

論 文
34~7~4

# 마이크로프로세서에 의한 전류형인버터— 유도전동기의 PID 제어시스템에 대한 해석

## Analysis of PID Control for Microprocessor-based Current Source Inverter-Induction Motor System

朴 旻 鎬\* · 全 泰 園\*\*  
(Min-Ho Park · Tae-Won Chun)

### Abstract

This paper is concerned with the analysis of microprocessor-based PID control for the current source inverter-induction motor drive system. A linearized dynamic model of the motor is derived and is converted into the discrete-time model. With the equation, the overall system including the feedback loops is formulated into a single discrete-time state equation. The stability regions are determined at various values of controller gains. The transient responses of the motor speed are simulated by digital computer and are verified by laboratory experiments.

### 1. 서 론

근래에 반도체 기술의 발달로 전동기의 속도제어가 필요한 곳에서 직류전동기가 유도전동기로 대체되는 추세에 있다. 특히 전류형인버터에 의한 속도제어 방식은 간단한 전류회로 (Commutation circuit), 회생전동의 가능, 용이한 전류제어 등의 장점때문에 많은 연구가 집중되고 있다<sup>1)</sup>. 그러나 유도전동기의 속도제어는 일반적으로 직류전동기에 비해 복잡하며 따라서 이를 보다 쉽게 구현시킬 수 있도록 마이크로프로세서의 응용이 일반화 되고 있다<sup>2)</sup>

마이크로프로세서의 소프트웨어로 케환회로를 구현시키는 유도전동기 속도제어 시스템에서 안정도를 판별하고 과도특성을 알기 위해서는 제어루우프를 포함한 전체 시스템의 해석이 반드시 필요하다. 그러나 유도전동기는 직류전동기와는 달리 비선형 특성이 강하고 제어루우프가 복잡하므로 해석하기에 많은 어려움이 따른다. 특히 마이크로프로세서로 제어되는 시스템은 이산형이 되며, 이에대한 해석은 아직

초보적인 단계에 있다. 즉 제어루우프 중 일부만 포함시켜 해석하거나 유도전동기를 간단한 단일 극 (Single pole) 으로 모델화하여 해석되어 왔다.<sup>3)~5)</sup>

본 논문에서는 마이크로프로세서에 의해 제어되는 전류형인버터-유도전동기 시스템에 전류 및 속도 제어루우프 모듈을 포함시켜 일반적인 해석을 시도하였다. 특히 외부루우프 (Outer loop) 에 있는 속도제어기는 과도특성이 우수한 PID 제어를 사용하였다.

먼저 유도전동기의 d-q 모델을 선형화 시킨 후 이산형 상태방정식으로 변환시킨다. 이 방정식에 전류제어 루우프와 속도제어 루우프를 차례로 포함시켜 전체 시스템을 하나의 이산형 상태방정식으로 표시하였다. 이 식으로부터 제어기의 이득 (gain) 들에 대한 안정영역을 구하고, 전동기속도의 과도특성을 고찰하고자 한다.

### 2. 시스템의 구성

그림 1은 전류형인버터의 제어시스템 중 많이 사용되고 있는 것으로 슬립주파수가 전류를 제어하는 방식을 나타낸다. 모든 제어루우프는 Z-80 마이크로프로세서를 사용하여 소프트웨어로 구현시켰다.

\*正 會 員 : 서울대 工大 電氣工學科 教授 · 工博  
 \*\*正 會 員 : 서울대 大學院 電氣工學科 博士課程  
 接受日字 : 1985年 3月 8日

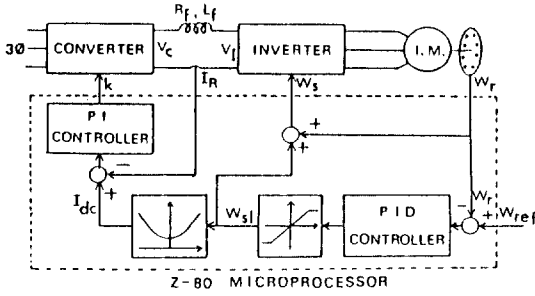


그림 1. 시스템 블럭선도  
Fig. 1. System block diagram.

