギーの瞬時伝達が必要であり初期に大きな操作量を必要とする. デッドビート制御器の構成を Fig. 5 に示す. 制御器は各サンプリング区間で異なった値をとる可変ゲイン要素として取扱った.

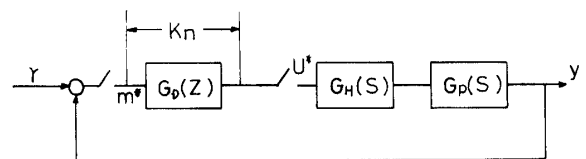


Fig. 5 Deadbeat controller.

PID 制御の場合と同様にしてシステムを状態変数表示すると (14) 式のように表わせる.

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(k+1) &= \mathbf{Q}(k)\mathbf{X}(k) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}\mathbf{X}(k) \\ \mathbf{C} &= (010\dots\dots 0) \quad \dots\dots (14) \end{aligned}$$

$$\mathbf{X}(k) = \begin{matrix} \gamma(k) \\ x_1(k) \\ \vdots \\ x_{a+1}(k) \end{matrix} \mathbf{Q}(k) = \begin{matrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & P & 1 & 0 & \mathbf{0} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \\ \dots\dots\dots & \dots\dots\dots & \dots\dots\dots & \dots\dots\dots & \dots\dots\dots \\ 0 & \dots\dots\dots & \dots\dots\dots & \dots\dots\dots & 1 \\ C_4 & -C_4 & 0 & \dots\dots\dots 0 \end{matrix}$$

ここで  $C_4 = K_n K(1-P)$

ここで  $K_n$  はサンプリングごとに変化する制御器の可変ゲインである.  $\mathbf{Q}(k)$  は各サンプリング時における系の状態を与える正方行列であり,  $\mathbf{X}(k+1)$  はサ

ンプリング時点  $t=(k+1)\tau$  における系の状態を表わしている。

デッドビート制御器は制御器の入力列と出力列の比として次式で与えられる。

$$G_D(z) = \frac{\sum_{i=1}^n K_i m(i) z^{-i}}{\sum_{i=0}^n m(i) z^{-i}} \quad \dots\dots (15)$$

4. 実験方法

実験はPID(PI) 制御および有限時間整定制御について各アルゴリズムを作成し、まず PID(PI) 制御において各サンプリング周期  $\tau$  について高橋の方法で最適定数を決定し、<sup>6)</sup> その最適定数の近傍で  $K_P$ ,  $K_I$ ,  $K_D$  の値を操作し、それぞれの場合におけるシステムのステップ応答波形を操作量と同時に記録した。また操作端に飽和特性をもたせた場合についても同様に行った。有限時間整定制御についてはゲイン変化法<sup>7)</sup>に基づくアルゴリズムによりデッドビート動作を行った。

Fig. 6 に PID アルゴリズムのフローチャートを示す。本フローチャートは (5) 式によるものでありメ

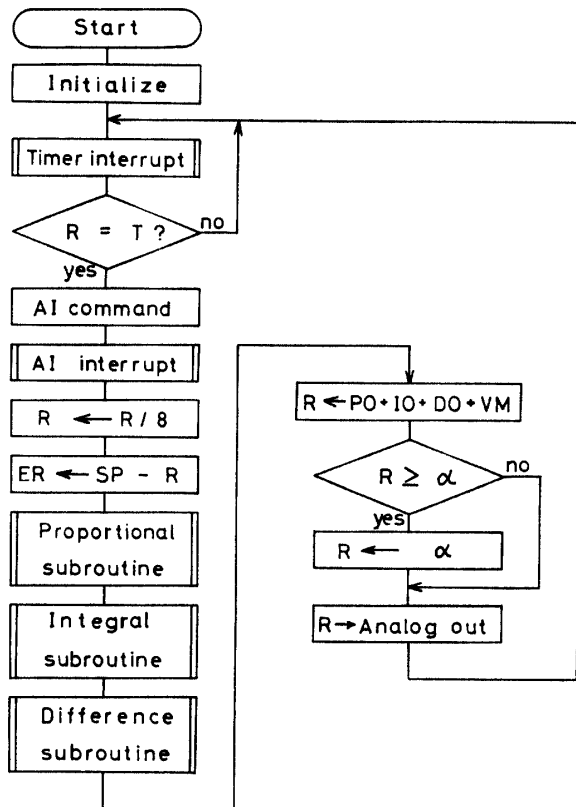


Fig. 6(a) Flow chart of PID control program. (main routine)

