

W. L. S. 알고리즘을 사용한 直流電動機 速度의 適應制御 (Adaptive Control of D.C. Motor Speed Using W. L. S. Algorithm)

朴 俊*, 權 奇 浩**, 崔 桂 根**
(Jun Park, Key Ho Kwon and Kye Keun Choi)

要 約

W. L. S. 알고리즘을 이용한 間接 M. R. A. C. 方式으로서 直流電動機의 速度를 마이크로프로세서 M 6809를 사용하여 制御하였으며 이를 통하여 W. L. S. 알고리즘의 빠른 수렴速度와 負荷變動에 잘 適應하는 特性을 考察하였다.

Abstract

The indirect M.R.A.C. method using the W.L. S. algorithm is applied to the speed control of a D.C. motor on the assumption that the motor is the 1-st order, completely controllable and observable, non-minimum phase plant.

By the help of M6809 microprocessor system the experiments are performed with respect to the sinusoidal and square reference input.

The results show that the speed of a D.C. motor is well controlled by the indirect M.R.A.C. method using W.L.S. algorithm, and that the W.L.S. algorithm is quite suitable to the time-varying plant.

I. 序 論

그 動特性을 파악하기 어렵거나 負荷變動으로 인하여 파라미터가 변화하는 工程을 制御하는 경우에는 온라인으로 그 特性을 推定하면서 制御하는 適應制御方式이 有用하다.

그 중 理想的인 動作을 表示하는 基準모델을 먼저 설정하여 工程이 이를 追従하도록 하는 모델基準適應制御(Model Reference Adaptive Control : M. R. A. C.)가 관심을 모으고 있는데 이때 제어기의 파라미터

를 직접 구하는 直接制御의 경우나 먼저 工程의 파라미터를 구하고 이를 바탕으로 制御入力を 구하는 間接制御의 경우에 모두 파라미터를 識別하는 알고리즘이 必要하게 된다.

1973年 Lindorff와 Carroll^[1]에 의하여 適應觀測機가 소개된 이후 많은 論文들이 전체 제어시스템의 安定性を 保障하기 위하여 Lyapunov의 stability theorem 이나^{[2][3]} Popov의 hyperstability theorem^[4]을 이용한 알고리즘을 채택하였으나 이들 알고리즘의 수렴 속도는 일반적으로 느다.

Kreisselmeier^[5]는 1977年 連續時間代의 工程에서 지속적으로 比重을 가한 誤差의 累積値를 도입하여 수렴속도를 파라미터의 初期推定値나 初期入력에 관계없이 任意로 調整할 수 있음을 보였고 Suzuki^[6]와許

*準會員, **正會員, 서울大學校 工科大学 電子工学科
(Dept. of Elec. Eng., Seoul National Univ.)

接受日字 : 1983年 5月 21日

[7]는 이에 대응하는 離散時間代에서의 比重最小自乘 (weighted least square : W. L. S.) 알고리즘을 채택하였다.

本 論文에서는 이 W. L. S. 알고리즘을 이용하는 間接 M. R. A. C. 方式으로 마이크로프로세서 M6809를 이용하여 直流電動機의 速度를 制御하였으며 이를 통하여 W. L. S. 알고리즘의 特性을 고찰하였다.

II. 制御의 目的

파라미터를 모르는 단일 入出力 線型 時不變 離散工 程을 다음과 같이 表示할 수 있다.

$$\begin{aligned} \underline{x}(k+1) &= A \cdot \underline{x}(k) + \underline{b} \cdot u(k) : \underline{x}(0) = \underline{x}_0 \quad (1) \\ y(k) &= \underline{c}^T \cdot \underline{x}(k) \\ \text{但, } \underline{x}(k) &: n\text{-次元 狀態벡터} \\ u(k) &: \text{단일 입력} \\ y(k) &: \text{단일 출력} \end{aligned}$$

工程이 觀測可能 (observable)이라 假定하면 A, b, c, 는 다음과 같은 觀測可能 標準型으로 表示된다.