마이크로프로세서의 입력은 전동기속도와 직류링크 전류(dc link current)이며 출력은 콘버터의 점도각과 인버터의 주파수이다.

이 제어루우프는 전동기의 기준속도와 실제속도가 비교되어 제어하는 속도제어 루우프와, 기준전류와 실제 직류링크 전류가 비교되어 제어하는 전류제어 루우프로 나뉘어 진다. 이 기준전류는 속도제어기 출력에서 나오는 슬립주파수에 의해 결정되므로, 속도제어 루우프는 외부루우프(Outer loop)가 되고 전류제어 루우프는 내부루우프(inner loop)가 된다. 따라서 외부루우프는 과도특성이 좋은 PID 제어기를 사용하고 내부루우프는 PI 제어기를 사용한다. 속도PID 제어기의 식은 다음과 같다.<sup>6)</sup>

$$e_{2s}(n) = e_{2s}(n-1) + (K_{ps} + K_{Is}T + \frac{K_{Ds}}{T}) e_{1s}(n) + (-K_{ps} + \frac{2K_{Ds}}{T}) e_{1s}(n-1) + \frac{K_{Ds}}{T} e_{1s}(n-2)$$

$$= e_{2s}(n-1) + q_{0s} e_{1s}(n) + q_{1s} e_{1s}(n-1) + q_{2s} e_{1s}(n-2)$$

여기서  $e_{1s}(n)$ ,  $e_{2s}(n)$ 은  $n$ 번째 제어기의 입력 및 출력이며  $K_{ps}$ ,  $K_{Is}$ ,  $K_{Ds}$ 는 각각 속도제어기의 비례이득, 적분이득 및 미분이득이다.  $T$ 는 시스템 샘플링주기이며 각 항을  $q_{0s}$ ,  $q_{1s}$ ,  $q_{2s}$ 로 간단히 표시한다. 같은 방법으로 표시된 전류 PI 제어기는 다음과 같다.

$$e_{2c}(n) = e_{2c}(n-1) + (K_{pc} + K_{Ic}T) e_{1c}(n) + (-K_{pc}) e_{1c}(n-1)$$

$$= e_{2c}(n-1) + q_{0c} e_{1c}(n) + q_{1c} e_{1c}(n-1)$$

### 3. 안정도 해석

d-q 모델에 의한 유도전동기의 식에 전류형인버터까지 포함시킨 식은 다음과 같이 표현할 수 있다.<sup>2), 8)</sup>

$$\begin{bmatrix} V_c' \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s' + pL_s' & pM & \omega_s M \\ pM & R_r + pL_r & \omega_{so} L_r \\ -\omega_{so} M & -\omega_{so} L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

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

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

여기서 d-q 축은 동기속도로 회전하는 것을 기준축으로 하였다.  $V_c$ 는 콘버터의 평균 출력전압,  $R_f$ 와  $L_f$ 는 초크코일의 저항 및 인덕턴스를 나타낸다. 전동기 토오크 식은

$$T_e = PM i_{qs} i_{dr} = \frac{1}{P} (J P \omega_r + B \omega_r) + T_L \quad (2)$$

이며  $J$ 와  $B$ 는 전동기 관성계수 및 마찰계수이며  $P$ 는 자극쌍수이다.

