

論 文

PID出力歸還 制御器의 變數調整에 關한 研究

正會員 成 源 基* 正會員 崔 宗 秀** 正會員 河 龍 守***

A study on the Parameter Regulation of
PID Output Feedback Controllers

Weon Gi SEONG*, Jong Soo CHOI** and Yong Soo HA*** *Regular Members*

要 約 三項出力歸還 制御器의 파라미터調整을 컴퓨터模擬實驗에 의해 時間領域解析과 最適值를 活用할 수 있게 하였다. 定常狀態應答, 外亂無視, 過度應答遂行을 效率의으로 選擇될 수 있는 PID制御器의 設計를 汎用例에 의하여 考察하였다. 이에 의해 sensor base system構成圖를 또한 提示한다.

ABSTRACT The parameter regulation of proportional-plus-integral-plus-derivative output feedback controllers is presented in the practical comuter simulation and the time-domain analysis. Particularly, the restriction of parameter regulation for PID controller utilization is investigated as a result of simulation method. It is finally noted that one may resort to the design of controllers, as investigated, for rapid steady-state response, disturbance rejection, and transient response performance (over 3rd-order process) without computing the open-loop transfer functionmatrix. In consequence is presented the block diagram of sensor base system for PID output feedback controllers.

1. 序 論

레이다 안테나의 制御, 工作機械의 制御, 工程 制御 等을 위한 서어보機構(servo mechanism)의 制御器 適用 解析에 關한 研究가 상당히 增加되고 있다.

특히 制御系는 制御量을 測定하여 目標値와 比較하여 制御偏差가 最小가 되도록 하기 위해 空氣壓力式, 電子式 制御器 等을 活用하며, 最近 既存의 μ -processor뿐만 아니라 디지털 컴퓨터로 制御器를 構成하고 있다^{(1)~(4)}.

定常狀態應答(static accuracy), 外亂 혹은 傳達

遲延, 不感時間(disturbance rejection and transient response)에 效率의인 PID制御器의 活用에 루우프調節法(loop tuning rule)과 工程反應曲線法 等을 適用해 오고 있다⁽²⁾⁽⁵⁾.

70年代부터 modal(eigenvalue, pole) control 理論을 基盤으로 E. J. Davison, D. G. Luenberger, H. Seraji, M. Tarokh 等에 의한 多變數시스템의 各種 制御器(PI, PD, PID Controller)의 設計理論이 發表되어 오고 있다^{(6)~(11)}.

1980年 P. N. Paraskevopoulos는 多變數시스템의 PID出力歸還 制御器의 設計理論에 의한 制御器의 파라미터 設整을 提示하였다⁽¹⁾.

本 論文에서는 이 理論을 컴퓨터 模擬實驗에 의해 必要 條件附 合當性을 밝혔으며, 實際 産業現場의 sampled-data system(computer-controlled system)에 活用할 수 있는 制御시스템 構成의 假

***, ** 中央大學校工科學電子工學科
Dept. of Electronic Engineering, Chungang
University Seoul, 151 Korea.
論文番號 : 85-24(接受 '85. 7. 3)

定을 보여 주었다. 그리고 scalar control system (SISO system)의 4次 閉回路 시스템을 適用하여 汎用 PID制御器 파라미터 有用성을 提示하였다.

따라서 plant가 高次인 境遇 時間領域解析에서의 PID出力歸還制御 시스템의 安定한 극점(pole)의 位置를 決定함으로써 效率的인 시스템 動的 應答를 考慮했고 PID出力歸還制御를 適用한 sensor base system을 提案하였다.

2. 多變數시스템의 PID制御 設計理論

마리 特定된 定常狀態 正確度(static accuracy), 外亂無視(disturbance rejection), 過渡應答(transient response) 등을 解析할 수 있는 modal control 이 可能한 PID出力歸還 制御器의 파라미터 設置이 必要하다.

2-1. 出力歸還시스템

다음의 그림 1 은 PID制御器의 出力歸還 시스템이다.

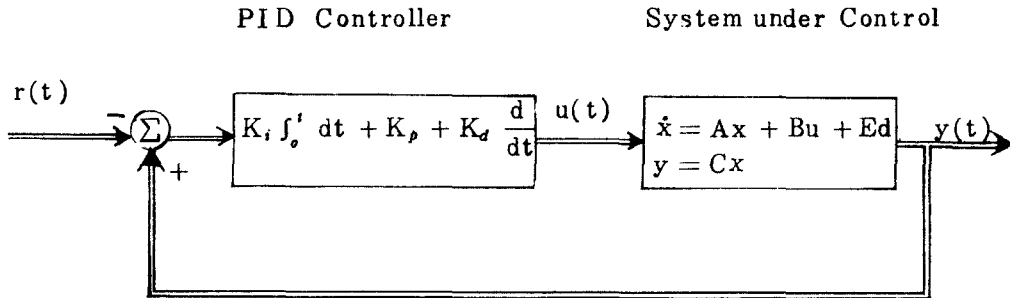


그림 1 PID制御 시스템
System under control with PID controller.