$$A = \begin{bmatrix} \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \underline{a} & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} \underline{a} &= [a_1, a_2, \dots, a_n]^T \\ \underline{b} &= [b_1, b_2, \dots, b_n]^T \\ \underline{c} &= [1, 0, \dots, 0]^T \end{aligned} \quad (2)$$

여기에서 a₁, b₁는 알려지지 않은 파라미터이다. 바람직한 工程의 動作을 다음과 같은 모델로 表示한다.

$$\begin{aligned} \underline{x}_M(k+1) &= A_M \cdot \underline{x}(k) + \underline{b}_M \cdot r(k) \quad (3) \\ y_M(k) &= \underline{c}^T \cdot \underline{x}(k) \\ A_M &= \begin{bmatrix} \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \underline{a}_M & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} \underline{a}_M &= [a_{M1}, a_{M2}, \dots, a_{Mn}]^T \\ \underline{b}_M &= [b_{M1}, b_{M2}, \dots, b_{Mn}]^T \end{aligned} \end{aligned}$$

이때 制御의 目的은 파라미터를 모르는 式(1)과 같은 工程이 式(3)으로 표시되는 모델의 動作을 追從하도록 하는 것이다.

III. 間接適應 制御理論의 概要

工程을 制御하는 基本 過程은 (그림 1 참조) 먼저 出力 y를 工程의 파라미터 p와 入出力 u, y를 入으로 하는 stable variable filter (S. V. F)의 出力 $\underline{\phi}$ 의 函數 $y = f(p, \underline{\phi})$ 로 나타낸다. 이때 파라미터의 推定值 \hat{p} 로써 구한 出力의 推定值은 $\hat{y} = f(\hat{p}, \underline{\phi})$ 로 주어지며 이와 실제 工程의 出力 y와의 出力 推定誤差가 \hat{p} 와 \hat{p} 의 差異에 기인한다는 성질을 이용하여 파라미터 p를 識別하며 이를 바탕으로 모델의 出力과 工程의 出力이 같아지도록 u를 決定하여 工程에 인가하므로

써 制御의 目的을 달성한다.

1. 出力方程式

다음과 같은 安定行列 F를 定義한다.

$$F = \begin{bmatrix} \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \underline{f} & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \quad \underline{f} = [f_1, f_2, \dots, f_n]^T \quad (4)$$

$y = x_1$ 임을 利用하여 工程의 狀態方程式 (1)을 다시 쓰면

$$\underline{x}(k+1) = F \cdot \underline{x}(k) + \underline{p}_1 \cdot y(k) + \underline{p}_2 \cdot u(k) : \underline{x}(0) = \underline{x}_0 \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \text{但, } \underline{p}_1 &= \underline{a} - \underline{f}, \quad \underline{p}_2 = \underline{b} \\ \underline{p} &= [\underline{p}_1^T, \underline{p}_2^T]^T \end{aligned}$$

으로 된다. 여기에서 y(k)도 u(k)와 같이 入으로 看做하여 狀態轉移方程式을 구하면

$$\begin{aligned} \underline{x}(k) &= F^k \cdot \underline{x}_0 + \sum_{j=0}^{k-1} F^{k-1-j} \cdot \underline{P}_1 \cdot y(j) \\ &+ \sum_{j=0}^{k-1} F^{k-1-j} \cdot \underline{P}_2 \cdot u(j) \end{aligned} \quad (6)$$

으로 된다. 따라서 出力方程式은

$$\begin{aligned} y(k) &= \underline{c}^T \cdot F^k \cdot \underline{x}_0 + \left\{ \sum_{j=0}^{k-1} (F^T)^{k-1-j} \cdot \underline{c} \cdot y(j) \right\}^T \\ &+ \left\{ \sum_{j=0}^{k-1} (F^T)^{k-1-j} \cdot \underline{c} \cdot u(j) \right\}^T \cdot \underline{p} \end{aligned}$$