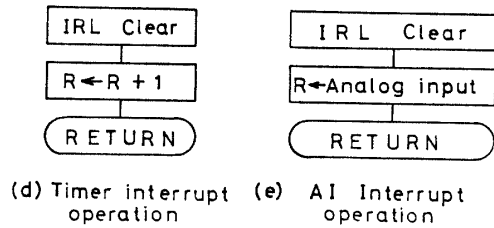
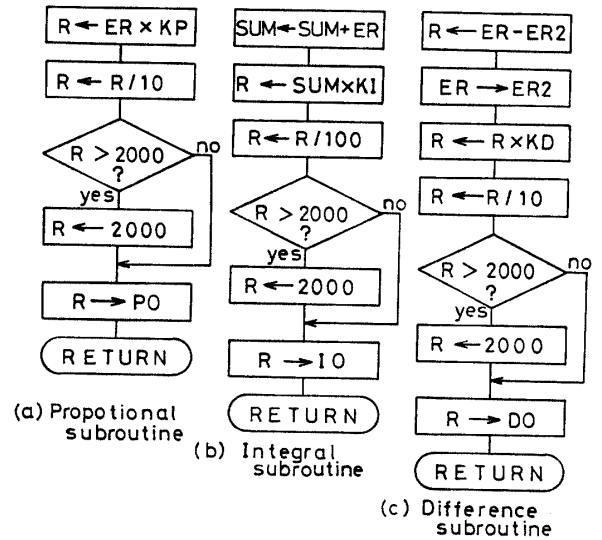


Fig. 6(b) Flow chart of PID control program. (subroutine and interrupt operation)

インルーチンと3つのサブルーチンから構成されている。まずタイマー割込みによりサンプリング周期をカウントし、AI 割込みにより制御量をサンプルする。そして偏差を算出し、偏差に応じて比例項、積分項、微分項を各サブルーチンで算出し最終操作量を決定する。本プログラムにおいては各動作の演算をサブルーチンで行うようにしたために PI, PID の切換えは非常に容易に行うことができる。

Fig. 6 において操作端が線形性を保つ場合については VM の値を操作することで操作量に頭打ち足切りの状態が生じないようにし、また操作端が飽和特性をもつ場合については VM の値を操作することで操作量のあるレベルで頭打ちあるいは足切りをするようにした。今回の実験においては頭打ちのレベルを  $\alpha=1.5$ ,  $\alpha=3$  とし、足切りについては  $\beta=0$  とし OV 以下の操作量を切り捨ててその影響を調べた。

5. 実験結果及び考察

5.1 位置形 PID と速度形 PID の違いについて

PID 制御式位置形 ((7) 式), 速度形 ((8) 式) による応答波形を Fig. 7 に示す。これら目標値変化に対する応答は速度形の方が位置形に比べ非常にゆるやか

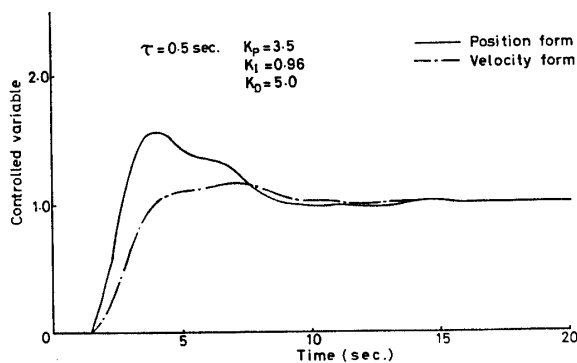


Fig. 7 Response of PID control.

である。これは速度形アルゴリズム (6) 式から (8) 式を導くとき目標値  $\gamma$  を  $\gamma(k-2) = \gamma(k-1) = \gamma(k)$  と仮定して比例項、微分項から脱落させてある。これにより目標値突変の際の操作量の突変が除かれオーバーシュートの少ないゆるやかな応答となる。またこのような応答を示すことは (8) 式を次のように等価変換すると明らかになる。<sup>5)</sup>

$$\Delta u(k) = K_P \{e'(k) - e'(k-1)\} + K_I e'(k) + K_D \{2y(k-1) - y(k-2) - y(k)\} \dots (16)$$

ここで  $e'(k) = \gamma'(k) - y(k)$  とする

今 (8) 式と (14) 式を等しいとすると

$$K_I \{\gamma(k) - y(k)\} + K_P \{y(k-1) - y(k)\} = K_I e'(k) + K_P \{e'(k) - e'(k-1)\}$$

$$\therefore K_I \gamma(k) = K_I \gamma'(k) + K_P \{\gamma'(k) - \gamma'(k-1)\} \dots (17)$$

