

離散型 電流制御 誘導電動機시스템의 最適利得에 관한 研究

전 태 원
전 기 공 학 과
(1987. 4. 30 접수)

<要 略>

이 논문은 마이크로프로세서에 의해 제어되는 유도전동기 속도제어시스템에서 제어기의 최적이득을 설계하기 위한 것이다. 최적이득을 구하기 위한 최적화기법을 사용하기 위하여 이 시스템을 이산형 상태방정식으로 표현한다. 공액경사법을 이용하여 모든 동작점에서 과도특성이 가장 좋은 최적이득을 구하고, 이 이득으로 운전할 때 이론적인 과도응답과 5HP 유도전동기시스템으로 실험한 과도응답을 비교분석하였다.

A Study on Optimal Gains for Discrete-time Current-Controlled Induction Motor Systems

CHUN, TAE WON
Dept. of Electrical Engineering
(Received April 30, 1987)

<Abstract>

This paper is concerned with the design of the optimal gains of the controller in the speed control system of the induction motor controlled by microprocessor. The system is modelled with the discrete-time state equation for the facility of the optimization technique. Using the conjugate gradient descent method, are derived the optimal gains, the gains which gives the best transient characteristics within the stability region.

1. 서 론

전력전자 분야의 발달에 따라 속도제어가 필요한 전동기시스템에서 직류전동기에서 인버터를 사용한 유도전동기로 점차 대체되고 있다. 특히 전압형인버터보다 전류형인버터가 높은 전력에서 많은 장점대

문에 많이 사용되고 있다.¹⁾ 전류형인버터로 유도전동기를 구동할 시 제어루우프가 반드시 필요하며, 이 제어루우프는 마이크로프로세서에 의한 구현이 확대되고 있다.

유도전동기 속도제어시스템의 정상상태 특성과 과도상태 특성을 향상시키기 위하여 슬립속도제어, 벡터제어 등 여러 제어루우프에 대한 연구가 많이 진

행되었다. 적응제어(adaptive control)나 상태제어(state feedback) 등과 같은 복잡한 제어방식이 부분적으로 연구되고 있으나,^(2,3) 구현시키기가 너무 복잡하여 실제적으로는 거의 비례적분제어기(proportional plus integral controller)가 사용되고 있다.

비례적분제어기가 사용될 경우 제어기의 이득은 시스템의 안정도뿐만 아니라 과도특성에 큰 영향을 미치므로 이의 선정은 매우 중요하다. 이 이득은 반드시 안정영역 내의 것으로 선정되어야 하며 더 나아가서는 최선의 과도특성을 가지는 최적이득으로 선정되는 것이 바람직하다. 이러한 최적이득을 구하기 위해서는 먼저 시스템을 수학적인 수식으로 표현하고, 다음은 적절한 평가함수(cost functional)를 설정하고, 마지막으로 최적화기법을 적용하여 평가함수가 최소로 되는 최적이득을 구한다.

이 논문에서는 슬립주파수 — 직류전류 제어방식에 의한 유도전동기 속도제어시스템을 시간지연까지 근사적으로 고려하여 이산형 상태방정식으로 표시하였다. 제어입력과 전동기속도로 구성된 평가함수를 설정하고, 최적화기법으로 공액경사법(conjugate gradient descent method)을 사용한다. 통상적인 제어시스템에서는 공액경사법이 경사법(gradient descent method)에 비해 계산시간과 기억용량이 조금 증가되나 수렴속도가 빠르므로 더 많이 사용되고 있다.⁴⁾ 모든 동작점에서 최적이득을 구하고 평가함수 내의 가중치(weighting factor)에 따른 최적이득의 변화추이를 본다. 구한 최적이득에서 이론적인 과도응답과 실제 5 HP 유도전동기에 의한 실험적인 과도응답을 비교분석하였다.

2. 시스템 블럭선도 및 방정식

2-1. 시스템 블럭선도

그림 1은 전류형인버터 — 유도전동기시스템에서 전형적인 슬립주파수 — 전류 제어루우프를 보인 것이다. 외부루우프는 인버터주파수를 제어하며 내부루우프는 직류링크전류를 제어한다. 각 루우프의 제어기는 비례적분제어기를 사용하며, 따라서 최적화해야 할 이득이 4 개가 된다. 시스템 제어입력은 콘버터(converter)의 점호각과 인버터주파수이며 시스

템 출력으로는 전동기속도가 된다. 그림에서의 Z^{-1} 블럭은 마이크로프로세서의 한 샘플링 시간(sampling time)에 해당하는 시간지연을 표시한다.