으로 表示된다. 여기에서 $\underline{\phi}_1(k), \underline{\phi}_2(k)$ 를

$$\begin{aligned} \underline{\phi}_1(k) &= \sum_{j=0}^{k-1} (F^T)^{k-1-j} \cdot \underline{c} \cdot y(j) \\ \underline{\phi}_2(k) &= \sum_{j=0}^{k-1} (F^T)^{k-1-j} \cdot \underline{c} \cdot u(j) \\ \underline{\phi}(k) &= [\underline{\phi}_1(k)^T, \underline{\phi}_2(k)^T]^T \end{aligned} \quad (7)$$

라 定義하면 出力方程式은

$$y(k) \underline{\phi}(k)^T \cdot \underline{p} + \underline{c}^T \cdot F^k \cdot \underline{x}_0 \quad (8)$$

과 같이 表示된다. 그런데 $\underline{\phi}_1(k), \underline{\phi}_2(k)$ 는 각각

$$\underline{\phi}_1(k+1) = F^T \cdot \underline{\phi}_1(k) + \underline{c} \cdot y(k) \quad (9)$$

$$\underline{\phi}_1(0) = 0$$

$$\begin{aligned} \underline{\phi}_2(k) &= F^T \cdot \underline{\phi}_2(k) + \underline{c} \cdot u(k), \\ \underline{\phi}_2(0) &= 0 \end{aligned} \quad (10)$$

으로 주어지는 시스템의 狀態벡터이며 式(9)와 式(10)의 시스템은 y(k), u(k)를 入으로 하는 state variable filter를 나타내고 있다. 따라서 式(8)은 出力 y(k)를 파라미터 벡터 p와 state variable filter의 狀態벡터 $\underline{\phi}$ 로서 나타냄을 意味한다.

2. W. L. S. Identification Algorithm^{16,17)}

스텝 k에서의 파라미터 推定值 $\hat{p}(k)$ 를 구하기 위하여 評價函數를 다음과 같이 定義한다.

$$J(k) = 1/2 \cdot \sum_{j=1}^k [\lambda^{k-j} \cdot \{y(j) - \hat{y}_k(j)\}]^2 \quad (11)$$

但, $\hat{y}_k(j) = \underline{\phi}(j)^T \cdot \hat{p}(k) + \underline{c}^T \cdot F^j \cdot \hat{x}_0$

여기에서 y(j)는 스텝 j에서의 실제 工程의 出力이고 $\hat{y}_k(j)$ 는 스텝 k의 파라미터를 이용하여 구한 스텝 j의 出力推定值이며 λ 는 比重係數로서 $0 < \lambda \leq 1$ 의 값을 취하여 時間의 흐름에 따라 情報에 比重을 두는 역할을 한다. 이때 $\hat{p}(k)$ 가 실제 파라미터 p에 접근할수록 $\hat{y}_k(j)$ 는 y(j)에 접근하며 따라서 J(k)도 작아진다. 따라서 스텝 k에서의 $\hat{p}(k)$ 는 J(k)를 最小로 하는 $\hat{p}(k)$ 로 정한다. 따라서 $\hat{p}(k)$ 에 대한 J(k)의 gradient를 零으로 하면

$$\sum_{j=1}^k \lambda^{2(k-j)} \cdot \underline{\phi}(j) \cdot [z(j) - \underline{\phi}(j)^T \cdot \hat{p}(k)] = 0 \quad (12)$$

但, $z(j) = y(j) - \underline{c}^T \cdot F^j \cdot \hat{x}_0$

으로 되며 $\Phi(\lambda, k)$, $\underline{z}(\lambda, k)$ 를

$$[\lambda^{k-1} \cdot \underline{\phi}(1), \lambda^{k-2} \cdot \underline{\phi}(2), \dots, \underline{\phi}(k)] = \Phi(\lambda, k) \quad (13)$$

$$[\lambda^{k-1} \cdot z(1), \lambda^{k-2} \cdot z(2), \dots, z(k)]^T = \underline{z}(\lambda, k) \quad (14)$$