식(1)과 (2)는 비선형 방정식이므로 선형화 시키기 위해서는 소신호 해석 (small signal analysis)이 필요하다. 즉 각 변수들은 모두 정상상태값과 소신호 가변값으로 표시될 수 있다. 이 성분들을 대입시키고 2차승변이(second order perturbation)를 무시하여 상태방정식으로 표시하면 다음과 같다.

$$\dot{X}_a(t) = A_a X_a(t) + B_a U_a(t)$$

$$X_a(t) = [\Delta i_{qs} \Delta i_{dr} \Delta i_{ds} \Delta \omega_r]^t$$

$$U_a(t) = [\Delta k \Delta \omega_s \Delta T_L]^t \quad (3)$$

$$A_a = \begin{bmatrix} -\frac{L_r}{L_l} R_s' & \frac{M}{L_l} R_r & -\frac{L_r}{L_l} M \omega_{ro} & -\frac{L_r}{L_l} M I_{dro} \\ \frac{M}{L_l} R_s' & -\frac{L_s'}{L_l} R_r & \frac{L_s' L_r}{L_l} \omega_{ro} - \omega_{so} & \frac{L_s' L_r}{L_l} I_{dro} \\ \frac{M}{L_l} \omega_{so} & \omega_{sio} & -\frac{R_r}{L_l} & -(\frac{M}{L_l} I_{sso} + I_{ero}) \\ \frac{P^2}{J} M I_{dro} & 0 & \frac{P^2}{J} M I_{sso} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix}$$

$$B_a = \begin{bmatrix} \frac{L_r}{L_l} K_c & -\frac{M}{L_l} K_c & 0 & 0 \\ 0 & -I_{dro} & \frac{M}{L_l} I_{sso} + I_{ero} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{P}{J} \end{bmatrix} t$$

여기서  $V_c$ 은  $K_c \cdot k$  이며  $K_c$ 는 전류제어의 증폭비를  $k$ 는 전류제어의 출력을 나타낸다.

이 시스템은 마이크로프로세서에 의해 제어되는 디지털 시스템이므로 식 (3)을 이산형 상태방정식으로 변환시키면 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$X_1(n+1) = A_1 X_1(n) + B_1 U_1(n) \quad (4)$$

$$X_1(n) = [\Delta i_{qs}(n) \ \Delta i_{qr}(n) \ \Delta i_{dr}(n) \ \Delta \omega_r(n)]^t$$

$$U_1(n) = [\Delta k(n) \ \Delta \omega_s(n) \ \Delta T_L(n)]^t$$

여기서

$$A_1 = e^{A_1 t} = \{ a_{ij} \}$$

$$B_1 = (\int_0^T e^{A_1 \tau} d\tau) B_2 = \{ b_{ij} \}$$

위의 식에 전류제어 루우프 및 슬립주파수 제어를 첨가한다. 먼저 전류제어 루우프는 Z 변환된 PI 제어기의 출력을  $k(Z)$ 라 할 때 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$k(Z) = \frac{q_{0c} + q_{1c} Z^{-1}}{1 - Z^{-1}} (I_{dc}(Z) - \frac{\pi}{3\sqrt{2}} i_{qs}(Z)) \quad (5)$$

Z 변환된 새로운 변수  $Q(Z)$ 를 사용하여 식 (5)를 두 식으로 분할하면 다음과 같다.

$$Q(Z) = \frac{I_{dc}(Z) - \frac{\pi}{3\sqrt{2}} i_{qs}(Z)}{Z - 1} \quad (6)$$

$$k(Z) = q_{0a} Z Q(Z) + q_{1c} Q(Z)$$

식 (6)을 차분방정식(difference equation)으로 바꾼 후, 소신호 변수로 표시하면 식 (7)과 같이 표시된다.

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

$$\Delta k(n) = q_{0a} \Delta Q(n+1) + q_{1c} \Delta Q(n) \quad (7)$$

또 슬립주파수 제어에서  $\omega_s$ 는  $\omega_r + \omega_{sl}$ 이므로

$$\Delta \omega_s(n) = \Delta \omega_r(n) + \Delta \omega_{sl}(n) \quad (8)$$

식(4)에 식(7)과 식(8)을 첨가하여 정리하면 식(9)과 같다. 이 식은 전류제어기에 의하여 상태변수가 하나 첨가되었다.