したがって (16) 式は (8) 式において目標値  $\gamma(k)$  が (17) 式で示されるようになると変形されたのと等価である。

(17) 式を変形すると

$$T_I \{\gamma'(k) - \gamma'(k-1)\} / \tau + \gamma(k) = \gamma(k) \dots (18)$$

となりこれは連続系における微分方程式

$$T_I \frac{d\gamma(t)}{dt} + \gamma(t) = \gamma(t) \dots (19)$$

に対応しており、 $\tau < T_I$  のときは変形された目標値  $\gamma'(k)$  は真の目標値  $r(k)$  を  $1/(1+T_I S)$  のフィルタを通したものに等しくなる。したがって目標値変化に対する応答において目標値をステップ状に変化させても等価目標値  $\gamma'(k)$  は徐々に真の目標値に近づくことになり応答は非常にゆるやかなものとなる。したがって以上の検討においては位置形 PID 制御式について行うこととする。

## 5.2 操作端が線形性を保つ場合について

### 5.2.1 制御モードパラメータの影響について

DDC における PID 制御はアナログ調節計の場合と異なりサンプリング動作を行うためサンプリング周期の選定が重要となる。そして制御モードパラメータの調整もサンプリング周期により変わってくる。

Fig. 8 に位置形 PID 制御式のブロック線図を示す。

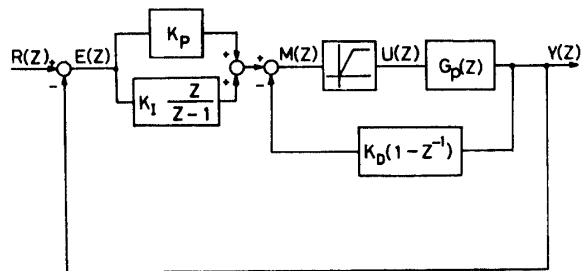


Fig. 8 Block diagram of PID control. (position form)

これからこのアルゴリズムにおいては比例項ゲイン  $K_P$  と積分項ゲイン  $K_I$  は主ループに入り系の応答に大きく影響を及ぼすことがわかる。また微分項ゲイン  $K_D$  はフィードバックループに入り系の安定化の役目をしていることがわかる。したがって各ゲインの応答に及ぼす影響については  $K_P$  と  $K_I$  は PI 制御により、 $K_D$  は PID 制御により調べた。

#### (1) 比例項ゲイン $K_P$ の影響

Fig. 9 にサンプリング周期  $\tau = 0.5 \text{ sec}$  において  $K_I$  を一定とし  $K_P$  を変化させた時の応答波形を示す。これから  $K_P$  を大きくすると応答は振動的となり周期は短くなっている。これは他のサンプリング周期についても同様の傾向を示した。

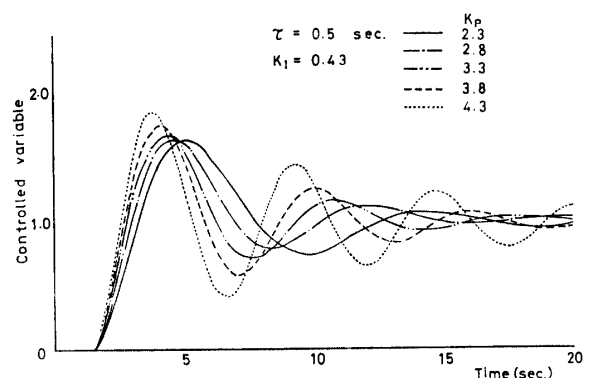


Fig. 9 Response of PI control.

#### (2) 積分項ゲイン $K_I$ の影響

Fig. 10 に  $\tau = 0.5 \text{ sec}$  において  $K_P$  を一定とし  $K_I$  を変化させた時の応答波形を示す。 $K_I$  を大きくしていくと応答は振動的となり周期も長くなる。

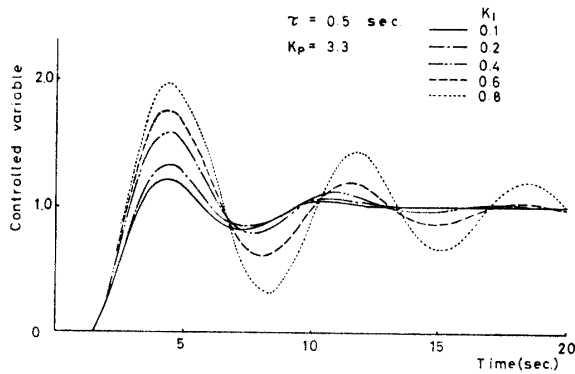


Fig. 10 Response of PI control.

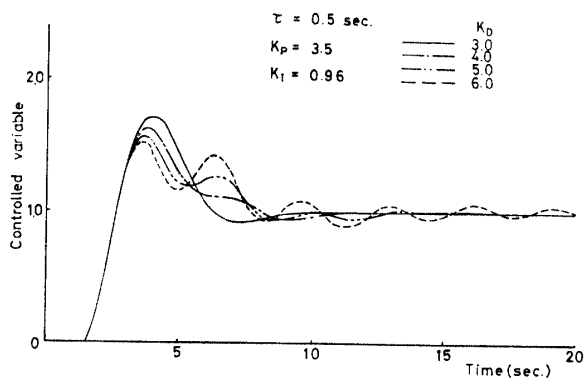


Fig. 11 Response of PID control.