라 定義하여 式(12)를 行列의 형태로 바꾸면

$$\Phi(\lambda, k) \cdot \Phi(\lambda, k)^T \cdot \hat{p}(k) = \Phi(\lambda, k) \cdot \underline{z}(\lambda, k) \quad (15)$$

로 된다. 이때 $\det[\Phi(\lambda, k) \cdot \Phi(\lambda, k)^T] \neq 0$ 이라 假定하면

$$\hat{p}(k) = g(\lambda, k) \cdot \Phi(\lambda, k) \cdot \underline{z}(\lambda, k)$$

但, $g(\lambda, k) = [\Phi(\lambda, k) \cdot \Phi(\lambda, k)^T]^{-1}$ (16)

으로 $\hat{p}(k)$ 를 정할 수 있다. 그런데

$$g(\lambda, k+1)^{-1} = \lambda^2 \cdot \Phi(\lambda, k) \cdot \Phi(\lambda, k)^T + \underline{\phi}(k+1) \cdot \underline{\phi}(k+1)^T$$

의 관계에서 matrix inversion lemma를 적용하면 다음과 같은 recursive eq.으로 간단하게 $\hat{p}(k)$ 가 구하여진다.

$$\hat{p}(k+1) = \hat{p}(k) + g(\lambda, k+1) \underline{\phi}(k+1) \cdot [z(k+1) - \underline{\phi}(k+1)^T \cdot \hat{p}(k)] \quad (17)$$

$$g(\lambda, k+1) = \frac{g(\lambda, k)}{\lambda^2} \cdot \frac{\underline{\phi}(k+1) \cdot \underline{\phi}(k+1)^T \cdot \frac{g(\lambda, k)}{\lambda^2}}{1 + \underline{\phi}(k+1)^T \cdot \frac{g(\lambda, k)}{\lambda^2} \cdot \underline{\phi}(k+1)} \quad (18)$$

式(17), 式(18)은 $g(\lambda, k)$ 의 存在를 假定하여 誘導하였는데 이 假定을 만족하려면 앞말는 $g(\lambda, k)$ 의 初期值를 설정하여야 하며 制御入力이 充分한 周波數成分을 가지고 工程은 制御可能(controllable)하여야 함이 알려져 있다.¹⁶⁾

3. 모델基準適應制御¹⁴⁾

(Model Reference Adaptive Control)

工程과 모델을 나타내는 式(1)과 式(3)은 다음과 같은 次分力方程式으로 나타낼 수 있다.

$$y(k) = \sum_{i=1}^n a_i \cdot y(k-i) + \sum_{i=1}^n b_i \cdot u(k-i) \quad (19)$$

$$y_M(k) = \sum_{i=1}^n a_{M_i} \cdot y_M(k-i) + \sum_{i=1}^n b_{M_i} \cdot r(k-i) \quad (20)$$

出力誤差 e(k)를 $e(k) = y_M(k) - y(k)$ 라 定義하여 式(19)에서 式(20)을 빼면 다음 整理하면

$$e(k) = \sum_{i=1}^n a_{M_i} \cdot e(k-i) + \theta(k) \quad (21)$$

$$\theta(k) = \sum_{i=1}^n (a_{M_i} - a_i) \cdot y(k-i) + \sum_{i=1}^n b_{M_i} \cdot \gamma(k-i) - \sum_{i=1}^n b_i \cdot u(k-i) \quad (22)$$

으로 된다. 여기에서 a_{M_i} 를 포함한 A_M 을 安定하도록 정하여 주고 $\theta(k) = 0$ 가 되도록 u(k)를 정하여 주면 時間이 지남에 따라 e(k)는 零에 수렴한다. 이때 파라미터 a_i, b_i 를 모르므로 그 推定值 $\hat{a}_i(k), \hat{b}_i(k)$ 를 사용하여 u(k)를 구한다. 즉,

$$u(k) = [\sum_{i=1}^n b_{M_i} \cdot \gamma(k-i+1)] / \hat{b}_1(k) - [\sum_{i=1}^n (a_{M_i} - \hat{a}_i(k)) \cdot y(k-i+1)] / \hat{b}_1(k) - [\sum_{i=1}^n \hat{b}_i(k) \cdot u(k-i+1)] / \hat{b}_1(k) \quad (23)$$