狀態空間에서 描寫된 線形時不變 多變數 시스템은 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B_u + E_d \\ y &= Cx \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

단, x : $n \times 1$ state-vector, u : $m \times 1$ input vector,
 d : $v \times 1$ disturbance vector,
 y : $l \times 1$ output vector,
 A, B, C, E : constant matrices.

그림 1에서 出力歸還法則(output feedback law)은 다음의 形態로 假定된다.

$$u = K_i \int_0^t (y - r) dt + K_p (y - r) + K_d (\dot{y} - \dot{r}) \quad (2)$$

단, K_i, K_p, K_d : constant $m \times l$ integral, proportional, derivative output feedback matrices.

r : reference input

따라서, $z = \int_0^t y dt$ 라 하면 다음의 式과 같은 擴大 狀態變數 形態를 構成할 수 있다.

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}^* &= A^* x^* + B^* z + E^* d \\ y &= C^* x^* \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

단, $\omega = -K_i \int_0^t r dt - K_p r - K_d \dot{r}$,

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & C \\ (I_n - BK_d C)^{-1} BK_i & (I_n - BK_d C)^{-1} B \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B^* = \begin{bmatrix} Z \\ X \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C^* = \begin{bmatrix} 0 & C \\ (I_n - BK_d C)^{-1} B \end{bmatrix},$$

$$E^* = \begin{bmatrix} 0 \\ (I_n - BK_d C)^{-1} E \end{bmatrix}, \quad C^* = \begin{bmatrix} 0 & C \end{bmatrix}$$

단, A^* : $(n+l) \times (n+l)$, X^* : $(n+l)$,
 B^* : $(n+l) \times m$, E^* : $(n+l) \times v$,
 C^* : $l \times (n+l)$

2-2. 定常狀態와 外亂無視 條件

出力歸還法則 式(2)의 積分項이 定常狀態와 外

亂無視 條件을 滿足시킴을 다음과 같이 說明할 수 있다.

式(1)과 歸還法則 式(2)의 Laplace 變換에 의한 出力은 다음과 같다.

$$Y(S) = [I_l - G(S)K(S)]^{-1} [G(S)K(S)R(S) + \hat{G}(S)D(S)] \quad (4)$$

단, $K(S) = K_i/S + K_p + K_dS$,
 $G(S) = C(SI_n - A)^{-1}B$,
 $\hat{G}(S) = C(SI_n - A)^{-1}E$

$R(S) = r_o/S$ 와 $\lim_{t \rightarrow 0} d(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sD(S) = d_o$ 로 假定하면, 最終值定理(final-value theorem)에 의해 出力 $y(t)$ 의 定常狀態 y_{ss} 를 구할 수 있다.

즉, $y_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} s Y(S) = r_o$

2-3. 安定한 閉回路시스템의 制御器變數 決定(transient response)

바람직한 閉回路시스템이 $|sI_{n+l} - A^*| = \prod_{i=1}^{n+l} (S - \lambda_i)$ 이 되도록 K_i, K_p, K_d 를 決定할 수 있는 誘導式은 다음과 같다.

$$|sI_{n+l} - H| = \prod_{i=1}^{n+l} (S - \lambda_i)$$

단, $H: (n+l) \times (n+l)$ square matrix
 $(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{n+l}: \text{eigenvalues})$

$A^* = H$ 이 成立해야 한다.

$$A^* = \left[\begin{array}{c|c} O & C \\ \hline (I_n - BK_dC)^{-1}BK_i & (I_n - BK_dC)^{-1} \\ \hline (A + BK_pC) & \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} A_1^* \\ A_2^* \end{array} \right] = H = \left[\begin{array}{c} H_1 \\ H_2 \end{array} \right] \quad (5)$$

따라서 $A_2^* = H_2$ 關係式에서 다음과 같은 Algorithm Function을 구할 수 있다.^{[3][4]}

$$BKM = V \quad (6)$$

단, $K = [K_i \ K_p \ K_d]: m \times 3l$

$$M = \left[\begin{array}{c} \hat{I} \\ \hat{C} \\ CH_2 \end{array} \right]: 3l \times (n+l)$$

$$V = H_2 - \hat{A}: n \times (n+l)$$

$$\hat{A} = [O \ A]: n \times (n+l)$$

$$\hat{C} = [O \ C]: l \times (n+l)$$

$$\hat{I} = [I_l \ O]: l \times (n+l)$$

3. 컴퓨터 시뮬레이션

3-1. 計算處理 理論

식(1)은 벡터行列形이므로 n 個 1次 差分狀態 方程式을 쓰면 z -Transform을 利用하여 다음과 같이 解를 구할 수 있다. 이는 離散值 制御系로 解析함으로써, 現代制御시스템에서 디지털 컴퓨터로 computer-controlled system을 構成하기 때문이다.