$$X_2(n+1) = A_2 X_2(n) + B_2 U_2(n) \quad (9)$$

$$X_2(n) = [\Delta Q(n) \ \Delta i_{qs}(n) \ \Delta i_{qr}(n) \ \Delta i_{dr}(n) \ \Delta \omega_r(n)]^t$$

$$U_2(n) = [\Delta I_{dc}(n) \ \Delta \omega_{sl}(n) \ \Delta T_L(n)]^t$$

전동기의 공극자속을 일정하게 유지하기 위한 슬립주파수-직류링크 전류의 관계는 비선형이지만 한 동작점에서 소신호 변수로 표시하면

$$\Delta I_{dc}(n) = K_\omega \Delta \omega_{sl}(n) \quad (10)$$

이 된다. 이때  $K_\omega$ 는 임의의 동작점에서의 기울기

$$A_2 = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{\pi}{3\sqrt{2}} & 0 \\ b_{11}(q_{0c} + q_{1c}) & a_{11} - \frac{\pi}{3\sqrt{2}} q_{0c} & b_{11} & a_{12} \\ b_{21}(q_{0c} + q_{1c}) & a_{21} - \frac{\pi}{3\sqrt{2}} q_{0c} & b_{21} & a_{22} \\ b_{31}(q_{0c} + q_{1c}) & a_{31} - \frac{\pi}{3\sqrt{2}} q_{0c} & b_{31} & a_{32} \\ b_{41}(q_{0c} + q_{1c}) & a_{41} - \frac{\pi}{3\sqrt{2}} q_{0c} & b_{41} & a_{42} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ a_{13} & a_{14} + b_{12} \\ a_{23} & a_{24} + b_{22} \\ a_{33} & a_{34} + b_{32} \\ a_{43} & a_{44} + b_{42} \end{bmatrix} = \{ a'_{ij} \}$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 1 & b_{11} q_{0c} & b_{21} q_{0c} & b_{31} q_{0c} & b_{41} q_{0c} \\ 0 & b_{12} & b_{22} & b_{32} & b_{42} \\ 0 & b_{13} & b_{23} & b_{33} & b_{43} \end{bmatrix}^t = \{ b'_{ij} \}$$

이다.

마지막으로 속도 PID제어기를 첨가한다. 속도PID 제어기를 Z 변환시켜서 표시하면 다음과 같다.

$$\omega_{sl}(Z) = \frac{q_{0s} + q_{1s} Z^{-1} + q_{2s} Z^{-2}}{1 - Z^{-1}} (\omega_{ref}(Z) - \omega_r(Z)) \quad (11)$$

여기서 새로운 변수  $P_1, P_2$ 를 도입하여 3개 식으로 분할하면 다음과 같다.

$$P_1(Z) = \frac{1}{Z-1} (\omega_{ref}(Z) - \omega_r(Z)) \quad (12)$$

$$Z P_2(Z) = P_1(Z)$$

$$\omega_{sl}(Z) = q_{0s} Z P_1(Z) + q_{1s} P_1(Z) + q_{2s} P_2(Z)$$

이 식을 차분방정식으로 바꾼 후 소신호 변수로 표시하면 식(13)과 같다.

$$\Delta P_1(n+1) = \Delta P_1(n) + \Delta \omega_{ref}(n) - \Delta \omega_r(n)$$

$$\Delta P_2(n+1) = \Delta P_1(n)$$

$$\Delta \omega_{sl}(n+1) = q_{0s} \Delta P_1(n+1) + q_{1s} \Delta P_1(n) + q_{2s} \Delta P_2(n) \quad (13)$$

식(10)와 식(13)을 식(9)에 첨가하여 정리하면 다음과 같은 최종 이산형 상태방정식이 얻어진다.