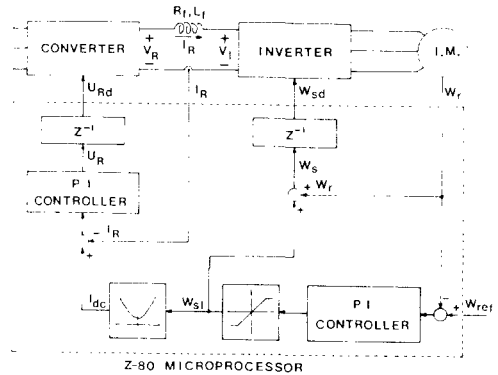


그림 1. 전류형인버터의 블럭선도

2-2. 시스템방정식

시스템방정식을 만들기 위하여 먼저 유도전동기를 동기속도로 회전하는 dq축을 기준축으로 하는 전압방정식으로 표현한다. 여기서 콘버터 — 직류링크 — 인버터에 대한 방정식을 차례로 첨가하면 다음과 같은 방정식이 된다.^(5,6)

$$\begin{bmatrix} K_R' U_{Rd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s' + pL_s' & pM & \omega_{sd}M \\ pM & R_r + pL_r & \omega_{sl}L_r \\ -\omega_{sl}M & -\omega_{sl}L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$T_e = PM i_{qs} i_{dr} = Jp \frac{\omega_r}{P} + B \frac{\omega_r}{P} + T_L$$

$$(K_R' = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} K_R, R_s' = R_s + \frac{\pi^2}{18} R_f,$$

$$L_s' = L_s + \frac{\pi^2}{18} L_f)$$

여기서 p는 미분기, P는 쌍극수를 나타내며 콘버터 출력전압 V_R 은 콘버터 입력정보 U_{Rd} 와 증폭률 K_R 의 곱으로 표시한다.

방정식(1)은 비선형방정식이므로 소신호해석법을 사용하여 선형화시키고, 다음과 같은 상태방정식으로 변환시킨다.

$$\begin{aligned} \dot{X}_a(t) &= A_a X_a(t) + B_a U_a(t) \\ X_a(t) &= [i_{qs} \ i_{qr} \ i_{dr} \ \omega_r]^T \\ U_a(t) &= [U_{Rd} \ \omega_{sd} \ T_L]^T \end{aligned} \quad (2)$$

$$A_a = \begin{pmatrix} -\frac{L_r}{L_l} R_s' & \frac{M}{L_l} R_r \\ \frac{M}{L_l} R_s' & -\frac{L_s'}{L_l} R_r \\ \frac{M}{L_r} \omega_{s0} & \omega_{s0} \\ \frac{P^2}{J} M I_{dr0} & 0 \\ -\frac{M}{L_l} L_r \omega_{r0} & -\frac{L_r}{L_l} M I_{dr0} \\ \frac{L_s' L_r}{L_l} \omega_{r0} - \omega_{sd0} & \frac{L_s' L_r}{L_l} I_{dr0} \\ -\frac{R_r}{L_r} & -\left(\frac{M}{L_r} I_{qs0} + I_{qr0}\right) \\ \frac{P^2}{J} M I_{qs0} & -\frac{B}{J} \end{pmatrix}$$

$$B_a = \begin{pmatrix} \frac{L_r}{L_l} K_R' & -\frac{M}{L_r} K_R' & 0 & 0 \\ 0 & -I_{dr0} & \frac{M}{L_r} I_{qs0} + I_{qr0} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{P}{J} \end{pmatrix}$$

위의 방정식에서 “△”는 미소변화분을 표시하며 “○”는 정상상태분을 나타낸다. 전류형인버터-유도전동기 시스템이 디지털시스템이므로 방정식(2)는 다음과 같은 이산형 상태방정식으로 변환되어야 한다.

$$X_1(n+1) = A_1 X_1(n) + B_1 U_1(n) \quad (3)$$

$$A_1 = \exp(A_a T) = \{a_{ij}\}$$

$$B_1 = \left(\int_0^T \exp(A_a \tau) d\tau\right) \cdot B_a = \{b_{ij}\}$$

여기서 $X_1(n)$ 과 $U_1(n)$ 은 $X_a(t)$ 와 $U_a(t)$ 를 이산형 변수로 바꾼 것이며 T는 샘플링시간을 나타낸다.

