

마이크로프로세서에 의한 벡터제어 영구자석형 교류 서보전동기 구동 시스템의 안정도 해석

구태만 · 전태원
전기공학과

〈요 약〉

본 연구는 영구자석형 교류 서보전동기를 마이크로프로세서로 벡터 제어하는 시스템에서 안정영역 내의 제어기 이득을 체계적으로 계산한다.

이 시스템의 수학적 모델링을 위하여 먼저 전동기를 회전 2축 좌표계로 변환 시킨 후, 소신호해석을 사용하여 선형화 시킨다. 여기에 이산화 시킨 벡터 제어루우프를 첨가하여 전체 시스템을 이산형 상태방정식으로 모델링한다. 전동기 입력전압에 대한 시간지연을 무시한 경우와 시간지연을 고려한 경우에 대하여 2개의 이산형 상태방정식을 유도하고, 속도 및 d, q 축 전류제어기의 이득에 대한 안정영역을 각각 구한다.

16 비트 마이크로프로세서로 벡터제어 루우프를 계산하며, 삼각파 비교방식에 의한 전류제어 PWM 인버터에 1/2 HP의 전동기를 사용한다. 본 연구에 제시한 제어기 이득 값으로 전동기를 운전하여 전동기 속도의 과도특성을 디지털 시뮬레이션과 실험을 통하여 확인한다.

Stability Analysis of Microprocessor-Based Permanent Magnet AC Servo Motor Drive Systems

Koo, Tae Man · Chun, Tae Won
Dept. of Electrical Eng.

〈abstract〉

In this study, the method to design the gains of controller, which has stable and excellent speed control performance at the vector controlled permanent magnet AC servo motor, is suggested. The mathematical model of motor can be

set up by representing the d-q equation in the synchronously rotating reference frame, and then is linearized by small signal analysis. The discrete-time state equation of overall system including the vector control system is derived.

At two cases, that the time delay for input voltage of motor is neglected and considered, discrete-time state equations are derived respectively, and then the stability region for the gains of speed and d,q current controller is determined with both cases.

The vector control loop is implemented by 16 bit microprocessor, and triangular comparison current controlled PWM inverter and 1/2 HP motor is used. The transient characteristics of vector controlled motor using the gains within stability region suggested in this study, are shown through digital simulation and experiments.

1. 서 론

최근 로보트의 구동장치나 NC 기계의 주축 구동용 등 정밀한 위치 및 속도제어를 필요로 하는 산업기기에는 서보전동기 (servo motor)가 많이 사용되어 왔다. 종래에는 서보제어용으로 대부분 직류 서보전동기가 많이 사용되어 왔으나 근래에는 점차 교류 서보전동기로 대체되고 있다.

교류 서보전동기는 직류 서보전동기와 달리 정류자와 브러쉬가 없고, 저관성 특성 등의 많은 장점이 있으나 과도특성이 비교적 저하된다는 단점이 있었다. 이러한 단점은 교류 서보전동기 중 특히 부피가 작고 저관성, 저중량 등의 특성을 가진 영구자석형 교류 서보전동기를 벡터제어(vector control)로 제어함으로 제거되었다.

영구자석형 교류 서보전동기의 벡터제어 시스템에 대한 연구가 많이 수행되었으나 벡터제어 방식, 전류 제어기법, PWM 게이트펄스 구현방식, 센스리스 속도제어 방식 등이 대부분이며, 전동기의 과도특성과 속도제어 능력에 큰 영향을 미치는 벡터제어 루우프 내의 제어기 설계에 대한 연구는 극히 미흡한 실정이다. 영구자석형 교류 서보전동기를 수학적 모델링한 식은 직류기와

달라 비선형 특성을 가지고 있으며, 벡터 제어루우프가 복잡할 뿐만 아니라 마이크로 프로세서로 제어되는 디지털 시스템이므로 이 시스템의 안정도해석에 많은 어려움이 있었다.