(3) 微分項ゲイン  $K_D$  の影響

Fig. 11 に PID 制御において  $\tau=0.5 \text{ sec}$  とし,  $K_P, K_I$  を最適定数に設定し,  $K_D$  を変化させた時の応答波形を示す. 前述したように  $K_D$  の値が大きくなるにつれ安定化に向う傾向が読みとれる. しかし  $K_D$  が大きくなると操作量を必要以上に変動させ, 応答波形が振動的となり好ましくない結果を生じる.

これらの制御モードパラメータの影響については系の代表特性根の動きからも推察することができる.

システムの代表特性根を  $z_1, z_2 = \alpha + j\beta$  のような共役複素根と考え  $z_1, z_2$  を極座標を用いて表わせれば (20) 式のようになる.

$$z_1 = \rho e^{j\varphi}, \quad z_2 = \rho e^{-j\varphi} \quad \dots (20)$$

ただし  $\rho = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}$   $\varphi = \tan^{-1}(\beta/\alpha)$

したがって実際の固有応答は次の振動形にまとめられる.

$$x_1(k) = \rho^k \cos(k\varphi) x_1(0) \quad \dots (21)$$

これによると振動の振幅はもっぱら  $\rho$  の値に支配されまたその振動の周期は  $\varphi$  によって決定される.<sup>6)</sup> そこで  $K_P, K_I$  をそれぞれ最適定数近傍で変化させた時の代表特性根の動きを  $z$  平面上に描くと Fig. 12 のよ

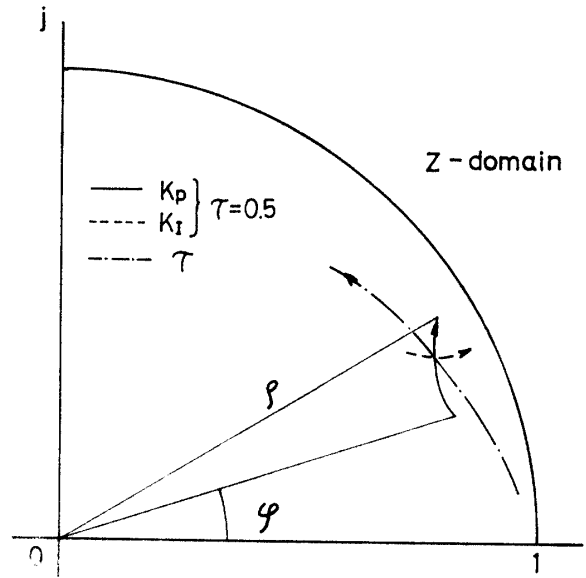


Fig. 12 Dominant characteristic roots.

うになる. これから  $K_P$  を大きくすると  $\rho$  は大きくなり  $\varphi$  は逆に小さくなる. また  $K_I$  を大きくすると  $\rho, \varphi$  とも大きくなっておりこれらの応答波形に及ぼす影響は実験結果とのよい一致を見ることができる.

5.2.2 サンプル周期の影響について

Fig. 13 に  $\tau$  を  $0.1 \sim 1 \text{ sec}$  に変化させた時の応答波形を示す.  $K_P, K_I$  の値は各サンプル周期における最適定数である. この応答波形から各定数をそれぞれ最適とした時のサンプル周期の応答波形に及ぼす影響を見ることができる. Fig. 12 の代表特性根の動きから推察するとサンプル周期が長くなるにつれて応答の振幅は小さくなりその周期は次第に長くなるはずであるが実際の応答波形は振動の振幅が少しずつ大きくなった. これは出力データの取り出し方において演算結果の余りをすべて切捨て出力としたため積分項ルーチンにおいて誤差を生じる原因となった.

5.2.3 制御性能について

制御システムの制御性能を評価するために評価関数

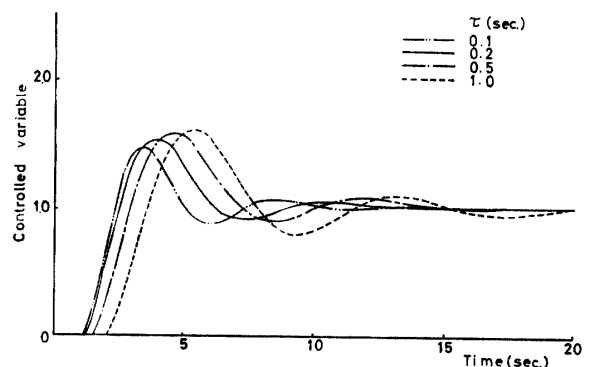


Fig. 13 Response of PI control. ( $K_P, K_I$ : optimum)