$$X_d(n+1) = A_d X_d(n) + B_d U_d(n) \quad (14)$$

$$X_d(n) = [\Delta P_1(n) \ \Delta P_2(n) \ \Delta Q(n) \ \Delta i_{qs}(n) \ \Delta i_{qr}(n) \ \Delta i_{dr}(n) \ \Delta \omega_r(n)]^t$$

$$U_d(n) = [\Delta \omega_{ref}(n) \ \Delta T_L(n)]^t$$

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b'_1(q_{0s} + q_{1s}) & b'_1 q_{2s} & a'_{11} & a'_{12} & a'_{13} & a'_{14} & a'_{15} - b'_1 q_{0s} \\ b'_2(q_{0s} + q_{1s}) & b'_2 q_{2s} & a'_{21} & a'_{22} & a'_{23} & a'_{24} & a'_{25} - b'_2 q_{0s} \\ b'_3(q_{0s} + q_{1s}) & b'_3 q_{2s} & a'_{31} & a'_{32} & a'_{33} & a'_{34} & a'_{35} - b'_3 q_{0s} \\ b'_4(q_{0s} + q_{1s}) & b'_4 q_{2s} & a'_{41} & a'_{42} & a'_{43} & a'_{44} & a'_{45} - b'_4 q_{0s} \\ b'_5(q_{0s} + q_{1s}) & b'_5 q_{2s} & a'_{51} & a'_{52} & a'_{53} & a'_{54} & a'_{55} - b'_5 q_{0s} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & b'_1 q_{0s} & b'_2 q_{0s} & b'_3 q_{0s} & b'_5 q_{0s} \\ 0 & 0 & b'_{13} & b'_{23} & b'_{43} & b'_{53} \end{bmatrix}$$

단  $b'_i = K_{\omega} b'_{i1} + b'_{i2}$

시스템 행렬  $A_d$ ,  $B_d$ 의 요소들은 전동기 상수, 동작점과 각 제어기의 이득들로 구성되어 있다. 7개의 상태변수는 속도제어기와 전류제어기에 의한 변수 3개와 전동기에 의한 변수 4개로 이루어져 있다. 또 입력변수는 기준속도의 미소변화량과 부하토크의 미소변화량으로 이루어져 있다. 대표적인 동작점으로 800 rpm과 1200 rpm의 두 속도에서 한 점씩 선정하였으며 각각을 A점 및 B점이라 한다. 각 동작점은 표 1과 같다.

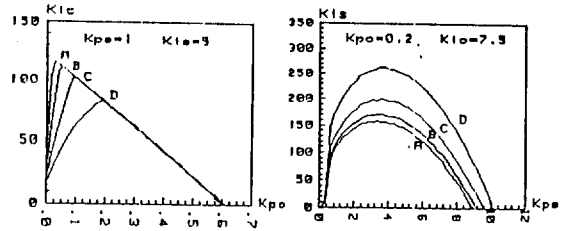
표 1. 동작점

Table 1. Operating points.

	A	B
Wro (rpm)	800	1200
Wslo (rpm)	21	27
Iqso (A)	12.28	13.50
Kw	1.3	1.3

대표적인 두 동작점에서 각 이득에 대한 안정영역을 구한다. 여기서 샘플링주기는 안정영역, 마이크로프로세서내의 계산시간, 속도 및 전류 측정시간등을 고려하여 10 msec로 정하였다.

속도제어기의 3개 이득과 전류제어기의 2개 이득으로 구성된 5개 이득에 대한 안정영역을 표시하기 위해서는, 안정영역 내에 있는 2개의 이득을 일정한 값으로 고정시킨 후 나머지 3개에 대한 안정영역을 표시하였다. 3개의 이득중 가로축으로 정한 이득과 매개변수로 정한 이득을 먼저 초기값으로 고정시킨 후 세로축의 이득을 증가시키면서 식(14)의 고유치를 구한다. 물론 7개의 고유치가 모두 2 평면상의 단위원 내부에 존재하면 안정한 것으로 판별한다. 이렇게 세로축의 이득을 증가시키에 따라 안정점에서 불안정점으로 넘어가는 점을 구한다. 가로축의 이득과 매개변수의 이득을 다시 변화시켜 같은 방법으로 이 점을 구하고, 각 점들을 연결시키면 다음과 같은 곡선을 그릴 수 있다.