따라서 기존의 연구에서는 전동기를 단순히 1차의 기계적 시정수만으로 등가하여 전달함수로 변환한 후, 디지털화된 위치 제어 부분을 첨가하여 유도된 등가 전달함수로 Root-Locus 방법으로 안정도 및 과도특성을 기술하였다.^(1,2) 또 다른 연구는 전동기의 모델링식을 2차의 Z-변환 전달함수로 간략화 시키고, 부하토크와 기준속도 등에 대한 전동기속도의 전달함수들을 각각 유도해 위상여유를 사용하여 제어기를 설계하였다.^(3,4,5) 이 기존의 방식들은 실제 시스템을 간략화 시킨 후 전달함수로 표현하여 실제 시스템과 많은 오차가 발생하며, 또한 벡터제어와 같은 다수의 제어기가 있을 경우 안정영역 내의 제어기 이득을 결정하는데 많은 어려움이 따른다.

본 연구는 벡터제어 영구자석형 교류 서보전동기의 제어기에 대한 안정도 해석을 보다 체계적으로, 보다 정확하게 하기 위한 것이다. 본 연구에서는 제어입력인 전동기

d, q 입력전압에 대한 시간지연을 무시한 경우와 고려한 두 경우에 대하여 각각 시스템 이산형 상태방정식을 유도하고, 벡터 제어 루우프 내에 있는 속도 및 d, q축 전류제어의 이득들에 대한 안정영역을 각각 구한다. 16비트 마이크로프로세서로 실제 벡터 제어루우프를 구현하여, 실제 실험을 수행하여 디지털 시뮬레이션 결과와 비교 분석한다.

2. 영구자석형 교류 서보전동기 - 벡터 제어루우프의 수학적 모델링

제어기 설계를 위하여 먼저 마이크로프로세서를 사용한 영구자석형 교류 서보전동기의 벡터제어 시스템을 수학적 모델링을 한다. 이 순서는 다음과 같다.

- 1) 영구자석형 교류 서보전동기를 d-q축의 미분방정식을 구하고, 소신호 해석 (small signal analysis)으로 선형화 시킨다.
- 2) 마이크로프로세서로 제어되는 디지털 시스템이므로 이 소신호 해석에 의한 선형 상태방정식을 이산형 상태방정식으로 변환시킨다.
- 3) 이 이산형 상태방정식에 벡터제어루우프 내의 3개 제어기들을 이산화 시켜 전체 8차의 이산형 상태방정식을 유도한다.

2-1. 소신호 해석에 의한 영구자석형 교류 서보전동기의 상태방정식

본 논문에서는 원통형 영구자석형 교류 서보전동기를 사용하며, 등가모델을 이용하여 비교적 이해하기 쉬운 공간벡터의 개념으로 전동기를 해석한다.^[6,7]

전동기 고정자 전압과 전류를 동기속도로 회전하는 회전좌표 (d-q)축으로 변환 시키면 전동기 d-q축의 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{d\Delta} &= (R_s + pL_s)i_d - \omega L_s i_q \\ V_{q\Delta} &= (R_s + pL_s)i_q + \omega(L_s i_d + \Phi) \end{aligned} \quad (2-1)$$

여기서 $V_{d\Delta}$, $V_{q\Delta}$ 는 각각 전동기의 d, q축 전압, i_d , i_q 는 d, q축 전류, ω 는 동기각속도이며, R_s , L_s 는 고정자 저항 및 인덕턴스, Φ 는 쇠교자속, p 는 미분 연산자이다.

전동기의 토크식과 운동방정식은 다음과 같다.

$$T = \frac{P}{2} \Phi i_q = J \frac{2}{P} \frac{d\omega}{dt} + B \frac{2}{P} \omega + T_L \quad (2-2)$$

여기서 J 는 관성모멘트, B 는 마찰 계수, T_L 은 부하토크이며 P 는 전동기 극수이다. 영구자석형 교류 서보전동기의 토크식은 쇠교자속과 토크분 전류인 q축 전류의 곱에 비례하는 식으로 표현됨을 알 수 있다.