식(1)은 다음과 같은 一般式에서 解를 구할 수 있다.

$$X(K+1) = AX(K) + Bu(K)$$

따라서 n 次 差分狀態方程式의 解는 다음과 같다.

$$X(N) = \phi(N)X(0) + \sum_{k=0}^{N-1} \phi(N-k-1)Bu(k)$$

단, $N=0, 1, 2, \dots, N-1$

전국 벡터行列形 式(1)은 $t = KT$ (T : sampling period)에서 다음과 같은 n 個 1次 差分方程式을 쓸 수 있다.^{[3][4]}

$$\left. \begin{array}{l} X((K+1)T) = AX(KT) + Bu(KT) + Ed(KT) \\ y(KT) = X(KT) \end{array} \right\} \quad (7)$$

外亂項은 線形加法項(linear additive term)으로 外亂階段入力函數(step input function), 혹은 外亂 Ramp入力函數(ramp input function)을 考慮한다. input vector u 는 actuating signal인 離散值 $u(KT)$ 로 다음 式과 같이 計算處理하였다.

$$u(KT) = K_i \sum_{l=1}^K [y(lT) - r(lT)] \cdot T$$

$$+ K_i \sum_{l=1}^K [y(lT) - r(l-1)T] \cdot T/2$$

$$+ K_p [y(KT) - r(KT)] +$$

$$+ K_a \cdot \frac{[y(K-1)T - y(KT)]}{T} \quad (8)$$

應答誤差減少를 위해 數值積分項을 사다리積分(trapezoidal integration)으로 補償하였다. 그리고 Routh-Hurwitz 判別法과 Lin's Method에 의해 安定한 plant와 閉回路시스템을 考慮해 보았다^{13, 14} 이는 安定한 시스템일 境遇에만 應答解析의 意味가 있기 때문이다.

時間領域에서의 過渡動作과 定常狀態應答 考察은 初期值를 零으로 놓고, 階段入力 $r(t) = rU_s(t)$ 과 外亂階段入力 $d(KT)$ 로 特性化시켰다.

3-2. 汎用例

模擬實驗을 위해 SISO system 중 3次 plant를 制御할 수 있는 閉回路시스템을 一般化시키기 위한 PID 制御器 各各의 파라미터 調整은 다음과 같은 解析에 의한다. 3次 plant 制御 시스템의 例는 다음과 같다.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad C^T = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

바람직한 閉回路 特性多項式의 一般式은 다음과 같다.

$$F(S) = S^4 + h_3 S^3 + h_2 S^2 + h_1 S + h_0 \quad (10)$$

따라서 H 는 다음과 같다.

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -h_0 & -h_1 & -h_2 & -h_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \end{bmatrix}$$

algorithm function 式(6)에서 PID 制御器 파라미터 行列 K 를 구할 수 있다.

式(6)에서 M 과 V 는 다음과 같다.

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$V = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -h_0 & -h_1 + a_0 & -h_2 + a_1 & -h_3 + a_2 \end{bmatrix}$$

따라서 制御器 파라미터 行列은 다음과 같다.

$$K^T = [K_i, K_p, K_d] = [-h_0, -h_1 + a_0, -h_2 + a_1] \quad (11)$$

閉回路 시스템의 特性多項式 式(10)은

$$F(S) = S^4 + a_2 S^3 + h_2 S^2 + h_1 S + h_0 \quad (12)$$

가 된다.

즉, 安定한 시스템의 PID 出力歸還 制御器의 設計는 $h_3 = a_2$ ($a_2 > 0$)인 安定度 條件과 任意의 係數 h_0, h_1, h_2 에 의해 制御器 파라미터 $K_p, K_i = K_p / \tau_i, K_d = K_a \cdot \tau_d$ (τ_i : 積分時間常數, τ_d : 微分時間常數)를 決定할 수 있다.

3-3. Flow Chart

4. 結果考察

模擬實驗 3次 plant의 任意의 파라미터는 表 1과 같으며 PID 出力歸還 制御 시스템 閉回路 特性多項式은 다음과 같다.

$$F(S) = S^4 + 10S^3 + h_2 S^2 + h_1 S + h_0 \quad (13)$$

式(11)에 의해 PID 制御器 各 파라미터는 表 2와 같다.

