

# 自己調整 制御方式에 의한 直流 電動機의 速度制御

## (The Speed Control of a D. C. Motor by the Self Tuning Control Method)

朴 楨 日\*, 金 道 鉉\*\*, 崔 桂 根\*

(Jeong Il Park, Do Hyun Kim and Keh Kun Choi)

### 要 約

프로세서로 制御器를 構成하여 直流 電動機의 速度制御에 適用하였다. 계단 入力과 계단과 入력에 대해서 tracking 정도와 수렴速度를 測定하였다. 또한 power supply의 電壓變動과 마찰負荷의 變化에 대해서 파라미터를 推定하지 않는 線形제환 方式보다 잘 適應함을 보였다.

### Abstract

In this paper, self tuning control algorithm based on least square method is applied to the speed control of D.C. motor using Z-80 microprocessor as control unit.

And the performance of algorithm is analyzed when the correlated noises of variance 20 and 80 are applied respectively.

The convergence speed is measured and tracking is verified for the step and staircase wave reference input.

Also it is shown that self tuning control algorithm is more attractive to the D.C. motor speed control system regardless of power supply voltage and friction load changes than linear feedback control method which doesn't estimate parameters.

### I. 序 論

産業의 發達과 더불어 대단히 많은 電動機가 여러 분야에서 사용되고 있다.

近代産業의 현저한 特徵은 工程에 있어서 高度의 自動化, 合理化이며 이를 위하여 直流 電動機는 우수한 速度特性이나 토오크 特性 때문에 널리 使用되고 있을 뿐만아니라 정밀한 연속성의 速度를 요구하는 家電製品의 動力用에 이르기까지 使用되고 있다.

直流電動機를 단순히 電源에 접속해서 驅動하는 경우, 그의 速度는 電源變動, 負荷變動, 電動機 자체 열 손실에 의한 溫度등의 영향에 의해 變動한다. 특히 넓은 범위의 速度를 요구하는 시스템에서는 速度를 低速으로 一定하게 구동하는데는 어려운 점이 있다. 이러한 어려운 점을 극복하기 위해서 本 論文의 알고리즘을 適用하는데 큰 意義를 두고 있다.

確率制御 理論에 의하여 産業工程用 制御器를 設計할 수 있다는 것이 입증되었다. 그러나 실제 應用的 경우에 있어서 工程의 動特性和 disturbance를 모르기 때문에 制御器의 파라미터를 정하는데 어려움이 있다.<sup>1)</sup>

그래서 시스템의 動特性和 disturbance의 數學的 모델을 必要로 하므로 이는 工程(plant)의 實驗, 파라미터의 推定, 制御法則에 의한 制御人力 계산, 遂行의 단계가 必要하다. 만약 시스템의 動特性이나 distur-

\*正會員, 서울大學校 工科大學 電子工學科  
(Dept. of Electron. Eng., Seoul National Univ.)

\*\*正會員, 國民大學校 工科大學 電子工學科  
(Dept. of Electron. Eng., Kook Min Univ.)

接受日字: 1984年 4月 27日

bance의 特性이 변한다면 위의 過程을 반복할 必要가 있다.<sup>11)</sup>

파라미터 適應制御는 주어진 Performance Indexes와 測定할 수 있는 入出力으로 부터 파라미터를 推定한다. 이 方式은 self tuning regulator와 self tuning controller를 포함하는 自己測定 制御(self tuning control)와 모델 基準 適應制御(model reference adaptive control) 方式으로 나눌 수 있다.

Astrom과 Wittenmark는 least square 方式으로 시스템의 파라미터를 推定하고 이 推定한 파라미터들이 실제 시스템의 파라미터 일때에 시스템 出力의 分散이 最小가 되도록 하는 最小分散制御(minimum variance control) 入出力을 시스템에 가하는 過程을 반복하면서 出力을 0으로 하는 self tuning regulator를 提案하였다.<sup>12)</sup>

그러나 이 方式은 과도한 크기의 入出力이 요구되며 非最小位相 工程(non minimum phase)에 대해서는 不安定해지는 단점이 있다. 그래서 制御入出力 加重項을 포함하는 一般化된 最小分散制御로 이들의 問題를 해결하였다.<sup>13)</sup> 이 알고리즘은 非最小位相 工程에 대해서도 入出力에 대한 加重項을 크게 잡으면 制御를 할 수 있으며 0으로 되는 경우에는 Astrom이 提案한 最小分散制御와 一致한다. 또한 非最小位相 工程에 대해서 入出力에 대한 加重項이 0으로 되더라도 시스템이 安定한 論文도 發表되어 있다.<sup>14)</sup>

실제 이 論文은 非最小位相 工程에 대해서는 여기서 접어두고 Clarke와 Gawthrop 論文을 主된 理論으로 하여 마이크로 프로세서(Z-80)로 制御器를 構成하고 直流 電動機의 速度制御에 이 알고리즘을 適用하는데 큰 意義를 두고 있다.