위에서 유도된 비선형 방정식인 전압방정식 및 토크식을 소신호 해석 (small signal analysis)을 사용하여 선형 상태방정식으로 변환시킨다.

먼저 식(2-1)과 식(2-2)를 다음과 같이 상태방정식으로 다시 표현한다.

$$\begin{aligned} p i_d &= -(R_s / L_s) i_d + \omega i_q + (1/L_s) V_{d\Delta} \\ p i_q &= -\omega i_d - (R_s / L_s) i_q - (\Phi / L_s) \omega + (1/L_s) V_{q\Delta} \\ p \omega &= (p/2)^2 \Phi (1/J) i_q - (B/J) \omega - (P/2J) T_L \end{aligned} \quad (2-3)$$

식 (2-3)은 비선형 상태 방정식이므로 선형화 시키기 위해 소신호 해석 (small signal analysis)을 사용한다. 각 변수를 임의의 동작점에서 정상상태분과 미소변화분으로 표시하고, (즉 $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$) 미소변화량의 2계항 이상을 무시하면 다음과 같은 선형 방정식이 된다.

$$\begin{aligned} p \Delta i_d &= -R_s / L_s \Delta i_d + \omega_0 \Delta i_q + I_q \Delta \omega \\ &+ (1/L_s) \Delta V_{d\Delta} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 p\Delta i_q &= -R_s / L_s \Delta i_q - \omega_0 \Delta i_d + (\Phi / L_s) \Delta \omega \\
 &\quad + (1 / L_s) \Delta V_{qt} \quad (2-4) \\
 p\Delta \omega &= (P/2)^2 \Phi (1/J) \Delta i_q - (B/J) \Delta \omega \\
 &\quad - (P/2J) \Delta T_L
 \end{aligned}$$

위의 식을 정리하여 상태방정식으로 표시하면 다음과 같다.

$$\underline{X}_a(t) = \underline{A}_a \underline{X}_a(t) + \underline{B}_a \underline{U}_a(t) \quad (2-5)$$

$$\underline{X}_a(t) = [\Delta i_d(t), \Delta i_q(t), \Delta \omega(t)]^T$$

$$\underline{U}_a(t) = [\Delta V_{dt}(t), \Delta V_{qt}(t), \Delta T_L(t)]^T$$

$$\underline{A}_a = \begin{vmatrix} -R_s / L_s & \omega_0 & I_\Phi \\ -\omega_0 & -R_s / L_s & -\Phi / L_s \\ 0 & (P/2)^2 (\Phi / J) & -B / J \end{vmatrix}$$

$$\underline{B}_a = \begin{vmatrix} 1 / L_s & 0 & 0 \\ 0 & 1 / L_s & 0 \\ 0 & 0 & -(P / 2J) \end{vmatrix}$$

한편 벡터제어 루우프는 마이크로프로세서로 제어되는 디지털 시스템이므로 식(2-5)을 이산형 상태방정식 (discrete-time state equation)으로 다음과 같이 변환시킨다.³⁸⁾

$$\underline{X}_1(n+1) = \underline{A}_1 \underline{X}_1(n) + \underline{B}_1 \underline{U}_1(n) \quad (2-6)$$

$$\underline{A}_1 = \exp(\underline{A}_a T) = \{a_{ij}\}$$

$$\underline{B}_1 = \left(\int_0^T \exp(\underline{A}_a \tau) d\tau \right) \underline{B}_a = \{b_{ij}\}$$

(T : 샘플링 시간)

여기서 $\underline{X}_1(n)$ 과 $\underline{U}_1(n)$ 은 $\underline{X}_a(t)$ 와 $\underline{U}_a(t)$ 를 이산형으로 변환시킨 것이며, a_{ij} 와 b_{ij} 는 각각 매트릭스 \underline{A}_1 , \underline{B}_1 의 요소(element)이다.