표 1 plant의 파라미터
The parameters of plant.

a_0	a_1	a_2
6	5	10

표 2 PID 制御器 파라미터
The parameters of PID controller.

K_p	K_i	K_d
$-h_1 + a_0$	$-h_0$	$-h_2 + a_1$

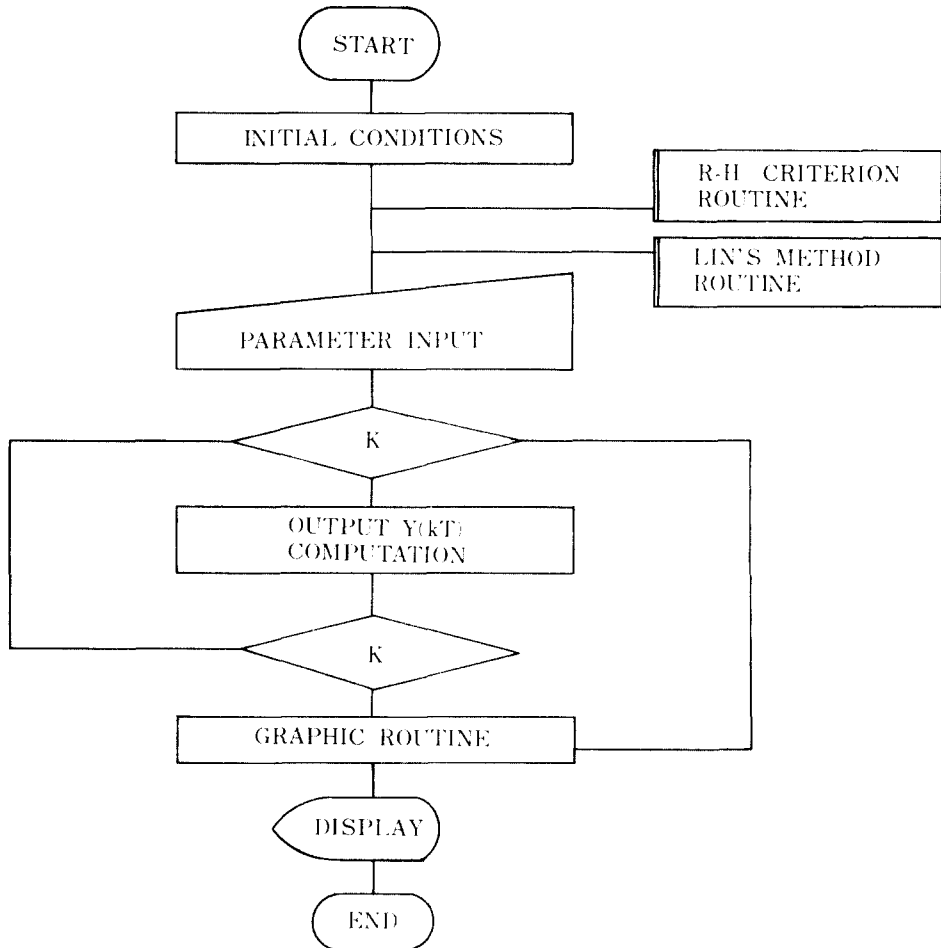


그림 2 制御器 處理 程序의 Flow chart.

時間領域 應答特性 考察을 위한 PID 制御器 各 파라미터의 變化를 다음의 4 段階로 考察한다.

段階 1. 複素數 S 平面 在半面 實數軸上의 特定位置의 極點들을 Lin's method에 의하여 表 2의 parameter 값들을 設整한다. 따라서 閉回路特性多項式은 다음과 같은 式을 取하게 되며, APPLE- II computer 模擬實驗의 PID 制御器 파라미터는 表 3이 設整된다.

$$F_1(S) = S^4 + 10S^3 + 35S^2 + 50S + 24 \quad (14)$$

표 3 閉回路 特性多項式 $F_1(S)$ 가 穩定된 PID 制御器 파라미터.

The parameters of PID controller with the determined closed-loop characteristic polynomial $F_1(S)$.

K_p	K_i	K_d
41	24	30

段階 2. 식(14)의 安定한 限界에서 PID 制御器의 모든 파라미터 變化를 考察한다.

따라서, 模擬實驗의 시스템 特性多項式은 다음의 式으로 表現되며

$$F_2(S) = S^4 + 10S^3 + 35S^2 + 50kS + 24k \quad (k: 實數) \quad (15)$$

Routh配例에 의한 安定範圍는 $k \geq 0.16$ 임이 確認된다.

k 의變化에 따른 PID制御器 파라미터는 表 4와 같다. 그리고 各各의 時間領域에서의 階段應答은 그림 3~그림 5와 같은 模擬實驗結果와 特性值를 구하였다.