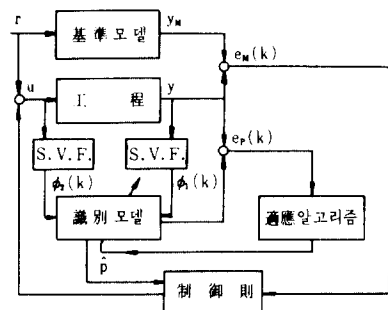


그림 1. 制御系統圖
Fig. 1. Control schematic diagram.

으로 정하여 주며 이때 制御入力 $u(k)$ 가 무한히 커지는 것을 막기 위하여 工程의 제로(zero)는 z -平面에서 單位圓 内部에 存在하여야 한다.

위의 全過程의 系統圖는 그림 1과 같다.

IV. 實驗

1. 理論의 適用

工程은 철심 영구자석 직류전동기로 정격이 D. C. 14 ~ 29V 3A인 LEAR SIGLER INC. USA 제품을 사용하였다. 入力電壓 $u(k)$ 와 回轉速度 $y(k)$ 사이의 관계는 다음과 같다.^[8]

$$y(k+1) = a \cdot y(k) + b \cdot u(k) \quad (24)$$

모델은

$$y_M(k+1) = r(k) \quad (25)$$

로 정하여 基準入力を 한 스텝 지연시켜 追從하도록 하였고 S. V. F. 는 $f=0$ 로 하여

$$\phi_1(k+1) = y(k), \phi_1(0) = 0 \quad (26)$$

$$\phi_2(k+1) = u(k), \phi_2(0) = 0 \quad (27)$$

로 정하였다. 파라미터는 식 (17), 식 (18)에서 $\hat{x}_0 = 0$, $g(\lambda, 0) = 1,000I_2$ ($I_2 : 2 \times 2$ identity matrix)로 하여 推定될 수 있으며 $u(k)$ 는 식 (23)으로부터 미리 계산되어 스텝 k 에서 印加되어야 하므로 파라미터 推定值로 $\hat{a}(k-1)$, $\hat{b}(k-1)$ 을 사용하면

$$u(k) = [r(k) - \hat{a}(k-1) \cdot y(k)] / \hat{b}(k-1) \quad (28)$$

와 같은 制御法測을 얻는다.

2. 實驗課程

實驗裝置圖는 그림 2와 같다.

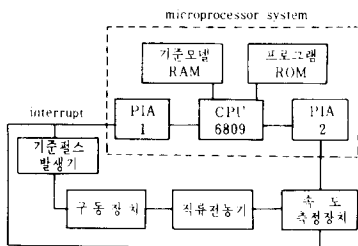


그림 2. 實驗裝置圖
Fig. 2. Experimental block diagram.

回轉速度는 전동기 축에 附着되어 있는 圓板과 포토 트랜지스터로 回轉數에 比例하는 펄스를 發生시켜 이를 카운터(LP 193)로 세어 測定한다.

入력이 印加되는 動作을 살펴보면 수정발전자의 出

力(3.932160 MHz)을 카운터(LS 191)로서 60Hz로 0과 65535사이를 세어가고 比較素子(LS 85)는 카운터의 내용과 16비트 PIA의 制御入력을 比較하여 그 크기에 해당하는 幅을 갖는 펄스를 發生시킨다. 이 펄스가 스위칭 回路에서 20V의 크기로 증폭되어 電動機에 印가된다.