## II. 自己 調整制御 理論의 概要

### 1. 自己 調整制御 理論

時不變 單入出力 單出力 工程은 다음식을 만족한다고 假定한다.

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-k} B(q^{-1})u(t) + C(q^{-1})\zeta(t) \quad (1)$$

여기서

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_nq^{-n}$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1q^{-1} + \dots + b_nq^{-n} \quad (b_0 \neq 0)$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + \dots + c_nq^{-n}$$

$q^{-1}$ 은 backward shift operator로서  $q^{-k}y(t) = y(t-k)$ 가 되며  $u(t), y(t)$ 는 工程의 入出力이며  $\zeta(t)$ 는 平均이 0인 uncorrelated random variable의 sequence이다.  $A(q^{-1}), B(q^{-1}), C(q^{-1})$ 은  $q^{-1}$ 로 이루어진 次數 n의 多項式이며 時間지연  $k(k \geq 1)$ 는 sampling 周

波數의 整數倍이며 이는  $b_0 \neq 0$ 임을 의미한다.

制御入出力 加重項을 포함하는 補助出力  $\phi(t)$ 를 아래식과 같이 잡는다.<sup>15)</sup>

$$\phi(t) = P(q^{-1})y(t) + Q(q^{-1})u(t-k) - R(q^{-1})\omega(t-k) \quad (2)$$

여기서  $P(q^{-1}), Q(q^{-1}), R(q^{-1})$ 은 원하는 performance를 遂行하기 위한 polynomial이다. 실제 시스템에 適用이 쉽도록 setpoint를 다음식으로 하여 setpoint가 급격히 증가하는 것을 막는다.

$$\omega(t) = \frac{B^M(q^{-1})}{A^M(q^{-1})} u^M(t-k) = \frac{b_0^M + \dots + b_{nM}q^{-nM}}{1 + a_1^M q^{-1} + \dots + a_{nM}^M q^{-nM}} u^M(t-k) \quad (3)$$

(2)식을 利用하여 cost function을 다음과 같이 잡는다.<sup>16)</sup>

$$J = E\{[Py(t+k) - R\omega(t)]^2 + [Qu(t)]^2\} \quad (4)$$

k step ahead predictor를 導入하기 위해서 다음의 identity를 導入한다.<sup>17)</sup>

$$\left. \begin{aligned} C(q^{-1}) &= A(q^{-1})E(q^{-1}) + q^{-k}F(q^{-1}) \\ G(q^{-1}) &= E(q^{-1})B(q^{-1}) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

k step 후의 出力은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y(t+k) = E(q^{-1})\zeta(t+k) + \frac{F(q^{-1})}{C(q^{-1})}y(t) + \frac{G(q^{-1})}{C(q^{-1})}u(t) \quad (6)$$

(4)식을 利用하여 最小分散制御入出力  $u(t)$ 를 구하면 다음식으로 나타낼 수 있다.<sup>18)</sup>

$$u(t) = \frac{C(q^{-1})R(q^{-1})\omega(t) - P(q^{-1})F(q^{-1})y(t)}{C(q^{-1})Q(q^{-1}) + P(q^{-1})G(q^{-1})} \quad (7)$$

$Q=0$ 인 경우에는 Astrom이 提案한 self tuning 理論과 一致하고  $P(q^{-1})$ 와  $Q(q^{-1})$ 의 적당한 값에 대해서 非最小位相인 경우에도 安定하다. 또한  $Q(q^{-1})$ 의 값이 存在하면 工程入出力이 줄어들다. 하지만 (4)식으로부터 다른 값으로 收斂함을 알 수 있다. 이때는 적당한  $R(q^{-1})$ 의 값으로 이를 막을 수 있다.<sup>19)</sup>

### 2. 파라미터 推定

自己 調整制御 理論은 시스템의 파라미터를 推定하고 推定한 파라미터로 最適制御入出力을 구하는 seperation theorem에 基本을 두고 있다.<sup>20)</sup>

$\phi_s(t) \triangleq Py(t)$ 로 定義하면 (6)식에서 다음식을 유도할 수 있다.<sup>21)</sup>

$$\begin{aligned} \phi_s(t+k|t) &= PFy(t) + Gu(t) \\ &\quad - \sum_{i=1}^n c_i \phi_y(t+k-i|t-i) \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 벡터  $X(t)$ 와  $\theta$ 를 다음과 같이 定義한다.