として制御偏差2乗積分 (ISE) をとった. PI 制御において  $K_P, K_I$  をそれぞれ変化させた時の制御性能を Fig. 14 に示す. なお  $K_{P0}, K_{I0}$  はそれぞれの最適定数を示す. Fig. 9, Fig. 10 から明らかなように  $K_P$  が大きくなれば応答は振動的となって制御性能は悪化し, 逆に  $K_P$  が小さくなると振動の周期が長くなり減衰の度合いが減り  $K_P$  の大小両方向で制御性能は悪化している.  $K_I$  については大きくなればなるほど振動の振幅は大となり, その周期も長くなり制御性能は悪くなる. また  $K_P, K_I$  どちらの場合においてもサンプリング周期が長くなるほど制御性能は悪くなる傾向にある.

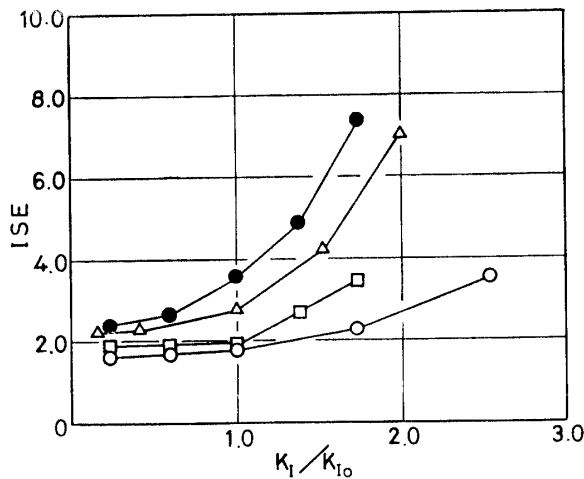
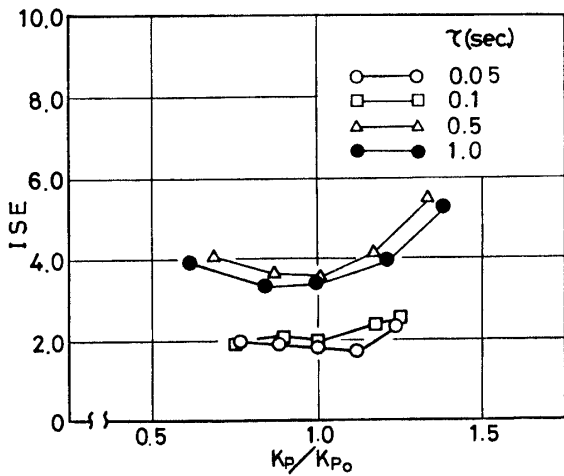


Fig. 14 ISE of PI action.

5.3 操作端が飽和特性をもっている場合について

操作端が飽和特性をもっている場合のシステムは (13) 式で表わされ, 操作端の飽和状態においてはプロセスは何らコントローラの影響は受けない. しかし操作出力を  $u_{max} = \alpha$  で頭打ちさせた時の頭打ち時間  $T_w$  は各パラメータの影響を受け結果的に各パラメー

タは頭打ちの際の応答波形に影響する.

Fig. 15 について  $\tau = 0.5$  における応答波形を示す. 頭打ちをすることにより立上りが鈍くなりオーバーシュート量が減少する. また操作出力の下限を 0 で切った場合 ( $\beta = 0$ ) の応答は波形のピークまでは操作出力が線形性を保つ場合と同じでピークを過ぎてからの波形の下りがゆるやかとなる. 同じレベルで頭打ちさせた場合は  $T_w$  が大なるほどオーバーシュート量は増大することになる.

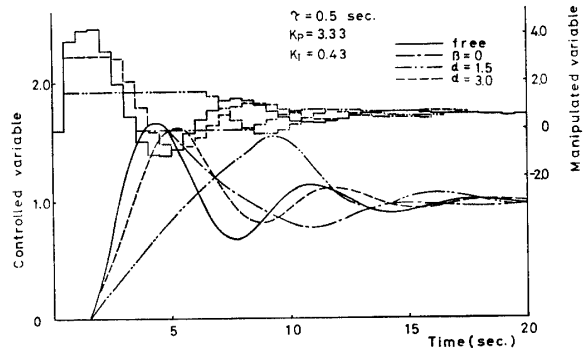


Fig. 15 Response of PI control.

5.3.1 比例ゲイン  $K_P$  の影響

Fig. 16 に  $\tau = 0.5$  の場合の  $K_P, K_I$  と頭打ち時間  $T_w$  の関係を示す. 図中実線が  $K_P$ , 破線が  $K_I$  の場合を示す.