위의 電壓印加, 速度測定을 제외한 모든 부분의 動作은 마이크로프로세서 M6809시스템에서 演算으로 처리하였다. 이때 演算은 플로우팅 포인트로서 하였는데 하나의 數를 表示하는데 5바이트를 사용하여 3바이트는 有効數字에 1바이트는 2의 보수(two's complement)로서 指數에, 1바이트는 符號에 각각 割當하였다.

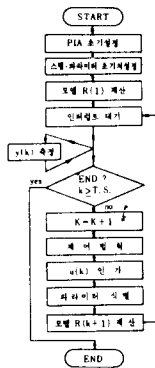


그림 3. 實驗 順序圖
Fig. 3. Flow chart. 마이크로프로세서의 동작을 살펴보면 먼저 필요한 初期值를 設定한 후 인테럽트 신호를 기다린다. 이때 인테럽트 신호가 인가되면 速度測定裝置로부터 速度를 읽어 들이고 制御入力 $u(k)$ 를 計算하여 PIA를 통하여 구동장치에 전달한 후 S. V. F., W. L. S. algorithm, 基準 모델에 따른 計算을 하고 다시 인테럽트 대기상태로 들어가는 動作을 반복하다가 정하여 준 스텝에서 動作을 멈춘다. 이때 필요한 데이터는 RAM에 저장되었다가 display routine에 의하여 모니터에 나타나도록 하였고 인테럽트는 3Hz로 하였으며 實驗중의 負荷는 중이되며 고부

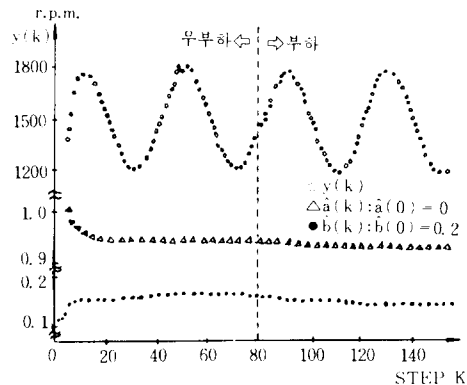


그림 4. 정현파 기준입력 $r(k) = 1500 + 300 \sin(K\pi/20)$ 에 대한 결과 ($\lambda = 1.0$ 인 경우)
Fig. 4. Results for $\lambda = 1.0$ when $r(k) = 1500 + 300 \sin(k, n/20)$.

줄로써 回轉圓板에 磨擦을 가함으로써 遂行하였다.

실험의 順序圖는 그림 3과 같다.

3. 結果 및 검토

雜音이 없다는 假定에서 출발하였으므로 實驗중의 모든 情報는 精確하여야 한다. 처음에 플로우팅 포인 트 演算에서 有效數字를 2바이트로 하고 샘플링을 30 Hz로 하여 실험을 한 결과 매우 거친 制御動作을 볼 수 있었다. 그리하여 有效數字에 3바이트를 할당하여 演算誤差를 줄이고 샘플링도 3Hz로 하여 shaft encoder에서의 速度測定의 分解度를 10배로 높임으로써 보다 精밀한 制御를 할 수 있었다.

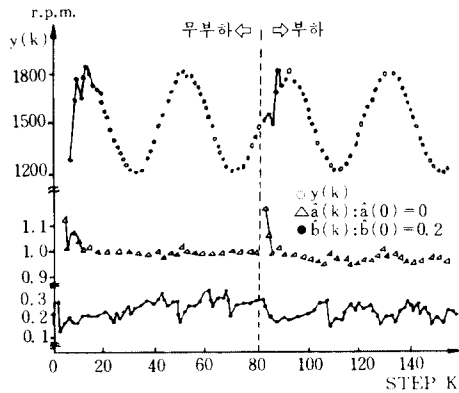


그림 5. 정현파 기준입력 $r(k) = 1500 + 300 \sin(k\pi/20)$ 에 대한 결과 ($\lambda = 0.8164$ 인 경우)

Fig. 5. Results for $\lambda = 0.8164$ when $r(k) = 1500 + 300 \sin(k \cdot \pi/20)$.