표 4 k 의變化에 따른 PID制御器 파라미터
The parameters of PID controller by variation of k .

	K_p	K_i	K_d	S-평면상의 극점 위치
$k = 0.5$	19	12	12.5	$S_1 = -0.09879821728$ $S_2 = -0.691688271$ $S_3 = -1.28124528$ $S_4 = -7.92908428$
$k = 1$	44	24	30	$S_1 = -1, S_2 = -2, S_3 = -3,$ $S_4 = -4$
$k = 5$	244	120	170	$S_1 = -0.706441399$ $S_2 = -1.68863064$ $S_{3,4} = -3.80245798 \pm j9.28083889$
$k = 10$	494	240	345	$S_{1,2} = -0.7331302 \pm j0.418210663$ $S_{3,4} = -4.26668698 \pm j17.8484584$

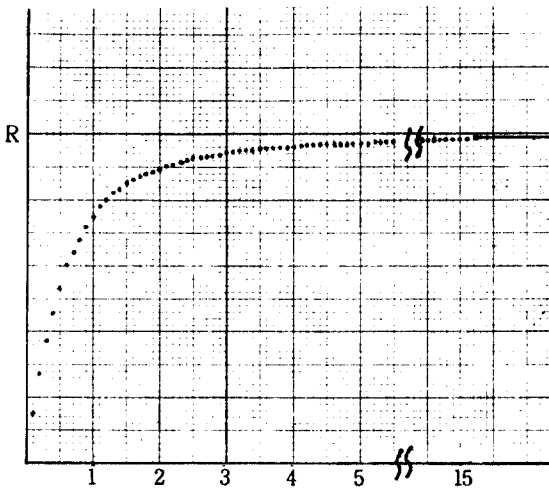


그림 3 $k=0.5$ 일때, 定常狀態誤差 1%, 訂正時間15sec.
When $k=0.5$; steady-state error: 1%, settling time: 15sec.

$k=10$ 일때는 定常狀態誤差 0.5%, 訂正時間 7.6sec, percent maximum overshoot 13.86%이다.

段階 3. 식(14)을 安定한 範圍에서 K_i 파라미터를 考察한다. 따라서 模擬實驗의 시스템 特性多項式은 다음의 式으로 表示되며,

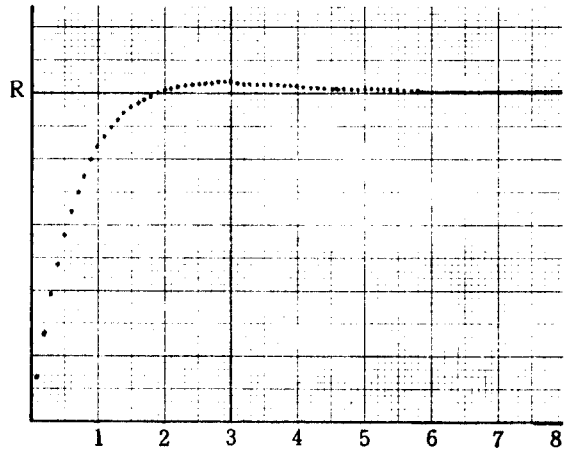


그림 4 $k=1$ 일때, 定常狀態誤差0.5%, 訂正時間5.8sec., 최대오류비율3.2%.
When $k=1$: steady-state error: 0.5%, settling time: 5.8sec., percent maximum overshoot: 3.2%

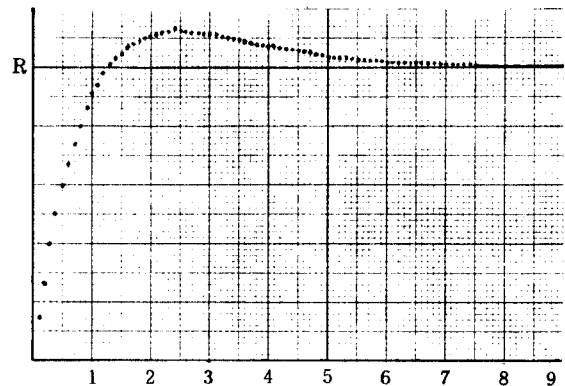


그림 5 $k=5$ 일때, 定常狀態誤差0.5%, 訂正時間7.5sec., 최대오류비율12.57%.
When $k=5$: steady-state error: 0.5%, settling time 7.5 sec., percent maximum overshoot: 12.57%.

$$F_3(S) = S^4 + 10S^3 + 35S^2 + 50S + 24k \quad (16)$$

安定範圍는 $0 < k < 6.25$ 이다. 模擬實驗結果(그림 6, 그림 7) K_i 파라미터 調整에 의해 定常狀態誤差를 줄일 수 있다.