これによると  $K_P$  を変化させた時は頭打ちのレベル  $\alpha$  により  $T_w$  への影響が異なり, すなわち  $\alpha < 2$  では  $K_P$  が大きくなるにつれて  $T_w$  は短かくなり,  $\alpha > 2$  では逆に若干長くなる傾向にある. これは Fig. 6 のフローチャートにおける頭打ちを行う前の最終出力 R (操作量) の演算結果によるものである. Fig. 17 に  $\alpha = 1.5$  で頭打ちさせた時の操作量 R の時間的变化を, また Fig. 18 に  $\alpha = 3$  で頭打ちさせた時の時間的变化を示す.  $K_I$  が一定なため操作量は制御対象が応答し始めるまで  $K_P$  の値にかかわらず同じ割合で増加し応答し

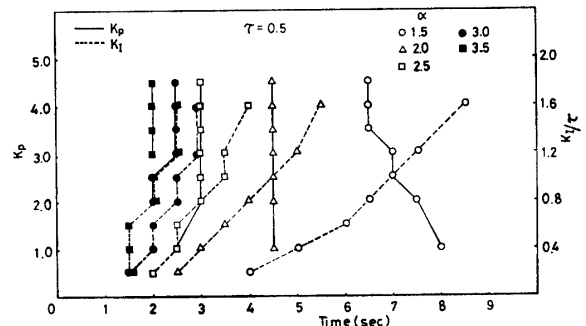


Fig. 16 Continue time of wind up.



始めるにつれて次第に減少しその度合は  $K_P$  が大なる方が大きい。したがって  $\alpha=1.5$  の場合には操作量の時間的変化において交差点を生じ結果として  $K_P$  が小さいほど頭打ち時間  $T_0$  は長くなる。 $\alpha=3$  の場合は頭打ちのレベルが高いため操作量に交差を生じず  $K_P$  が大なるほど頭打ち時間は長くなる。したがって比例ゲイン  $K_P$  については  $\alpha$  のレベルにより頭打ち時間に及ぼす影響は異なる。

ここで頭打ち時間とは操作量の計算開始から操作量

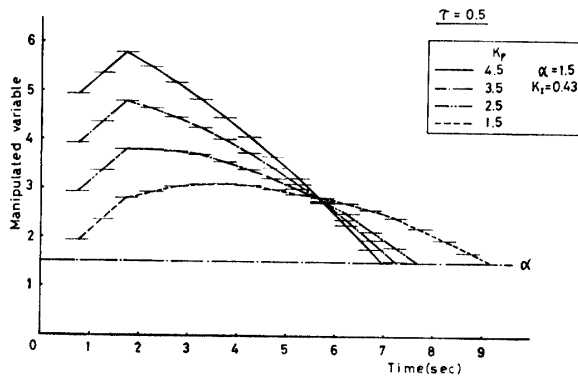


Fig. 17 Calculated value of manipulated variable in computer.

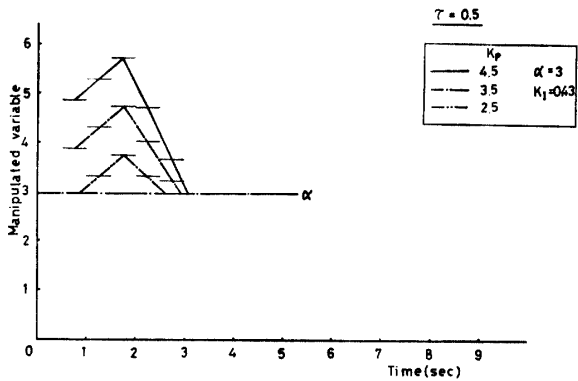


Fig. 18 Calculated value of manipulated variable in computer.

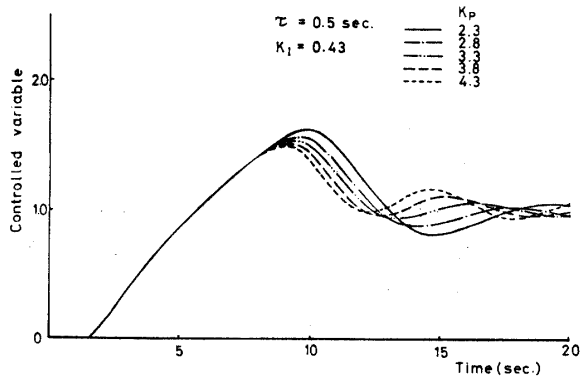


Fig. 19 Response of PI control. ( $\alpha=1.5$ )