$$X^T(t) \triangleq [Py(t), Py(t-1), \dots; u(t), u(t-1), \dots; \phi_y(t+k-1|t-1) \dots] \quad (9)$$

$$\theta^T \triangleq [f_0, f_1, \dots; g_0, g_1, \dots; -C_1, \dots] \quad (10)$$

(9), (10)식을 利用하면 (6)식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\phi_y(t) = X^T(t-k)\theta + PE\zeta(t) \quad (11)$$

(11)식을 利用하여 다음식과 같은 performance index 를 定하여 weighted recursive least square 방식을 導入하자.

$$J = \left\{ \sum_{s=k}^{t-1} \beta_2 \beta_1^{t-s} (\phi_y(s) - \hat{X}^T(s-k)\hat{\theta}(s))^2 \right\} \quad (12)$$

(12)식을 풀기 위해서 다음의 式을 定義한다.

$$\Phi_{t-1}^T \triangleq [\phi_y^T(k) \ \phi_y^T(k+1) \ \dots \ \phi_y^T(t-1)] \quad (13)$$

$$X_{t-1} \triangleq [\hat{X}(0) \ \hat{X}(1) \ \dots \ \hat{X}(t-k-1)] \quad (14)$$

$$\beta_{t-1} \triangleq \begin{bmatrix} \beta_2 \beta_1^{t-k} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \beta_2 \beta_1^{t-k-1} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & \dots & 0 & \beta_2 \beta_1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

(13), (14), (15)식을 利用하면 (12)식은 다음식으로도 나타낼 수 있다.<sup>(10)</sup>

$$J = [\Phi_{t-1} \ -X_{t-1} \ \theta]^T \beta_{t-1} [\Phi_{t-1} \ -X_{t-1} \ \theta] \quad (16)$$

performance index 를  $\theta$ 에 對해 微分해서 다음식을 구할 수 있다.<sup>(11)(12)</sup>

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \beta_2 \hat{S}^{-1}(t) \hat{X}(t-k) [\phi_y(t) - \hat{X}^T(t-k)\hat{\theta}(t-1)] \quad (17)$$

$$\hat{S}(t) = \beta_1 \hat{S}(t-1) + \beta_2 \hat{X}(t-k) \hat{X}^T(t-k) \quad (18)$$

(18)식을 利用하여 (17)式에 使用되는  $\hat{S}^{-1}(t)$ 를 matrix inversion formula를 適用하면 다음식으로 나타낼 수 있다.

$$\hat{S}^{-1}(t) = \frac{1}{\beta_1} \left[ \hat{S}^{-1}(t-1) - \frac{\hat{S}^{-1}(t-1) \hat{X}(t-k) \hat{X}^T(t-k) \hat{S}^{-1}(t-1)}{\beta_2 + \hat{X}^T(t-k) \hat{S}^{-1}(t-1) \hat{X}(t-k)} \right] \quad (19)$$

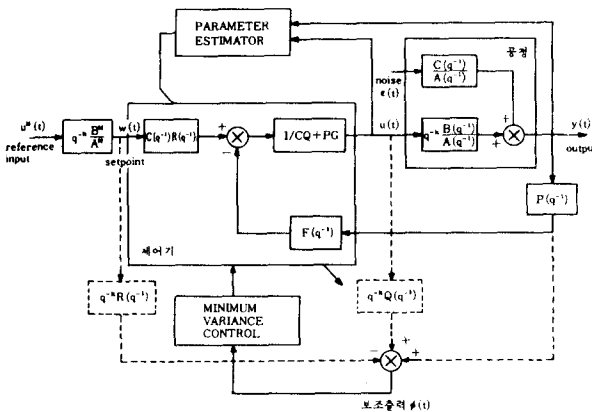


그림 1. 最適制御器(optimal controller)와 工程(plant) 블록도

Fig. 1. Block diagram of optimal controller and plant.

여기서  $\hat{S}^{-1}(0) > 0$ 이고  $\hat{S}^{-1}(0) = 0$ 인 경우는 파라미터를 推定하지 않는 일반적인 線形계환 制御方式이 된다.  $\beta_1$ 은 0과 1사이의 값으로 過去의 영향을 지수함수적으로 감소시키는 factor이고  $\beta_2$ 는 estimation filter의 이득을 조절하는 양의 수이다.