2-2. d-q 축의 전압분리 제어방식에 의한 벡터제어 루우프

앞에서 유도된 식(2-1)을 이용하여 영구자석형 교류 서보전동기의 벡터제어 루우프

를 구성하고자 한다. 이 벡터제어는 자속분 d축과 토크분의 q축 성분을 분리 제어하는 것이며, 본 연구에서 사용한 입력전압 분리 제어로 d, q축 전류를 독립적으로 제어하는 방식을 설명하기 위하여 먼저 식(2-1)을 다음과 같이 배열한다.

$$\underline{V}_s = \underline{V}_z + \underline{E} \quad (2-7)$$

여기서

$$\underline{V}_s = [V_{dt}, V_{qt}]^T$$

$$\underline{V}_z = [V_{zd}, V_{zq}]^T = (R_s + pL_s) i_s$$

$$\underline{E} = [-\omega L_s i_q, \omega (\Phi + L_s i_d)]^T$$

여기서 \underline{V}_z 는 전동기의 고정자 임피던스 전압강하분으로, \underline{E} 는 d-q축에서 전동기의 역기전력으로 정의된다. 따라서 \underline{V}_z 를 제어함으로 전류는 고정자의 임피던스에 의해 결정되어 d축과 q축 성분을 각각 제어함으로 d축 및 q축 전류를 독립적으로 제어할 수 있다.

그럼 2-1은 이 전압분리 제어방식을 사용한 벡터제어루우프이다. 이 벡터제어 루우프는 속도 제어와 d축 전류, q축 전류를 제어하기 위한 3개의 제어기와 3상 기준전압 발생부분, PWM 인버터 게이팅 발생부분으로 나눌 수 있다. 3개의 제어기는 모두 비례적분 제어기 (Proportional-Integral Controller)를 사용하며 속도제어기 출력은 기준 q축 전류가 되고, 전동기의 회전자 영구자석이므로 여자전류분인 기준 d축 전류는 0로 입력된다.

d축 및 q축 전류제어기의 출력은 각각 고정자 임피던스 전압강하분인 V_{zd} , V_{zq} 가 되며, 여기에 각각 역기전력분이 더해져 d, q축의 기준전압이 된다. 이 d, q 기준전압은 3상 기준전압으로 변환된 후 삼각파와 비교하여 PWM 인버터의 게이팅펄스를 만든다.

전동기의 3상 입력전류를 측정하여 2상 고정 좌표축으로 변환시킨 후, 회전 좌표

상태변수 Q 를 정의하여 식 (2-8)을 다음과 같이 두식으로 분할 시킨다.

$$Q(Z) = \frac{\omega^*(Z) - \omega(Z)}{Z - 1} \quad (2-9)$$

$$iq^*(Z) = ((K_{ps} + K_{is} T) Z - K_{ps}) Q(Z) \quad (2-10)$$

식 (2-9)와 (2-10)을 이산형으로 변환시키면서 각 변수를 미소변화분으로 표시하면 다음과 같다.

$$\Delta Q(n+1) = \Delta Q(n) + \Delta\omega^*(n) - \Delta\omega(n) \quad (2-11)$$

$$\Delta iq^*(n) = K_{is} T \Delta Q(n) + (K_{ps} + K_{is} T) (\Delta\omega^*(n) - \Delta\omega(n)) \quad (2-12)$$

두 번째 d 축 전류제어기는 다음과 같다.

$$V_{zd}(Z) = \frac{(K_{pd} + K_{id} T) Z - K_{pd}}{Z - 1} (id^*(Z) - id(Z)) \quad (2-13)$$

다음은 d 축 기준전류 id^* 를 0로 하고, 상태변수 R 을 정의하여 분할한 식이다.

$$R(Z) = \frac{-id(Z)}{Z - 1} \quad (2-14)$$

$$V_{zd}(Z) = ((K_{pd} + K_{id} T) Z - K_{pd}) R(Z) \quad (2-15)$$

역시 위의 식을 미소변화분 이산형으로 변환시키면 다음과 같다.