段階 4. 식(14)을 安定한 範圍에서 K_d 파라미터를 考察한다. 따라서 模擬實驗의 시스템 特性多項式은 다음의 式으로 表示되며,

$$F_4(S) = S^4 + 10S^3 + 35kS^2 + 50S + 24 \quad (17)$$

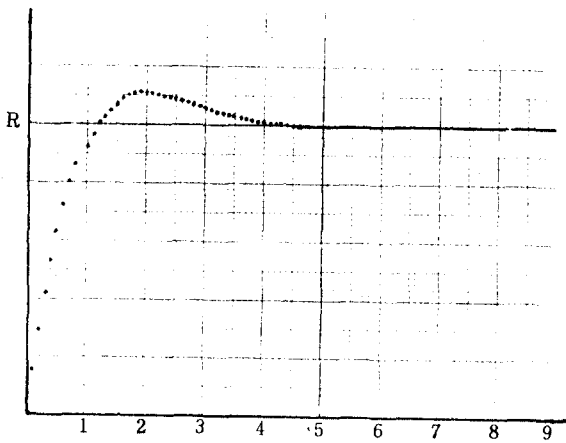


그림 6 $k=2$ 일때 定常狀態誤差 0.25%, 訂正時間 8.4sec., 최대오버슈트 11.6%, 두번째 오버슈트 0.4%.
When $k=2$; steady-state error: 0.25%, settling time: 8.4sec., percent maximum overshoot: 11.6%, percent second overshoot: 0.4%.

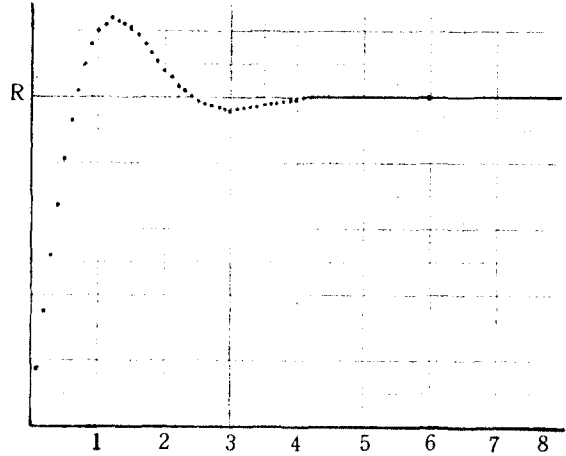


그림 7 $k=5$ 일때 定常狀態誤差 0.1%, 訂正時間 4.1sec., 최대 오버슈트 29.6%.
When $k=5$; steady-state error: 0.1%, settling time: 4.1sec., percent maximum overshoot: 29.6%.

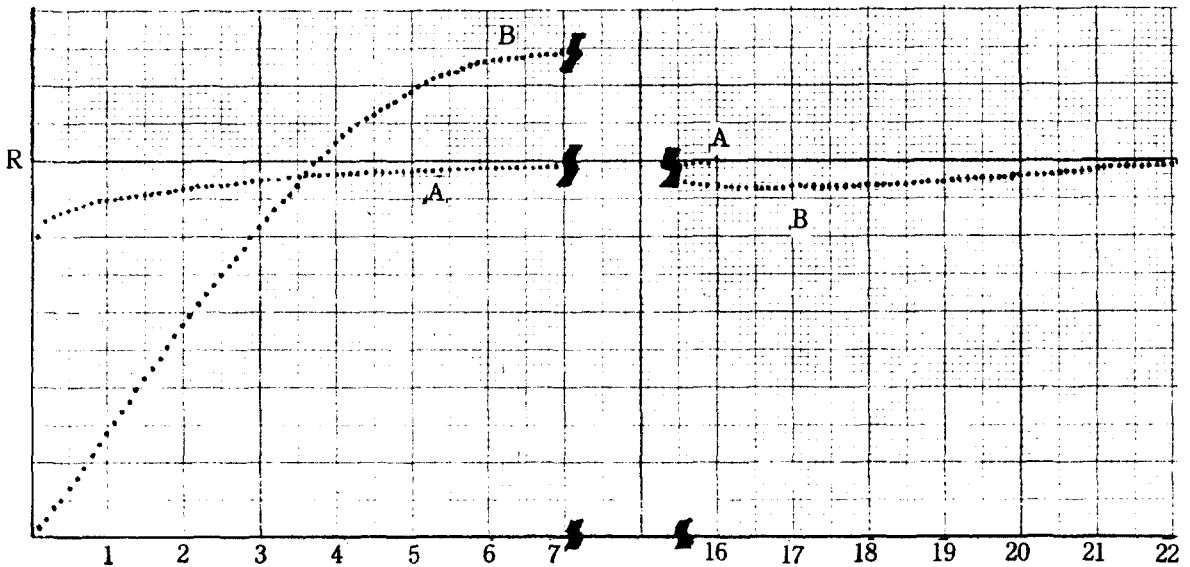


그림 8 $k=0.28$ 일때 응답 A, $k=5$ 일때 응답 B
Response curve A when $k=0.28$, B when $k=5$.