$\beta_1 = \beta_2 = 1$ 인 경우는 least square 방식과 一致한다.<sup>(1)</sup>

위의 式들을 利用하여 self tuning controller와 工程을 블록도로 圖示하면 그림 1과 같다.

### III. 實驗 및 測定

Armature controlled D. C. motor를 1次라고 假定하면 다음과 같은 次分 方程式으로 나타낼 수 있다.

$$y(t) = -a_1 y(t-1) + b_0 u(t-1) + \zeta(t) + 0.5 \zeta(t-1) + 0.5 \zeta(t-1) \quad (20)$$

여기서  $\zeta(t)$ 는 진동에 의해 發生하는 速度測定 error로 假定하고 알고리즘의 遂行度를 보기 위해서 分散이 各各 16, 64인 white gaussian noise 300개의 sequence를 RAM table에 저장하여 하나씩 불러서 (20)式처럼 correlate 시켜 반복적으로 인가하였다.

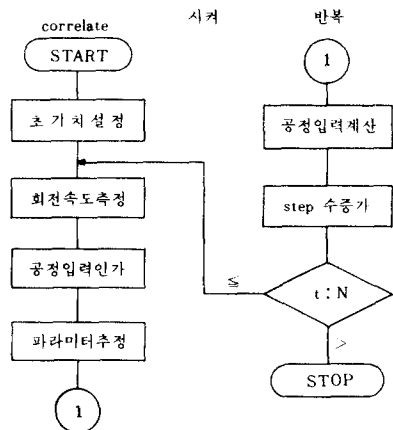


그림 2. 實驗 順序圖  
Fig. 2. Flowchart.

표 1. 직류전동기와 원판의 사양

Table 1. Specification of D. C motor and disk.

전동기	정격 전압	8 V
	정격 출력	8 W
	미정수(원판부착시)	4 sec
원판	무게	21 g
	지름	16.2 cm
	관성 모멘트	$6.89 \times 10^{-4} \text{kg} \cdot \text{m}^2$
	Slit 수	240 개

實驗 順序圖는 그림 2 에 나타내었다. 實驗에 使用한 直流電動機와 圓板에 대한 仕様은 표 1 에 나타내었다. 전체 시스템 블록도는 그림 3 에 나타내었으며 이는 制

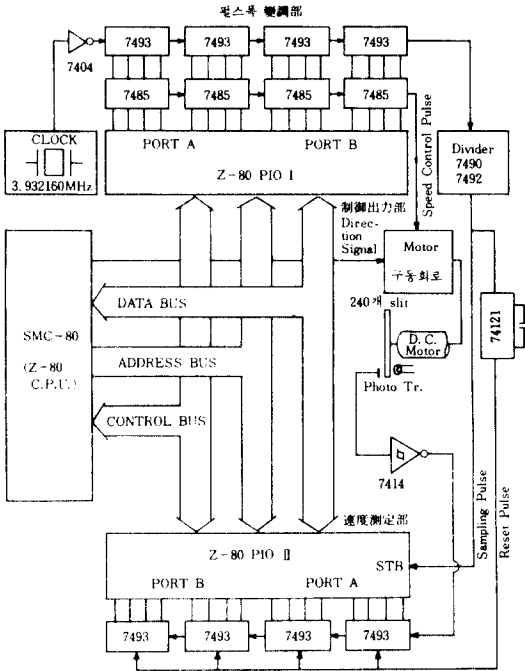


그림 3. 制御시스템 블록도  
Fig. 3. Block diagram of control system.

御를 관장하는 Z-80 C.P.U.와 直流電動機의 圓板으로 부터 速度를 測定하는 速度測定부와, 읽어 들인 速度로부터 制御량을 계산한후 내보내는 速度制御부와, 계산량에 따라 直流電動機에 인가할 펄스를 만들어 내는 펄스폭 變調부와 驅動回路로 이루어져 있다. 驅動回路는 單一電源으로 역회전이 可能하도록 darlington Tr.을 브릿지 形式으로 構成하여 實驗하였다.

速度測定은 PIO II 를 통하여 읽어 들이는데 photo Tr.를 통하여 들어온 펄스를 슈미트 트리거를 통과시킨후 sampling 펄스한 週期동안 카운터한 값을 3.93216 MHz 의 수정 발진자에서 發生되는 신호를 sampling 周波數에 따라 분주한 STB 신호에 의해 래치되면 interrupt가 걸리게 된다. 그러면 16bit binary code 로 速度를 읽어 들임과 同時에 단안정 발진기에 의해 만들어 진 reset 펄스에 의해 카운터가 클리어 되고 다시 速度를 카운터하게 된다. 읽어 들인 16bit binary code 는 3byte floating point로 바꾼 다음 sampling 周波數에 따라 다음式으로 分當速度(r.p.m)를 환산한다.

$$\text{分當速度 (r.p.m.)} = \frac{\text{sampling 周波數} \times \text{count 한 값} \times 60}{\text{圓板 slit 數}} \quad (21)$$

그다음 알고리즘에 따라 制御량을 계산한후 電動機 驅動電壓을 65535 등분을 하여 그물에 따라 환산하여 적절히 scaling 한다음 驅動回路를 통하여 電動機에 인가한다.