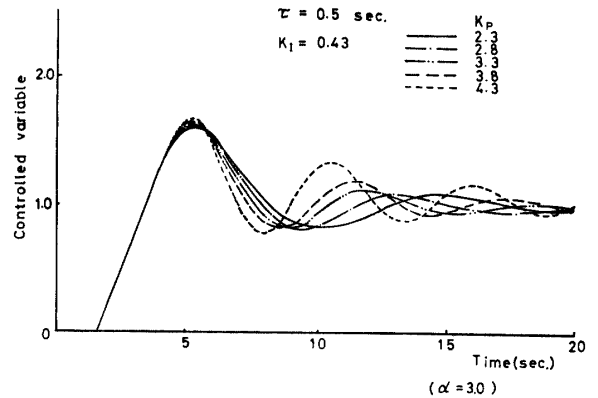


Fig. 20 Response of PI control. ( $\alpha=3.0$ )

が頭打ちのレベル以下にさがるまでの時間をいう。Fig. 19, Fig. 20 に  $\alpha=1.5$ ,  $\alpha=3$  でそれぞれ頭打ちさせた時の応答波形を示す。レベルの違いにより  $K_P$  の影響が異なっている。

### 5.3.2 積分ゲイン $K_I$ の影響

Fig. 16 から  $\alpha$  の値のいかんにかかわらず  $K_I$  が大なるにつれ  $T_0$  は長くなり、 $\alpha$  の値が小さいほど  $K_I$  を変化させた時の  $T_0$  の変化巾は大きくなる。Fig. 21 に  $\alpha=1.5$  における最終出力  $R$  の演算結果を、また Fig. 22 にその時の応答波形を示す。 $K_I$  が大きくなる

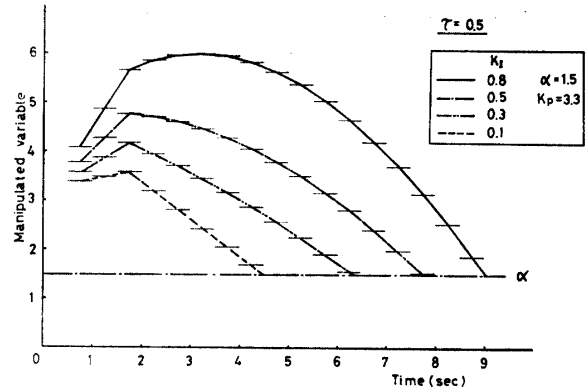


Fig. 21 Calculated value of manipulated variable in computer.

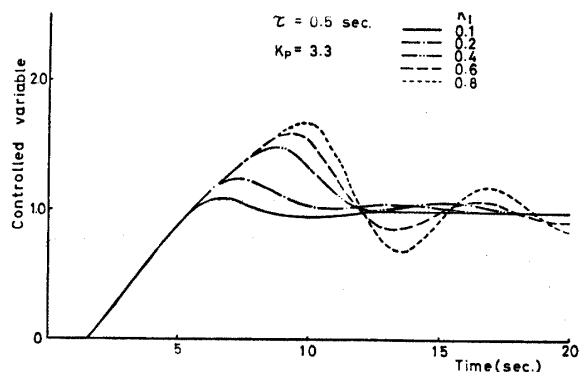


Fig. 22 Response of PI control. ( $\alpha=1.5$ )

につれて頭打ち時間  $T_s$  は長くなり応答は振動的となる。

5.3.3 制御性能について

Fig. 23 に  $\tau=0.5$  において操作端に飽和特性をもたせた場合の制御性能を示す。  $\alpha=1.5$  の場合が最も悪くなっているがこれは頭打ちのレベルが低かったために応答波形の立上りが鈍くなりすぎたためである。しかし操作端に適当な飽和特性をもたせることにより立上りあるいは立下りの応答速度は若干鈍るが操作量に制限を加えない場合に比べて全体的に制御性能のよい応答波形を得ることができる。

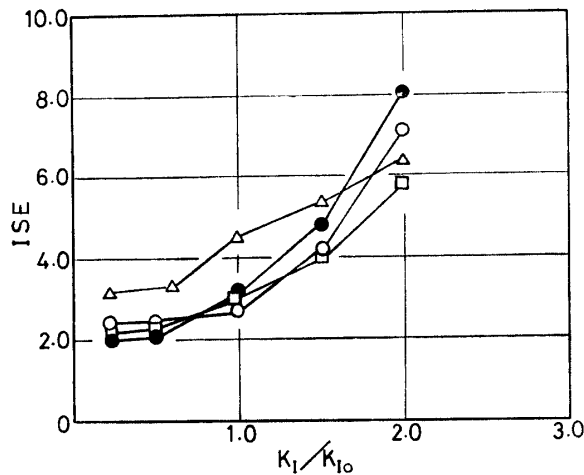
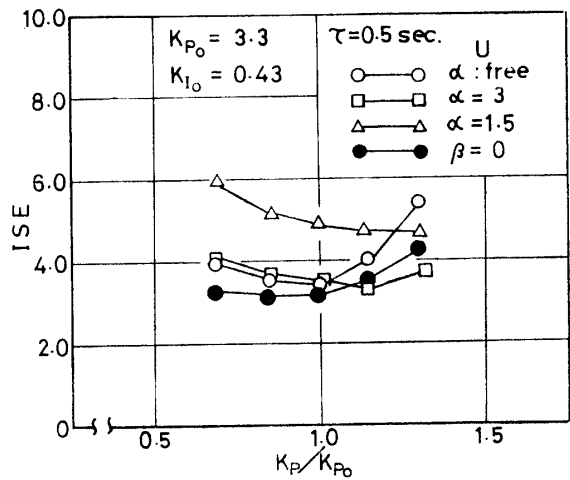


Fig. 23 ISE of PI action.