2-3. 제어루우프

전류 및 속도 제어루우프를 방정식(2)에 차례로 첨가한다.

디지털 제어시스템에서는 프로그램 수행시간, 정보의 입출력시간 등 때문에 항상 시간지연이 존재한다. 이 시간지연은 전동기의 동작상태에 따라 조금씩 변화되나 평균적으로 거의 한 샘플링시간에 해당된다. 따라서 실제적인 시스템 제어입력인 U_{rd} 와 ω_{sd} 는 U_r 과 ω_s 의 한 샘플링시간 지연을 표시한다. 이 관계를 미소변화분으로 구성된 차분방정식(difference equation)으로 나타내면

$${}_s U_{rd}(n+1) = {}_s U_r(n) \quad (4)$$

$${}_s \omega_{sd}(n+1) = {}_s \omega_s(n) \quad (5)$$

전류제어루우프에서 Z변환된 PI제어기는

$$U_R(z) = \frac{(K_{Pc} + K_{Ic} T)z - K_{Pc}}{z-1} (I_{dc}(z) - I_R(z)) \quad (6)$$

여기서 K_{Pc} 와 K_{Ic} 는 전류제어기의 비례이득과 적분이득을 나타낸다. 새로운 변수Q를 도입하여 방정식(6)을 두 개의 식으로 분해하고 차분방정식으로 표시하면 다음과 같다.

$${}_s Q(n+1) = {}_s Q(n) + {}_s I_{dc}(n) - \frac{\pi}{3\sqrt{2}} {}_s i_{qs}(n) \quad (7)$$

$${}_s U_R(n) = K_{Ic} T {}_s Q(n) + (K_{Pc} + K_{Ic} T)({}_s I_{dc}(n) - \frac{\pi}{3\sqrt{2}} {}_s i_{qs}(n)) (I_R = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} i_{qs})$$

다음은 전동기의 공극자속을 일정하게 유지하기 위한 $\omega_{s1} \cdot I_{dc}$ 곡선을 고려한다. 비록 이 관계는 비선형이지만 소신호해석법을 이용하면 다음과 같은 선형 관계를 만들 수 있다.

$${}_s I_{dc}(n) = K_w \cdot {}_s \omega_{s1}(n) \quad (8)$$

여기서 K_w 는 임의의 동작점에서의 곡선의 기울기이다.

속도 PI제어기는 다음과 같은 방정식으로 표현된다.

$$\omega_{s1}(z) = \frac{(K_{Ps} + K_{Is} T)z - K_{Ps}}{z-1} (\omega_{ref}(z) - \omega_r(z)) \quad (9)$$

여기서 K_{Ps} 와 K_{Is} 는 각각 속도제어기의 비례이득과 적분이득을 표시한다. 전류제어기와 같이 새로운 변수P를 도입하여 방정식(9)를 두 식으로 분해하면

$${}_s P(n+1) = {}_s P(n) + {}_s \omega_{ref}(n) - {}_s \omega_r(n)$$

$${}_s \omega_{s1}(n) = K_{Is} T {}_s P(n) + (K_{Ps} + K_{Is} T)({}_s \omega_{ref}(n) - {}_s \omega_r(n)) \quad (10)$$

식(4), (5), (7) 그리고 식(10)을 식(3)에 넣어 정리하면 다음과 같은 8차 상태방정식이 된다.

$$X_2(n+1) = A_2 X_2(n) + B_2 U_2(n) \quad (11)$$

$$X_2(n) = [{}_s U_{rd} \quad {}_s \omega_{sd} \quad {}_s P \quad {}_s Q \quad {}_s i_{qs} \quad {}_s i_{qr} \quad {}_s i_{dr} \quad {}_s \omega_r]^T$$

$$= [X_1 \quad X_2 \quad X_3 \quad X_4 \quad X_5 \quad X_6 \quad X_7 \quad X_8]^T$$

$$U_2(n) = [{}_s \omega_{ref} \quad {}_s T_L]^T$$

$$= [U_1 \quad U_2]^T$$

$$A_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & K_w(K_{Pc} + K_{Ic}T)K_{Is}T & K_{Ic}T \\ 0 & 0 & K_{Is}T & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & K_wK_{Is}T & 1 \\ b_{11} & b_{12} & 0 & 0 \\ b_{21} & b_{22} & 0 & 0 \\ b_{31} & b_{32} & 0 & 0 \\ b_{41} & b_{42} & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$- \frac{\pi}{3\sqrt{2}} \begin{pmatrix} (K_{Pc} + K_{Ic}T) & 0 & 0 & -K_w(K_{Pc} + K_{Ic}T) \\ & (K_{Ps} + K_{Is}T) & & \\ 0 & 0 & 0 & 1 - (K_{Ps} + K_{Is}T) \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ - \frac{\pi}{3\sqrt{2}} & 0 & 0 & -K_w(K_{Ps} + K_{Is}T) \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{pmatrix}$$