實驗은 基準人力을 step input과 stair case wave input의 경우에 대해서 遂行하였다.

그림 4 는 基準人力이 3,000 r.p.m인 계단입력이고 다음과 같은 條件에서 遂行한 電動機의 出力速度와 파라미터 推定結果이다.

모델 파라미터 ;  $a_1^* = -0.5, b_0^* = 0.5$

$\beta_1 = \beta_2 = 1$  (least square method)

공정 파라미터 ;  $\hat{f}_0(0) = 1.4, \hat{g}_0(0) = 1.125,$

$\hat{c}_1(0) = 0.5$

$P=R=1, Q=0$

noise ;  $\zeta(t) + 0.5\zeta(t-1)$  分散이 20인 correlated noise 인가

電動機人力 scaling factor ;  $\times 32$

$$\hat{S}^{-1}(0) = 2.44 \times 10^{-10} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

電動機 驅動電壓 ; 25V

sampling 周波數 ; 10Hz

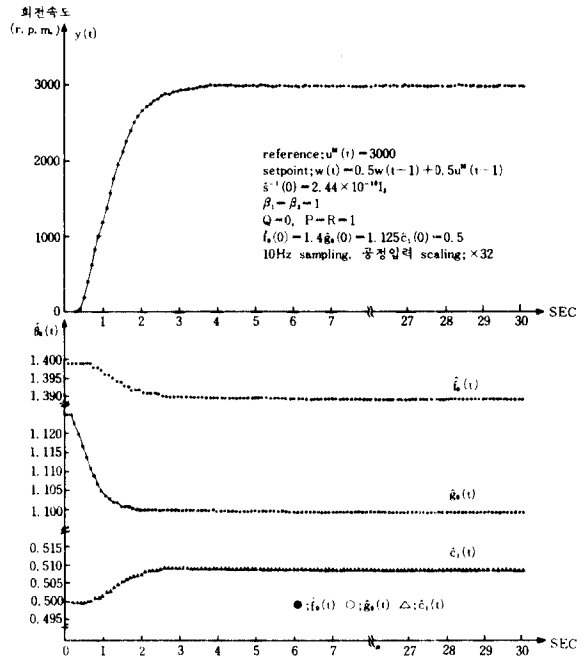


그림 4. Step 人力에 대한 電動機의 出力速度와 파라미터 推定結果  
Fig. 4. Output speed and parameter estimation results for step input.

電動機의 出力速度는 3.6초만에 0.5%의 誤差로 定常狀態에 到達하였으며 rising time은 1.6초, 遂行이 끝날때까지 出力速度는 基準人力의  $\pm 0.2\%$ 의 誤差내에 들었다. 파라미터 推定結果는 과도狀態에서만 변화했으며 定常狀態에서는 변화가 없었다. 이것은 起動時에는 파라미터의 값이 어느 범주에서 벗어나 있으므로 定常狀態가 될때까지 工率의 파라미터를 推定하는 過程이라고 추측할 수 있다.

그림 5는 step 人力에 대하여 人力 加重項 Q의 影響을 考察하였다. 人力 加重項 Q의 값이 클수록 定常狀態가 基準人力에서 편이 되었으며, 이것은 적절한 R의 값으로 이 問題를 해결할 수 있었다. 工率人力은 과도狀態에서는 매우 줄어들었음을 알 수 있었다. 하지만 出力速度가 늦게 수렴하는 것이 불가피 하였다.

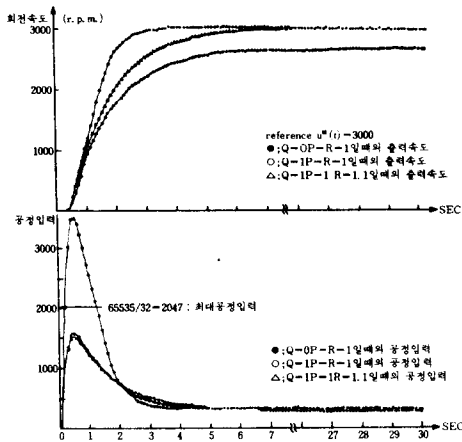


그림 5. Step 人力에 대하여 人力 加重項 Q에 따른 出力速度와 工率人力  
Fig. 5. Output speed and plant input for input weight Q when step input applied.