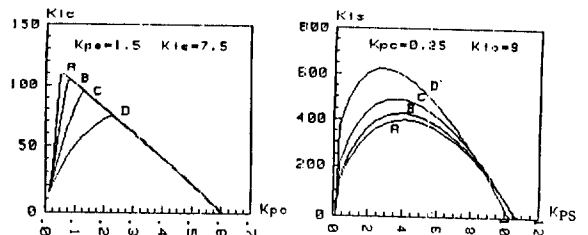
(a)  $K_{PC}-K_{IC}$  곡선

(b)  $K_{PS}-K_{IS}$  곡선

그림 2. 동작점 A에서의 안정영역.

(A :  $K_{DS} = 0.0025$  B :  $K_{DS} = 0.005$   
C :  $K_{DS} = 0.01$  D :  $K_{DS} = 0.02$ )

Fig. 2. Stable region at operating point A



(a)  $K_{PC}-K_{IC}$  곡선

(b)  $K_{PS}-K_{IS}$  곡선

그림 3. 동작점 B에서의 안정영역

(A :  $K_{DS} = 0.0025$  B :  $K_{DS} = 0.005$   
C :  $K_{DS} = 0.01$  D :  $K_{DS} = 0.02$ )

Fig. 3. Stable region at operating point B

그림 2는 동작점 A에서의 안정영역을 표시한 것이다. 그림(a)는  $K_{PS}$ 와  $K_{IS}$ 를 안정영역에 있는 값 1과 5로 고정시킨 후  $K_{DS}$ 를 단계별로 변화시켰을 때  $K_{PC}$ 에 대한  $K_{IC}$ 의 안정영역을 나타낸다. 곡선의 안쪽이 안정영역이며 바깥쪽이 불안정 영역이다. 그림(b)는  $K_{PC}$ 와  $K_{IC}$ 를 각각 0.2와 7.5로 고정시킨 후 역시  $K_{DS}$ 를 매개변수로 하여  $K_{PS}$ 에 대한  $K_{IS}$ 의 안정영역을 나타낸 것이다. 그림 3은 동작점 B에서의 안정영역을 표시한 것이다. 그림(a)에서는  $K_{PS}$ 와  $K_{IS}$ 를 1.5와 7.5로 고정시키고 그림(b)에서는  $K_{PC}$ 와  $K_{IC}$ 를 0.25와 9.0로 고정시켜 그림 2의 방식과 같이 나타내었다.

#### 4. 실험결과

각 동작점에서 기준속도의 변화와 부하토크의 변화에 대한 전동기속도의 과도특성을 계산기에 의한 시뮬레이션과 실험결과와 비교하였다. 먼저 부하토크의 변화가 없다고 가정하면 (즉  $\Delta T_L = 0$ ) 식(12)에서 상태방정식 입력으로는 기준속도의 변화량  $\Delta \omega_{ref}$ 만 남게된다. 출력을 상태변수 중 전동기

속도  $\Delta\omega_r$  로 잡으면 기준속도에 대한 전동기속도의 단위응답을 구할 수 있다. 같은 방법으로 기준속도의 변화가 없다고 가정하면 (즉  $\Delta\omega_{ref} = 0$ ) 부하토크 변화에 대한 전동기속도의 단위응답을 구할 수 있다. 이 때 각 제어기의 이득은 각 동작점에서 안정영역에 있는 이득들을 표 2와 같이 정하여 시스템 행렬  $A_d, B_d$  를 구성하였다.

그림 4는 동작점A에서 기준속도에 대한 전동기속도의 단위응답을 실험결과와 비교한 것이다. 그림

(a)의 실험결과는 기준속도를 동작점인 800rpm에서 850rpm으로 계단 증가시켰을 때 속도응답을 디지털 오실로스코프로 기억시켜 증폭한 것이다. 50rpm만 증가시킨 것은 소신호 해석을 하였으므로 결과를 비교하기 위해서이다. 그림(b)는 동작점인 800rpm에서 부하토크를 계단증가시켰을 때 속도응답이다.