$$B_2 = \begin{pmatrix} K_w(K_{Pc} + K_{Ic}T)(K_{Ps} + K_{Is}T) & K_{Ps} + K_{Is}T \\ 0 & 0 \\ 1 & K_w(K_{Ps} + K_{Is}T) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{13} & b_{23} & b_{33} & b_{43} \end{pmatrix}$$

시스템매트릭스 A_2 , B_2 는 전동기상수, 전력회로상수, 시스템변수의 정상상태분, 제어기의 이득들로 구성되어 있다.

3. 최적이득 설계

3-1. 평가함수의 설정

평가함수를 다음과 같이 정의한다. ^(7,8)

$$J = T \sum_{j=0}^{N-1} [(1 - s\omega_r(j))^2 + R_1(sU_{Rd}(j))^2 + R_2(s\omega_{sl}(j))^2] + W(1 - s\omega_r(N))^2 \quad (12)$$

식(12)에서는 기준속도를 단위증가시켰을 때 과도상태값 및 정상상태값을 표시한다. Σ 안의 항들은 콘버터의 점도각과 인버터의 주파수인 제어입력을 제한하면서 기준속도와 실제속도와의 속도오차를 최소화하는 것이다. 마지막 항은 정상상태에서 실제속도가 기준속도에 도달하기 위한 것이다.

각 항에 대한 가중치를 도입한다.

첫째 항은 1로 하고 둘째, 셋째, 마지막 항의 가

중치는 각각 R_1 , R_2 , W 로 표시한다. 가중치를 증가시키는 것은 해당하는 항에 대한 평가를 크게 하여 그 값을 감소시킨다. 평가함수를 상태변수로 표시하기 위하여 새로운 상태변수 X_9 을 도입한다. Σ 안의 항을 X_9 의 미분치로 정의하면 평가함수는

$$J = X_9(N) + W(1 - s\omega_r(N))^2 \quad (13)$$

또 X_9 의 상태방정식은

$$X_9(n+1) = X_9(n) + T[(1 - s\omega_r(n))^2 + R_1(sU_{Rd}(n))^2 + R_2(s\omega_{sl}(n))^2] \quad (14)$$

식(9)에 의해 식(14)는 상태변수로 모두 표현된다.

3-2. 시스템 상태방정식

식(14)는 식(9)에 더해져서 다음과 같은 비선형 상태방정식을 유도한다.

$$X_d(n+1) = f(X_d(n), Z), \quad X_d(0) = 0 \quad (15)$$

여기서 상태벡터는

$$X_d(n) = [X_1(n) \ X_2(n) \ X_3(n) \ X_4(n) \ X_5(n) \ X_6(n) \ X_7(n) \ X_8(n) \ X_9(n)]^T$$

이득벡터는 다음과 같이 정의한다.

$$Z = [K_{Pc} \ K_{Ic} \ K_{Ps} \ K_{Is}]^T \\ = [Z_1 \ Z_2 \ Z_3 \ Z_4]^T$$

3-3. 공액경사법

평가함수가 최소로 되는 최적이득을 공액경사법을 의해 구한다. 먼저 초기이득을 안정영역 내의 것으로 선정한다. 이 이득을 평가함수의 최소점에 이를 때까지 평가함수가 감소되는 방향으로 한 단계씩 변화시켜 나간다. 한 점의 이득에서 다음 단계의 이득으로 변화시켜 나갈 때 2가지 결정해야할 요소가 있다. (1)다음 단계로 변화시켜 나가는 방향. (2)정해진 방향으로 변화시켜야 할 크기. 공액경사법에서는 그 방향은 그 전의 방향과 공액(conjugate)되도록 정하고, 그 크기는 그 방향으로 평가함수가 최소로 되는 점으로 정한다. 이산형화 된 공액경사법의 계산순서는 다음과 같다.