安定範圍는 $k \geq 0.28$ 이다. 模擬實驗結果 誤差速度에 比例하여 誤差를 減少시킨다. 그림 8의 샘플링週期間 (sampling period)의 誤差가 적음을 알 수 있다.

假想의 負荷變動에 의한 階段外亂函數 $u(KT)$ 의 出力應答은 그림 9와 같다. 결국 그림 4와 僅少한 差가 있었다.

샘플링週期가 작을수록 좋은 結果를 얻을 수 있으나 實時間 制御를 考慮하여 0.1sec의 샘플링週期를 選擇하였다. 그리고 Routh-Hurwitz 判別法에 의한 安定한 限界 k 의 演算結果와 模擬實驗의 反復調査에 의하면 0.09만큼의 誤差를 發生시켰다. 따라서 k 의 演算이 充分條件의 結果를 얻게 된다. 결국 PID制御 센서베이스 시스템

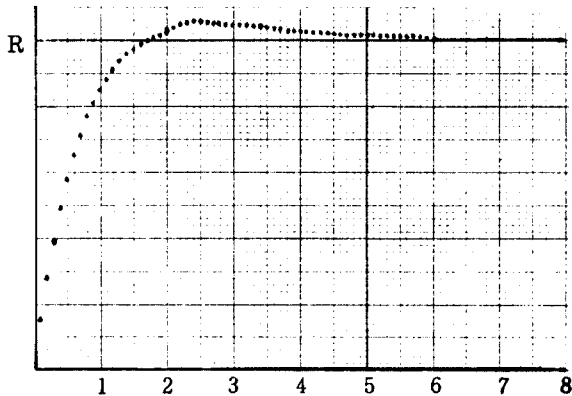


그림 9 階段外亂函數에 의한 시스템응답
System response with step-disturbance-function.

(sensor base system)을 構成할 수 있는 컴퓨터制御 構成圖를 提示한다.

5. 結 論

PID制御器의 파라미터 調整에 있어 各 파라미터 變化에 따른 安定된 範圍를 選擇하여 定常狀態 精確度, 應答速度, 外亂應答에 效率的인 最適인 파라미터를 設整할 수 있음을 確認하였다. 즉, 相對安定度를 考慮하면 그림 7의 結果 percent maximum overshoot 29.6%보다 그림 4의 結果 3.2%를 選擇할 수 있고, 應答速度를 考慮할 경우 그림 3의 訂正時間 15sec보다 그림 6의 percent overshoot 0.4%以內인 訂正時間 4.3sec

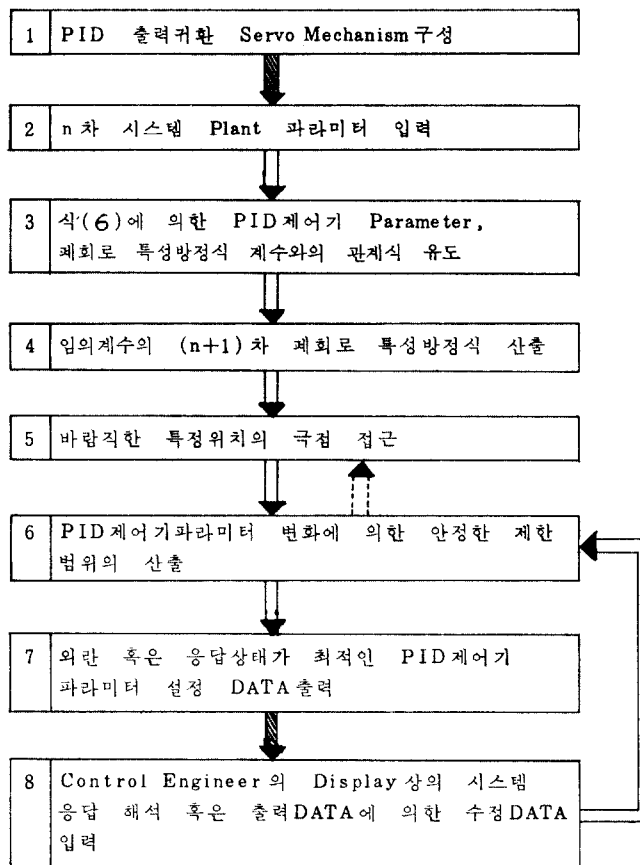


그림10 PID出力歸還制御器의 센서베이스 시스템의 構成圖
The block diagram of sensor base system for PID output feedback controllers.