그림 5는 동작점B에서 전동기속도 응답을 실험결과와 비교한 것이다. 그림(a)의 실험결과는 기준속

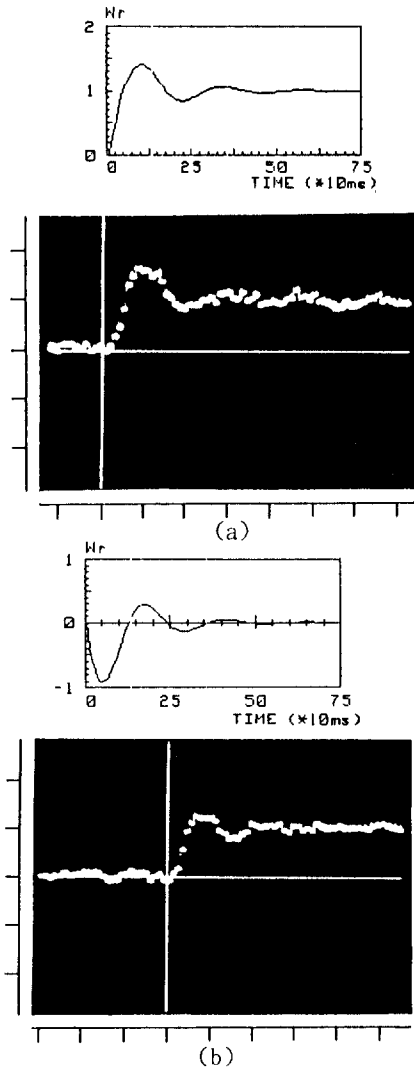


그림 4. 동작점에서 전동기속도의 과도 특성 (수직 : 50 rpm/div., 수평 : 100 msec/div.)

Fig. 4. Transient characteristics of induction motor speed (Vertical: 50 rpm/div. Horizontal: 100 msec/div.).

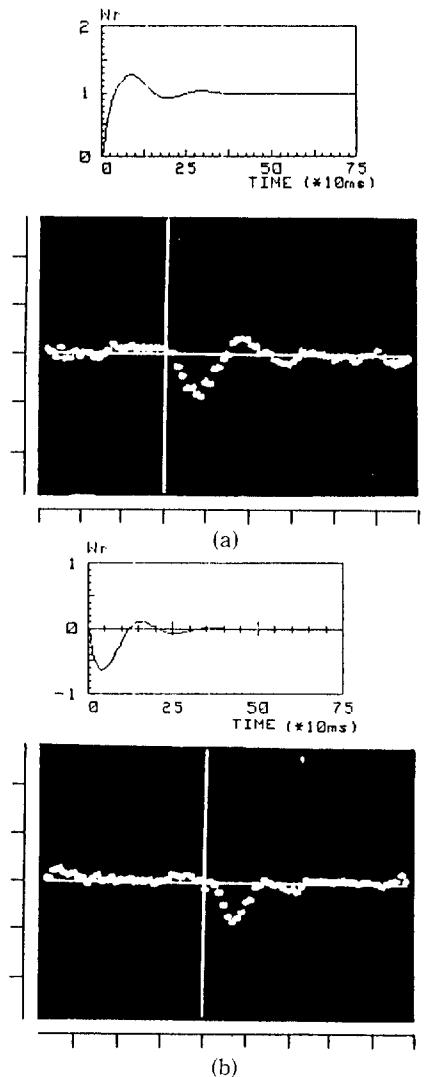


그림 5. 동작점B에서 전동기속도의 과도 특성 (수직 : 50 rpm/div., 수평 : 100 msec/div.)

Fig. 5. Transient characteristics of induction motor speed (Vertical: 50 rpm/div. Horizontal: 100 msec/div.).

표 2. 각 동작점에서의 제어기 이득  
Table 2. Controller gains at operating points.