(1) 평가함수의 기울기(gradient)를 구하기 위하여 adjoint system을 정의한다.

$$\lambda(n-1) = f_X^T(X_d(n-1), Z)\lambda(n) \quad (16)$$

여기서 $\lambda(N) = \Gamma_X J(X_d(N)) |_{X_d(N)=X_d, N}$

$$(f_X(X_d, Z))_{ij} = \frac{\partial f_i(X_d, Z)}{\partial X_j}$$

$\lambda(N)$ 이 주어지면 $\lambda(n)$ 은 N에서 0까지 반대로 계산한다.

(2) adjoint system을 사용하여 평가함수의 기울기는

$$g_i = \sum_{j=0}^{N-1} f_X^T(X_d(j), Z)\lambda(j+1) \quad (17)$$

$$(f_Z(X_d, Z))_{ij} = \frac{\partial f_i(X_d, Z)}{\partial Z_j}$$

(3) g_i 에 의하여 감소방향(descend direction)은

$$\begin{aligned} d_0 &= -g_0 & : i=0 \\ d_i &= -g_i + \gamma_i d_{i-1} & : i \geq 1 \end{aligned} \quad (18)$$

$$\text{여기서 } \gamma_i = \|g_i\|^2 / \|g_{i-1}\|^2$$

(4) 감소방향 d_i 로 변화시키려는 양인 스텝크기 α_i 를 결정하여야 한다. 이 스텝크기(step size)는 전체 알고리즘의 성능에 크게 영향을 미치나 적절한 값을 결정하는 것은 상당히 어렵다. 여기에서는 Armijo-type step size rule을 근거로 한 참고문헌[9]에서 제시한 방식을 사용한다.⁹⁾

(5) d_i 와 α_i 로 다음 단계의 이득을 다음과 같이 결정한다.

$$Z_{i+1} = Z_i + \alpha_i d_i \quad (19)$$

위와 같은 과정을 반복하여 이득은 평가함수의 최소점으로 수렴한다. 각 단계에서 기울기의 노름(norm) 값을 계산하여 이 값이 0가 되면 이 때의 이득을 최적이득(optimal gain)이라 한다. 공액경사법의 흐름도는 그림(2)와 같다.

3-4. 최적이득 계산

공액경사법에 의해 전동기속도와 부하토크에 의해 결정되는 모든 동작점에서 최적이득을 구한다. 여기에 사용된 전동기는 5마력, 4극 농형유도전동기이며 이 전동기의 상수는 부록에 수록하였다. 그림 3은 전동기속도와 부하토크에 대한 최적이득을 보인 것이다.

그림 4는 600rpm, 1/2부하토크의 동작점에서 가중치 R_1, R_2, W 가 변할 때 최적이득의 변화추이

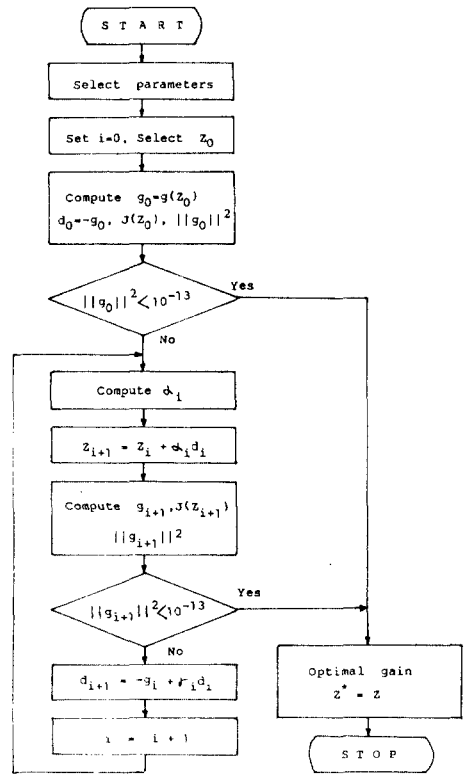
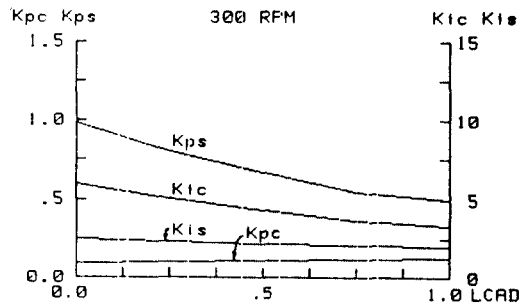


그림 2. 공액경사법의 흐름도

를 그린 것이다. 속도제어기의 출력이 전류제어기의 기준입력으로 되는 연속제어(cascade control)이므로 한 가중치의 변화는 모든 제어기의 이득을 변화시킨다. R_1 이 증가하면 모든 이득은 감소한다. R_2 가 증가하면 전류제어기의 이득은 증가하나 속도제어기의 이득은 감소하는 경향을 가진다. W 가 증가하면 전류제어기의 이득은 거의 일정하며 속도제어기의 이득은 증가한다.