5.4 デッドビート動作について

Fig. 24 に  $\tau=0.5$  sec の場合において操作端が線形性を保っている時と  $\alpha=3, \alpha=6$  で頭打ちさせた時の応答波形を示す。操作量に制限がない場合は3サンプリング ( $L=2\tau$  のため) で整定するよう可変ゲイン要素  $K_n$  を決定し、操作端が飽和特性を示す場合は操作

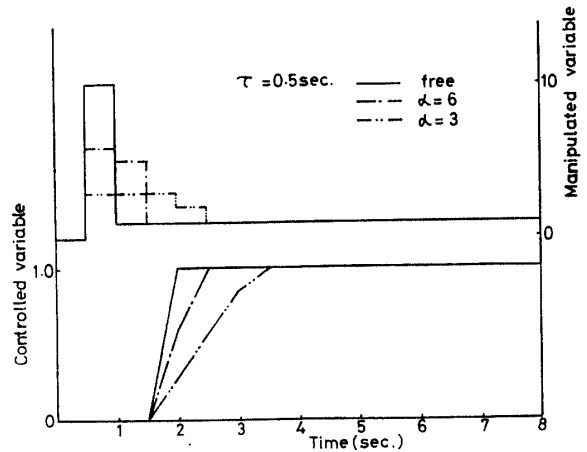


Fig. 24 Deadbeat action.

量が  $u \leq \alpha$  にてデッドビート動作をするよう  $K_n$  を決定すれば制御器を構成できる。操作量に制限がない時と  $\alpha=3$  で頭打ちさせた時の制御器のパルス伝達関数を以下に示す。

$$G_D(z) = \frac{1 - 0.951z^{-1}}{0.098 - 0.098z^{-3}} \quad (\alpha: \text{free}) \quad \dots (22)$$

$$G_D(z) = \frac{3 - 0.890z^{-3} - 1.602z^{-4}}{1 + 0.203z^{-3} - 0.278z^{-4} - 0.265z^{-5} - 0.164z^{-6}} \quad (\alpha=3) \quad \dots (23)$$

6. 結 論

従来のアナログ調節計の代りにマイクロコンピュータを用いてプロセス制御の実験を行い、2種類のPIDアルゴリズム、またデッドビートアルゴリズムについて各パラメータの影響および操作端が飽和特性をもつ場合について目標値変化に対する応答を調べた。

その結果以下のことに要約できる。

- (1) 2種類のPIDアルゴリズムの応答の違いは主ループ動作の違いおよび速度形において目標値を等価変換することから明らかとなり速度形の方がよりゆるやかな応答を示す。
- (2) 各パラメータの応答に与える影響は操作端が線形性を保つ場合にはZ平面における代表特性根の動きから明らかにすることができる。微分ゲイン  $K_D$  については系の安定化の役割をするがサンプリング時間が短い時また  $K_D$  を大きくした時に応答に対して好ましくない結果となる。
- (3) 操作端が飽和特性をもつ場合には各飽和レベルでの頭打ち時間を調べることにより応答への影響を明らかにすることができる。

- (4) 制御性能については操作端に飽和特性をもたせることで制御性能をよくすることができる.
- (5) むだ時間+一次遅れ系に対してデッドビート制御器を構成し, 有限整定さすことができた.

終りに本実験については本学卒業生, 原浩毅君, 坪口友一郎君, 新田茂美君の協力で行なわれたことを記し, 感謝します.

#### 参 考 文 献

1) 戸苅吉孝, 後藤秀雄: 第8回 SICE 学術講演会論文集

No. 707 (1969)

2) 古屋直道, 松屋 敬: 第10回自動制御連合講演会論文集 No. 309

3) D. Jacobs, L. F. Donaghey: Trans. ASME, **G-99**, 12 (1977)

4) Y. Takahashi, M. Tomizuka, D. M. Auslander: Trans. ASME, **G-97**, 12 (1975)

5) 横河電機: テクニカルマニュアル TM-1510-1

6) 高橋安人: システムと制御, 岩波書店 (1978)

7) J. T. TOU (訳中村嘉平ほか): 現代制御理論, コロナ社 (1976)

8) 東芝電機: TOSMIC-12 オペレーションマニュアル

(昭和55年4月15日 受理)