	$K_{ps}$	$K_{is}$	$K_{ds}$	$K_{pc}$	$K_{ic}$
A	1	5	.0025	.2	7.5
B	1.5	7.5	.005	.25	9

도를 1200 rpm에서 1250 rpm으로 계단증가시켰을 때 속도응답이다. 그림(b) 역시 동작점인 1200 rpm에서 부하토크를 계단 증가시켰을 때 전동기의 속도응답이다. 이상과 같이 두 동작점에서 전동기속도의 과도특성을 시뮬레이션 결과와 실험결과와 비교한 결과 거의 일치함을 알 수 있다.

사용된 전동기는 4극 5마력 농형 유도전동기이며 전동기상수는 부록에 첨부하였다. 마이크로프로세서의 계산시간은 약 7.2 msec, 소요된 메모리 용량은 약 3.5 K byte 이다.

### 5. 결 론

이상으로부터 다음과 같은 결론을 내릴 수 있다.

- 1) 전류형인버터-유도전동기 시스템을 마이크로프로세서로 제어하였을 때 시스템을 단일 이산형 방정식으로 나타내어 해석하였다.
- 2) 각 제어기의 이득에 대한 안정영역을 구하였으며 그 영역들이 동작점에 따라 비슷한 유형을 가지고 있었다.
- 3) 각 동작점에서 기준속도와 부하토크의 변화에 대한 전동기속도의 단위 응답은 실험결과와 비교하여 거의 일치함을 보여 해석의 정확함을 입증하였다.

따라서 이러한 시스템을 제어하고자 할 때 안정영역에 있는 각 제어기의 이득들의 범위를 구할 수 있고 또 결정된 이득으로 전동기의 과도특성을 예측할 수 있다. 따라서 마이크로프로세서를 이용하여 유도전동기의 속도를 제어하는 시스템이 급격히 증가되는 추세에서 시스템의 설계 및 운전에 많은 도움을 줄 것으로 생각된다.

앞으로 각 동작점에서 이득에 대한 안정영역을 구하는 것에서 더 나아가 최적이득을 구하는 것이 앞으로 연구할 과제라 하겠다.

### 부 록

유도전동기 상수 및 사용된 상수는 다음과 같다.  
출력 ; 5 HP  
극수 ; 4 극

속도 ; 1735 rpm  
 $R_s$  ; 0.434  $\Omega$   
 $R_r$  ; 0.356  $\Omega$   
 $L_s$  ; 0.0836 H  
 $L_r$  ; 0.0830 H  
M ; 0.0819 H  
J ; 0.21  $kg \cdot m^2$  (부하포함)  
B ; 0.0199  $kg \cdot m^2/sec$   
 $R_f$  ; 0.3  $\Omega$   
 $L_f$  ; 0.085 H  
 $K_c$  ; 2

### 참고문헌

- 1) K.P. Phillips, "Current source for induction motor drives", IEEE Trans. Ind., Appl. Vol. IA-8, pp. 679-683, Nov./Dec. 1972.
- 2) P.C. Sen and W.S. Mork, "Induction motor drives with microcomputer control system", IEEE Proc., pp. 653-661, 1980.
- 3) M.L. McDonald and P.C. Sen, "Control loop study of induction motor drives using DQ model", IEEE Trans. Ind. Elect. Contr. Instr., Vol. IECI-26, No. 4, pp. 237-243, Nov. 1979.
- 4) 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.
- 5) P.C. Sen and W.S. Mork, "Modelling and Stability Analysis of Microcomputer control of Induction Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-13, pp. July/Aug. 1977.
- 6) J.H. Aylor., R.L. Ramey, and G. Cook, "Design and Application of a Microprocessor PID Predictor Controller", IEEE Trans. Ind. Elect. Contr. Instr. Vol. IECI-27, pp. 133-137, Aug. 1980.
- 7) P.C. Krause and C.H. Thomas, "Simulation of symmetrical induction machinery", IEEE Trans. Power Appl. Syst., Vol. PAS-84, pp. 1038-1053, Nov. 1965.
- 8) M.A. Abbas and D.W. Novotny, "The Stator Voltage-Controlled Current Source Inverter Induction Motor Drive", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-18, pp. 219-229 May/June 1982.