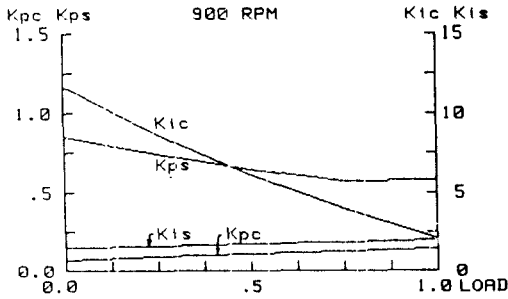
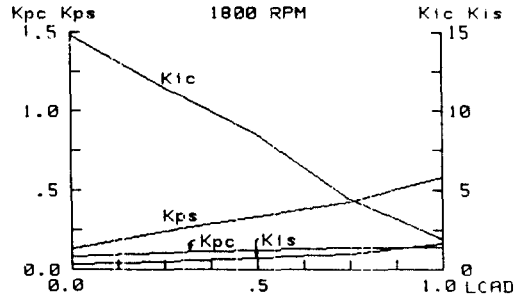
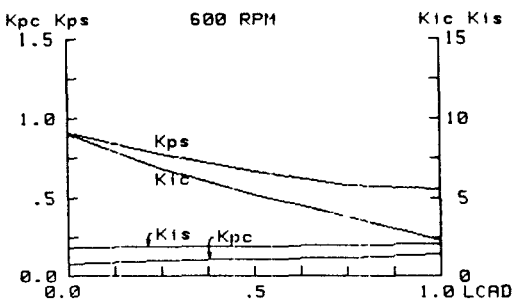


그림3. 최적이득

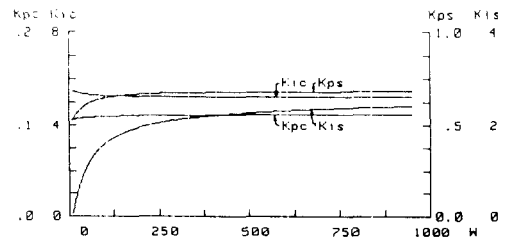
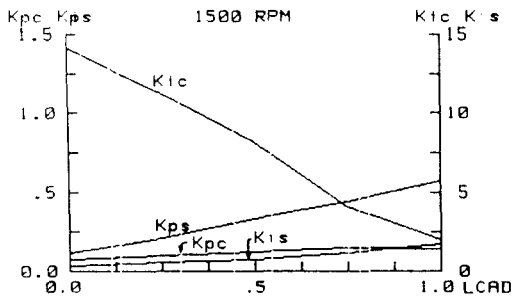
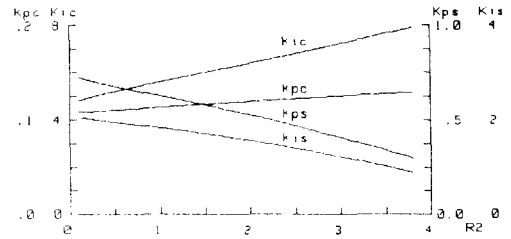
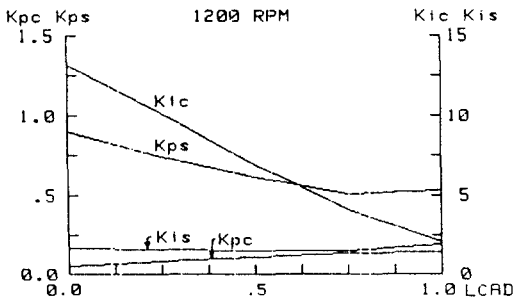
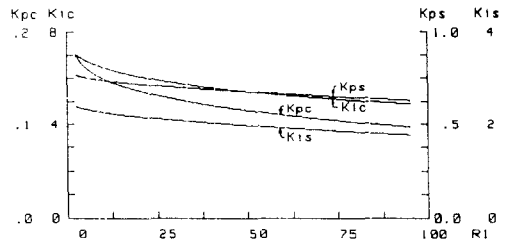