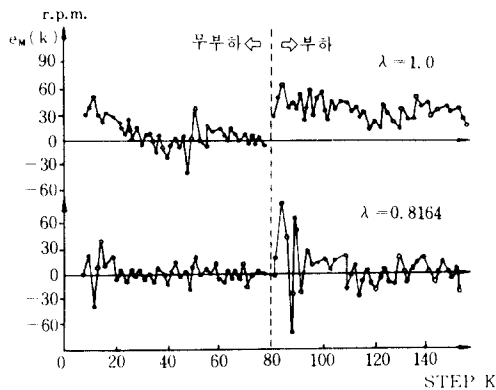


그림 6. 정현파 기준입력 $r(k) = 1500 + 300 \sin(k\pi/20)$ 에 대한 (a) $\lambda = 1.0$ (b) $\lambda = 0.8164$ 두 경우의 출력오차 비교

Fig. 6. Output errors for (a) $\lambda = 1.0$ (b) $\lambda = 0.8164$ when $r(k) = 1500 + 300 \sin(k \cdot \pi/20)$.

그림 4와 그림 5는 같은 正弦波 基準入力 $r(k) = 1500 + 300 \cdot \sin(k \cdot \pi/20)$ 에 대하여 각각 比重係數 $\lambda = 1$ 과, $\lambda = 0.8165$ 인 경우의 結果인데 그림 6은 두 경우의 出力誤差를 比較한 것이다. 여기에서 L. S. 알고리즘 ($\lambda = 1$: 그림 4)의 경우에 負荷를 걸기 이전에는 電動機의 파라미터를 잘 識別하여 원하는대로 基準入力を 잘 追從하였으나 負荷에 變動이 생겨 파라미터 값이 變化된 후에는 變動전에 累積된 情報의 影響으로 파라미터의 推定值가 서서히 變化하여 變動된 실제 파라미터 값에 수렴하지 못하게 되고 따라서 많은 스텝이 지난 후에도 큰 出力誤差를 나타내었다. 이와는 달리 W. L. S. 알고리즘 ($\lambda = 0.8165$: 그림 5)의 경우에는

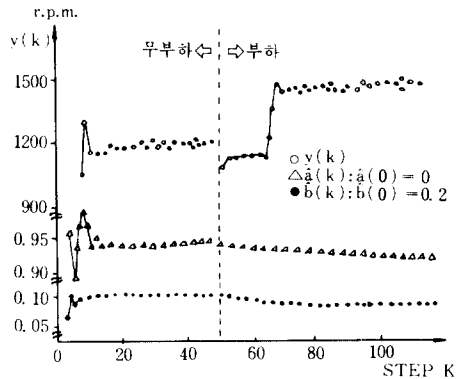


그림 7. 구형파 기준입력에 대한 $\lambda = 1.0$ 인 경우의 결과 $r(k) = 1200 \quad k \leq 65$

$$1500 \quad k \geq 66$$

Fig. 7. Results for $\lambda = 0.8980$ when

$$r(k) = \begin{cases} 1200 & k \leq 65 \\ 1500 & k \geq 66 \end{cases}$$

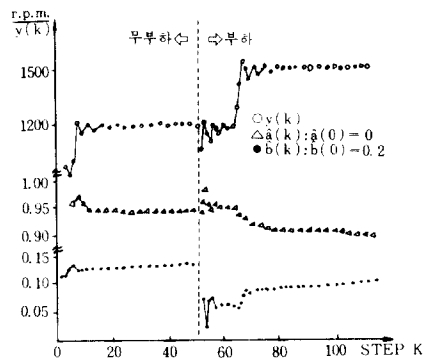


그림 8. 구형파 기준입력에 대한 $\lambda = 0.8980$ 인 경우의 결과 $r(k) = 1200 \quad k \leq 65$

$$1500 \quad k \geq 66$$

Fig. 8. Results for $\lambda = 0.8980$ when

$$r(k) = \begin{cases} 1200 & k \leq 65 \\ 1500 & k \geq 66 \end{cases}$$

負荷變動이후에 수 스텝동안 負荷變動에 敏感하게 反應하여 큰 出力誤差를 나타내었으나 評價函數 $J(k)$ 에서의 틀린 情報로 作用하는 變動前 情報의 影響을 比重係數로 削減함으로써 새로운 파라미터값에 빨리 수렴하여 負荷變動 前과 같이 基準入力を 잘 追從하였다.