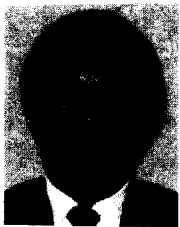
인 파라미터를 調整할 수 있다.

그리고, PID制御 parameter 調整에 있어 컴퓨터 模擬實驗에 의해 實際 産業現場에서의 一試行 誤差에 의하지 않고 그림 8 과 같은 sensor base system 의 構成圖를 提示한다. 따라서 産業現場의 位置, 速度, 壓力, 溫度, 流量 등을 制御量으로 하는 制御project를 위한 CAD의 研究에 基本的인 파라미터 調整을 提示한다. 그림10의 段階 6에서 最大値 限界를 피라미터의 매우 큰값에 시스템의 感度가 매우 커짐을 考慮하여 그 限界는 control engineer가 스스로 定할 수 있을 것이다. 더욱 複雜한 多入力, 多出力 制御시스템 研究가 필요할 것이다.

參 考 文 獻

(1) P. B. Deshpande and R. H. Ash, "Elements of computer process control with advanced control applications," Instrument Society of America, 1981.
 (2) F. G. Shinsky, "Process-control systems," McGraw-Hill, Inc., 1979.
 (3) K. J. Aström and B. Wittenmark, "Computer-controlled systems," Prentice-Hall, Inc., 1984.

(4) J. A. Cadzow and H. R. Martens, "Discrete-time and computer control systems," Prentice-Hall, Inc., 1970.
 (5) 이승우, "공진핵이", 박영사, 1982.
 (6) H. H. Rosenbrock, "Distinctive problems of process control," Chem. Engng. Prog., pp. 43-50, vol. 58, no. 9, Sept. 1962.
 (7) D. G. Luenberger, "Observers for multivariable systems," IEEE Trans. Autom. Control, pp. 190-197, vol. AC-11, no. 2, Apr. 1966.
 (8) H. Seraji and M. Tarokh, "Design of PID controllers for multivariable systems," Int. J. Contr., vol. 26, pp. 75-83, 1977.
 (9) P. N. Paraskevopoulos, "On pole assignment by proportional-plus-derivative output feedback," Electron. Lett., vol. 14, pp. 31-36, 1978.
 (10) P. N. Paraskevopoulos and S. G. Tzafestas, "New results in feedback modal-controller design," Int. J. Contr., vol. 21, no. 6, pp. 911-928, 1975.
 (11) P. N. Paraskevopoulos, "On the design of PID output feedback controllers for linear multivariable systems," IEEE Trans. IECL, vol. 27, no. 1, pp. 16-18, 1980.
 (12) S. Barnett and C. Storey, "Matrix methods in stability theory," Barnes & Noble, Inc., 1970.
 (13) K. J. Khatwani, "On routh-Hurwitz criterion," IEEE Trans. Autom. Control, p. 583, Apr. 1981.
 (14) F. R. Ruckdeschel, "Basic scientific subroutines," McGraw-Hill, Inc., 1981.



成 源 基 (Weon Gi SEONG) 正會員
 1956年 2月 9日生
 1975年 3月 ~ 1980年 2月 : 中央大學校 電
 子工學科 卒業
 工學士
 1982年 3月 ~ 現在 : 中央大學院 電子工學
 科 博士課程
 1984年 3月 ~ 現在 : 中央大學校 電子工學
 科 講師



崔 宗 秀 (Jong Soo CHIO) 正會員
 1949年 5月 3日生
 1968年 3月 ~ 1975年 2月 : 仁荷大學校 電
 氣工學科 卒業
 工學士
 1978年 7月 ~ 1981年 3月 : 日本 Keio 大
 學院 卒業 工
 學博士
 1981年 3月 ~ 1981年 9月 : 日本 Aloka (株)
 研究所 研究員

1981年 10月 ~ 現在 : 中央大學校 電子工學科 助教授



河 龍 守 (Yong Soo HA) 正會員
 1932年 12月 22日生
 1952年 ~ 1956年 : 서울大學校 電氣工學科
 卒業 (工學士)
 1982年 ~ 1984年 : 崇田大學校 大學院 工
 學碩士
 1972年 ~ 現在 : 中央大學校 工科大學長