그림4. 가중치에 대한 최적이득의 변화

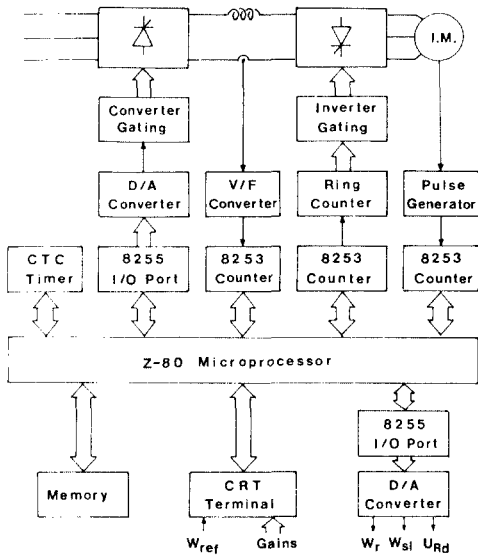
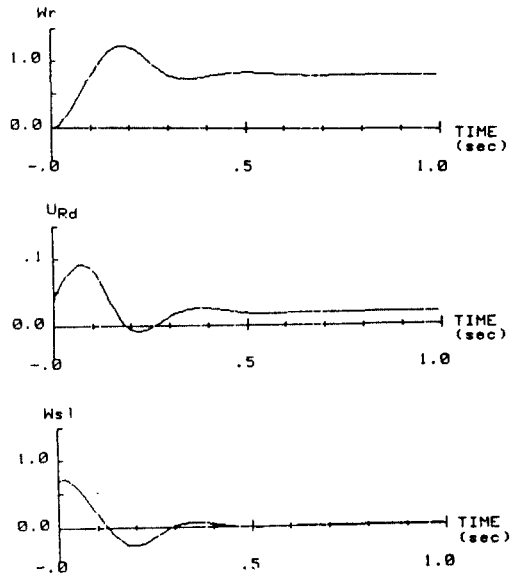


그림5. 전류형인버터의 하드웨어



(a) 시뮬레이션결과

4. 실험결과

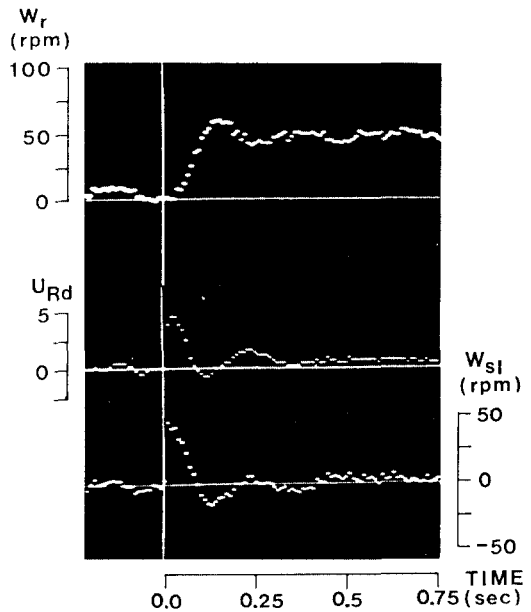
4-1. 하드웨어 구성

그림 5는 Z-80 마이크로프로세서로 제어되는 전류형인버터의 하드웨어 구성도를 보인 것이다. 속도 및 전류 측정회로, 콘버터점호각과 인버터주파수의 출력회로, 인터페이스(interface) 등으로 구성되어 있다. 이 시스템의 샘플링시간은 10msec이다.

4-2. 실험결과

가중치 R_1 , R_2 , W 를 50, 0.5, 100으로 하였을 때 앞에서 구한 최적이득으로 전동기를 운전하였을 때 실험 및 시뮬레이션의 과도응답을 비교하였다. 실험에서는 소신호변이 범위 내에서 동작시키기 위하여 기준속도를 50rpm 계단증가한다.

그림 6과 7은 600rpm, 1/2 load와 1200rpm, 1/4 load의 두 동작점에서 전동기속도, 슬립주파수, 콘버터 입력정보의 과도응답을 그렸다. 실험과 형은 마이크로프로세서에서 계산된 값을 I/O포트와 D/A변환기를 거쳐 디지털 오실로스코프로 잡은 것이다. 그림 6과 7에서 보는 바와 같이 실험결과와 시뮬레이션결과와 거의 일치함을 알 수 있다.