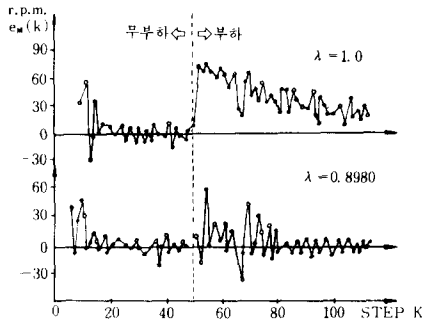


그림 9. 구형과 기준입력에 대한 (a) $\lambda = 1.0$
(b) $\lambda = 0.8980$ 두 경우의 출력오차비교

Fig. 9. Output errors for (a) $\lambda = 1.0$,
(b) $\lambda = 0.8980$ when $r(k) = \begin{cases} 1200 & k < 65 \\ 1500 & k > 66. \end{cases}$

그림 7, 그림 8, 그림 9는 矩形波 基準入력에 대하여 각각 比重係數를 달리하여 얻은 結果인데 正弦波 基準入력의 경우와 마찬가지로 W.L.S. 알고리즘이 負荷變動에 잘 適應함을 나타내고 있다.

V. 結 論

本 論文에서는 W.L.S. 알고리즘을 利用한 間接 M. R. A. C. 方式으로서 直流電動機의 速度를 마이크로프로세서 M6809 시스템을 利用하여 制御하였다.

基準入力を 正弦波, 矩形波로 정하여 回轉速度가 이를 追從하도록 하였는데 3Hz로 10스텝후에는 電動機의 파라미터를 識別하여 2%의 誤差로서 基準入력을

잘 追從하였고 특히 W.L.S. 알고리즘이 L.S. 알고리즘과는 달리 負荷變動에 잘 適應함을 알 수 있었다.

工程이 deterministic이라 假定함에 反하여 入力印加, 出力測定에서의 quantization 誤差, 마이크로프로세서 演算에서의 誤差가 항상 존재하므로 보다 精密한 制御를 하기 위하여는 이들 誤差를 줄여야 하겠다. 특히 正確한 速度測定裝置를 使用하면 보다 精密한 制御가 可能할 것으로 豫想된다.

參 考 文 獻

- [1] R.L. Carroll, D.P. Lindorff, "An adaptive observer for single-input single-output linear systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-18, pp. 428-434, Oct. 1973.
- [2] Kudva P. and Narendra K.S., "Synthesis of an adaptive observer using Lyapunov's direct method," *Int. J. Contr.*, vol. 18, pp. 1201-1210, Dec. 1973.
- [3] Monopoli R.V.; "Model reference adaptive control with an augmented error," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-19, pp. 474-484, Oct. 1974.
- [4] Y.D. Laudau, *Adaptive Control*, Dekker, New York, 1979.
- [5] G. Kreisselmeier, "Adaptive observers with exponential rate of convergence," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-22, pp. 2-8, Feb. 1977.
- [6] T. Suzuki, T. Nakamura, M. Koga, "Discrete adaptive observer with fast convergence," *Int. J. Control*, vol. 31, no. 6, pp. 1107-1119, 1980.
- [7] M.S. Ko, U.Y. Huh, "A new scheme for discrete implicit adaptive observer and controller," pp. 74-83. 電氣學會誌, 第30卷 第2號, 12月 1981年
- [8] B.C. Kuo, *Digital control systems*, Holt, Rinehalt and Winston, Inc., 1980.