그림 6은 過去의 影響을 지수함수적으로 감소시키는 factor  $\beta_1$ 의 影響에 대해서 考察하였다. 그림에서와 같이  $\beta_1$ 의 값이 1보다 작은 경우 초기의 과도상태의 수렴速度는 least square 보다 약간 빠르나 定常狀態가 지속되는 동안에 發散할 위험성이 있어  $\beta_1$ 의 適當한 값을 찾기로 한 것이 들었다. 이것은 (18式)의 우변項이 거의 0으로 됨에 따라 (17式)의  $\hat{S}^{-1}(t)$ 는 冪變적으로 크게되어 파라미터가 發散하는데 원인이 있는 것 같다. 이로 미루어 定常狀態에서의 좋은 control을 수행하는데는  $\beta_1$ 을 1로 선정하는 것으로 충분할 것 같다. 또한 (19式)의 冪셈 연산에서 3 byte floating point 연산으로 인한 computer round-off error가 발생하여  $\hat{S}^{-1}(t)$  matrix가 non positive definite matrix가 되므로 理論적으로 불가능하게 된다. 그러므로  $\beta_1$ 과

$\beta_2$ 의 적절한 값 선정은 상당히 중요한 역할을 한다.

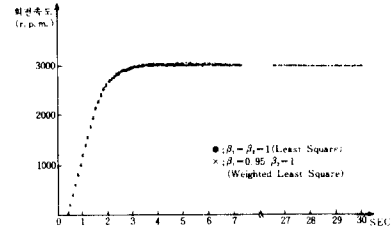


그림 6. Step 人力에 대하여 forgetting factor  $\beta_1$ 에 따른 出力速度  
Fig. 6. Output speed for forgetting factor  $\beta_1$  when step input applied.

그림 7에서는 noise의 크기에 따라 10초에서 20초 사이의 定常狀態에서 分散을 測定하였다. 그림에서 noise가 없는 경우에도 定常狀態의 0.1% 誤差가 있음을 알 수 있다. 이것은 10Hz sampling에서 slit 1개에 해당하는 測定誤差이다. 分散이 20인 correlated noise를 인가한 경우에는 出力速度의 分散이 3.98로 測定되었으며 이것은  $\pm 0.167\%$ 의 定常狀態 誤差에 해당된다. 分散이 80인 correlated noise를 인가한 경우에는 出力速度의 分散이 12.95로 測定되었으며 이는  $\pm 0.33\%$ 의 定常狀態의 誤差가 있었다. 이러한 사실에서 測定誤差를 감안하더라도 定常狀態에서 最小分散制御가 잘 遂行함을 알 수 있었다.

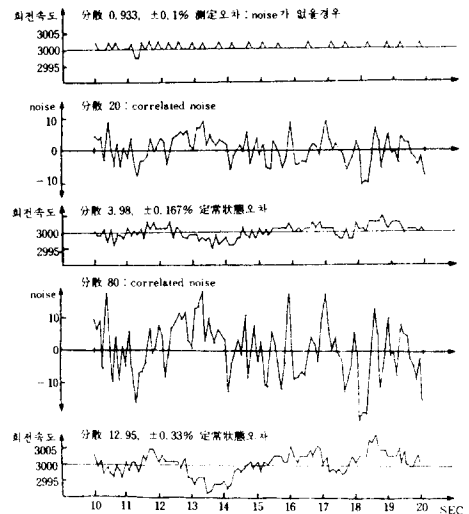


그림 7. Noise 크기에 따른 定常狀態의 分散測定  
Fig. 7. Measurement of steady state variance for noise amplitude changes.

그림 8은 step 入力에 대해서 sampling 周波數에 따른 影響을 考察하였다. sampling 周波數가 낮을수록 overshoot가 생김과 동시에 수렴速度도 늦어졌으며 1 Hz와 2 Hz sampling 때에는 定常狀態가 편이 되었다. 이로 미루어 sampling 周波數가 높을수록 좋은 結果를 얻었다. 하지만 sampling 周波數가 높을수록 速度의 測定誤差가 커지는 것을 고려하고, 알고리즘의 계산量에 따른 遂行時間도 고려한 다음 적절한 범위 내에서 sampling 周波數를 決定할 必要가 있다.