(b) 실험결과

그림6. 600rpm, 1/2부하에서의 과도응답

6. 결 론

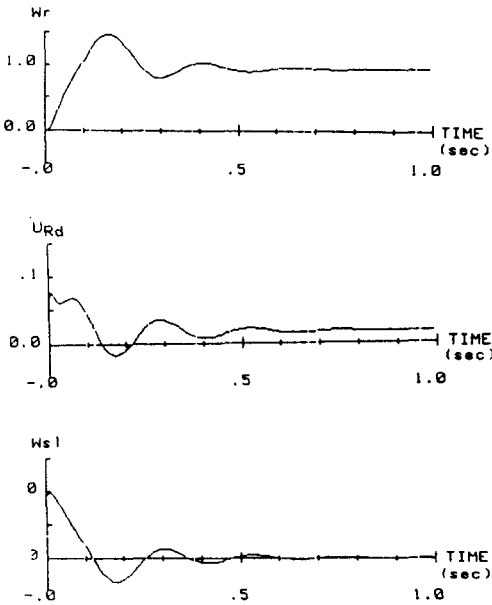
(1) 마이크로프로세서로 제어되는 전류형인버터 — 유도전동기 시스템을 시간지연을 고려하여 이산형 상태방정식으로 표현하였다.

(2) 최선의 과도특성을 가지는 제어기의 최적이득을 계산하기 위하여 공액경사법을 사용하였으며, 동작점과 평가함수 내의 가중치에 대한 최적이득의 변화추이를 보였다.

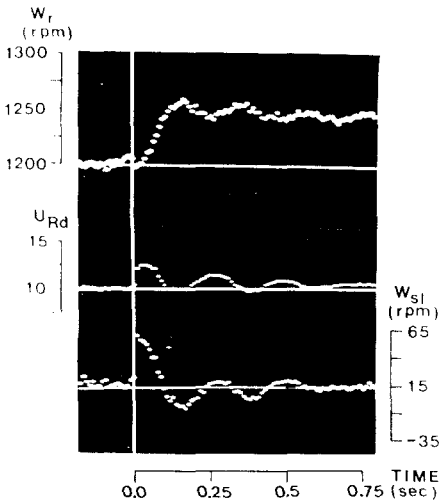
(3) 실험결과와 시뮬레이션결과가 잘 일치하였으며, 여기서 제시한 알고리즘은 다른 유도전동기 속도제어시스템에도 쉽게 적용될 수 있다.

참 고 문 헌

- (1) W.Leonard, "Control of Electrical Drives", Springer-Verlag pp.204-237, 1985.
- (2) F.L.Luo, and R.J.Hill, "Self-Adaptive Control of Microprocessor-Based Thyristor Converters with Second-Order Loads", Conference of IECON'85, pp.259-264, 1985.
- (3) T.Tsuchiya, "Basic considerations on applications of optimal control and the microprocessor to the induction motor speed control system", Int. J.Control, Vol.31, No.2, pp. 285-302, 1980.
- (4) L.S.Lasdon, S.K.Mitter, and A.D.Waren. "The Conjugate Gradient Method for Optimal Control Problems", IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. AC-12, No.2, April, pp.132-138, 1967.
- (5) P.C.Krause, and C.H. Thomas, "Simulation of Symmetrical Induction Machinery", IEEE Trans. PAS-84, pp.1038-1053, Nov. 1965.
- (6) E.P. Cornell, and T.A.Lipo. "Modelling and Design of Controlled Current Induction Motor Drive Systems", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.IA-13, pp.321-330, July/Aug. 1977.
- (7) M.Aoki, "Introduction to Optimization Techniques", Macmillan Co. 1971.
- (8) L.Hasdorff, "Gradient Optimization and



(a) 시뮬레이션결과



(b) 실험결과

그림7. 1200 rpm, 1/4 부하에서의 과도응답

Nonlinear Control”, John Wiley & Sons, 1976.

- (9) H.Mukai, “A Scheme for Determining Stepsizes for Unconstrained Optimization Methods”, IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. AC-23, pp.987-995, 1978.

부 록

전동기 및 회로 상수

전동기출력 : 3.5[Kw], 극수 : 4 [극]

R_s (고정자 저항) : 0.434[Ω]

R_r (회전자 저항) : 0.356[Ω]

L_s (고정자 인덕턴스) : 56.33[mH]

L_r (회전자 인덕턴스) : 55.67[mH]

M(상호 인덕턴스) : 54.60[mH]

J(관성계수) : 0.13[kg · m²]

B(마찰계수) : 0.0255[kg · m²/sec]

R_f (직류리액터 저항) : 0.262[Ω]

L_f (직류리액터인덕턴스) : 91.30[mH]