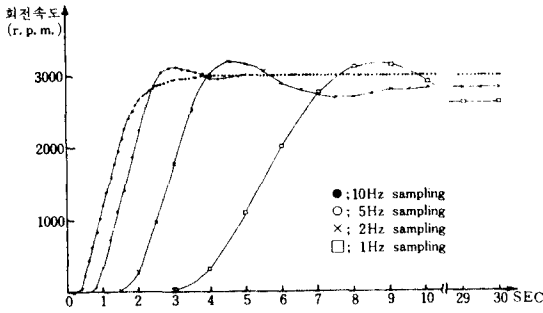


그림 8. Step 入力에 대하여 sampling 주파수에 따른 出力速度  
Fig. 8. Output speed for sampling frequency when step input applied.

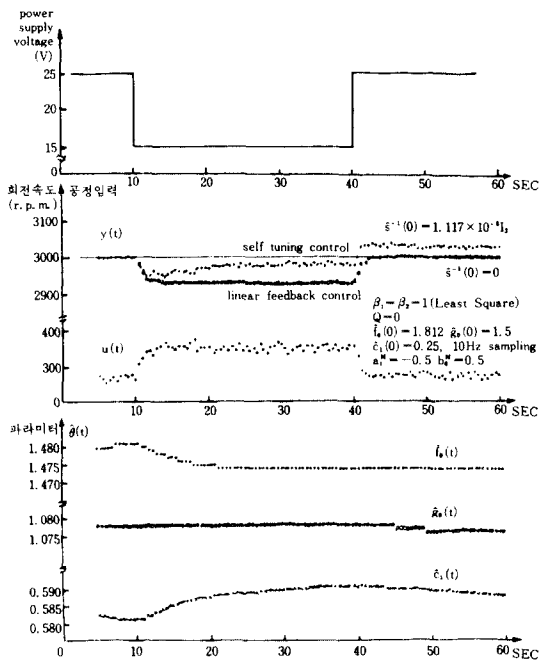


그림 9. Power supply 電壓變動에 따른 測定結果  
Fig. 9. Measurement results for power supply voltage variation.

그림 9은 power supply의 電壓變動에 따른 影響을 考察하였다. 이 경우에 대해서는 파라미터를 推定하는 경우와  $\hat{S}^{-1}(0)=0$ 으로 하여 파라미터를 推定하지 않는 두가지 경우를 비교하였다. 이 경우는 파라미터를 推定하는 경우가 파라미터를 推定하지 않는 경우보다 수렴을 잘함을 알 수 있다. 부연할 것은 파라미터를 推定하지 않는 경우에는 基準入력에 수렴시키기 위해 初期值 設定에 어려움이 있었다.

그림 10은 마찰負荷의 變化에 따른 影響을 考察하였다. 마찰負荷의 크기는 무부하 운전시 電動機 마찰B의 2.5배의 負荷를 걸어 遂行하였다. 이 경우에도 파라미터를 推定하지 않고 단순히 初期值 값에 따라 운전되는 線形제환 방식과 비교하였다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이 파라미터를 推定하는 경우가 마찰負荷의 變化에 보다 適應을 잘 함을 알 수 있었다.

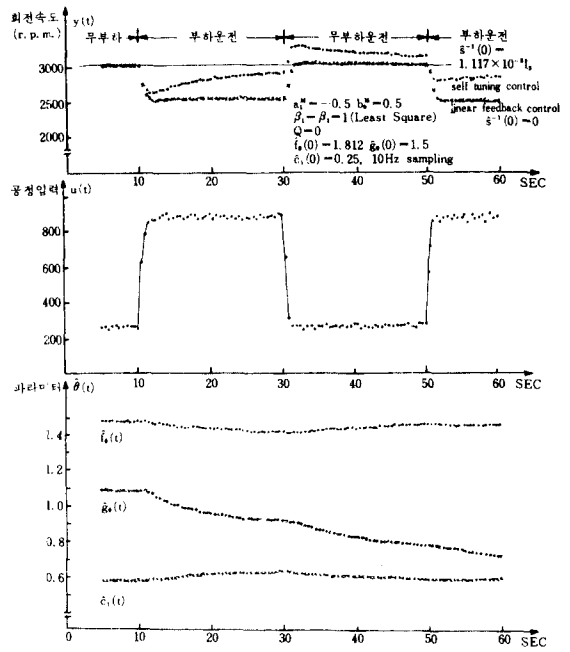


그림 10. 마찰 負荷에 따른 測定結果  
Fig. 10. Measurement results for friction load changes.

그림 11은 계단과 基準入력에 대한 測定結果이다. 처음 15초 동안에는 出力速度가 1.33%, 나머지 時間 동안에는 定常狀態의 0.5% 誤差 이내로 수렴하였으며 速度가 증가하는 경우에는 正電壓이 매우 큰값으로, 速度가 감소하는 과도狀態에서는 逆電壓이 순간적으로 가해짐을 알 수 있었다. 파라미터 變化도 基準入력이 變化하는 과도狀態에서만 變化하였고 나머지 部分에서

는 거의 일정하였다.

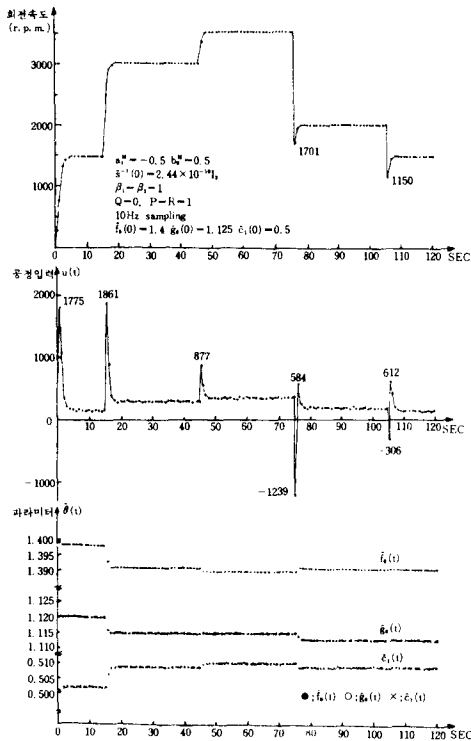


그림11. 계단과 入力에 대한 測定結果  
Fig. 11. Measurement results for staircase wave input.

위의 여러 경우의 實驗을 통하여 만족할만한結果를 얻었지만 電壓變動이나 負荷의 變化 등 시스템의 變化가 생기는 경우에 대해서는 보다 빨리 適應할 수 있는 파라미터 推定方法에 대한 研究가 進行되었으면 좋겠다.

#### IV. 結 論

本 論文에서는 自己調整制御 理論을 Z-80 마이크로 프로세서로 制御器를 構成하여 直流電動機의 速度制御에 適用하였다. 모델을 導入함으로써 과도狀態에서 基準入력이 급격히 증가하는 것을 방지하여 실제 實驗에 쉽게 適用할 수 있도록 하였다. 또한 分散이 各各 20과 80인 correlated noise를 인가하여 알고리즘의 遂

行度を 測定하였다. 계단 基準入力이나 계단과 基準入力を 無負荷 狀態에서 인가 했을때는 定常狀態의 誤차가 noise의 分散이 80인 경우에도 0.33% 이내에 들었으며 遂行이 시작되던지 3.6초 내에 定常狀態의 0.5% 誤차이내에 到達했다. 또한 power supply의 電壓變動과 負荷의 變化에 대해서 自調安定制御 理論이 파라미터를 推定하지 않는 線形계환 方式보다 잘 適應함을 보였다.

#### 參 考 文 獻

- [1] K.J. Astrom, U. Borisson, L. Ljung and B. Wittenmark. "Theory and Applications of Self-Tuning Regulators," *Automatica*, vol. 13, pp. 457-476, 1979.
- [2] K.J. Astrom and B. Wittenmark. "On Self Tuning Regulators" *Automatica*, vol. 9, pp. 185-199, 1973.
- [3] D.W. Clarke, P.J. Gawthrop. "Self-tuning Controller," *Proc. IEE*, vol. 122, no. 9, pp. 929-934, 1975.
- [4] D.W. Clarke, P.J. Gawthrop, "Self-tuning Control," *Proc. IEE*, vol. 126, no.6, pp. 633-640, 1979.
- [5] D.W. Clarke, P.J. Gawthrop. "Implementation and Application of Microprocessor-Based Self-Tuners," *Automatica*, vol. 17, no. 1, pp. 233-244, 1981.
- [6] V. Strojic. "Least squares parameter Estimation," *Automatica*, vol. 16, pp. 535-550, 1980.
- [7] P.J. Gawthrop. "On the stability and convergence of a self-tuning controller," *Int. J. Control*, vol. 31, no. 5, pp. 973-998, 1980.
- [8] M.J. Grimble. "A control weighted minimum variance controller for nonminimum phase systems," *Int. J. Control*, vol. 33, no.4, pp. 751-762, 1981.
- [9] K.J. Astrom, *Introduction to Stochastic Control Theory*, New York; Academic press 1970.
- [10] Arthur Gelb, *Applied optimal Estimation*. The M.I.T. Press 1979.