$$\Delta R(n+1) = \Delta R(n) - \Delta id(n) \quad (2-16)$$

$$\Delta V_{zd}(n) = K_{id} T \Delta R(n) - (K_{pd} + K_{id} T) \Delta id(n) \quad (2-17)$$

마지막으로 q 축 전류제어기를 Z 변환시키면 다음과 같다.

$$V_{zq}(Z) = \frac{(K_{pq} + K_{iq} T) Z - K_{pq}}{Z - 1} (iq^*(Z) - iq(Z)) \quad (2-18)$$

상태변수 T 를 정의하여 식 (2-18)을 같은 방법으로 두 식으로 분할시켜 이산형으로 변환시키고, 각 변수를 미소 변화분으로 표시하면 다음과 같다.

$$\Delta T(n+1) = \Delta T(n) + \Delta iq^*(n) - \Delta iq(n) \quad (2-19)$$

$$\Delta V_{zq}(n) = K_{iq} T \Delta T(n) + (K_{pq} + K_{iq} T) (\Delta iq^*(n) - \Delta iq(n)) \quad (2-20)$$

V_{zd} 와 V_{zq} 전압에 각각 역기전력 분을 더하여 d 축 및 q 축 전압의 식을 유도한다. V_d 와 V_q 를 이산형 소신호 변수로 변환시키면 다음과 같다.

$$\Delta V_d(n) = -(K_{pd} + K_{id} T) \Delta id(n) - L_s \omega \Delta iq(n) - L_d i_q \Delta \omega(n) + K_{id} T \Delta R(n) \quad (2-21)$$

$$\Delta V_q(n) = -(K_{pq} + K_{iq} T) \Delta iq + [\Phi - (k_{pq} + K_{iq} T) (K_{ps} + K_{is} T)] \Delta \omega + (K_{pq} + K_{iq} T) K_{is} T \Delta Q(n) + (K_{pq} + K_{iq} T) (K_{ps} + K_{is} T) \Delta \omega^*(n) \quad (2-22)$$

여기서 벡터제어 루우프를 수행하여 출력되는 d , q 축 전압 V_d , V_q 와 전동기의 입력 전압 V_{dd} , V_{qd} 는 한 샘플링시간에 해당하는 시간지연(time delay)이 존재한다. 이 시간지연을 고려한 두 전압들의 관계식은 다음과 같다.

$$\Delta V_{d1}(n+1) = \Delta V_d(n) \quad (2-23)$$

$$\Delta V_{q1}(n+1) = \Delta V_q(n) \quad (2-24)$$

$$\underline{X}_d(n+1) = \underline{A}_d \underline{X}_d(n) + \underline{B}_d \underline{U}_d(n) \quad (2-25)$$

$$\underline{X}_d(n) = [\Delta i_d(n), \Delta i_q(n), \Delta \omega(n), \Delta Q(n), \Delta R(n), \Delta T(n)]^T$$

$$= [X_1(n), X_2(n), X_3(n), X_4(n), X_5(n), X_6(n)]^T$$

$$\underline{U}_d(n) = [\Delta \omega^*, \Delta T_L]^T = [U_1(n), U_2(n)]^T$$

2-4. 영구자석형 교류 서보전동기 - 벡터제어 루우프 시스템의 이산형 상태방정식

위에서 유도된 영구자석형 교류 서보전동기의 상태 방정식에 벡터제어 루우프의 상태방정식을 결합시켜 전체 시스템의 이산형 상태방정식을 구성한다. 한편 d,q축 전압의 시간지연에 따른 안정영역의 변화를 관찰하기 위하여, 시간지연을 고려하지 않는 경우와 시간지연을 고려한 경우를 각각 유도하고자 한다.

$$\underline{A}_d = \begin{pmatrix} a_{11}' & a_{12}' & a_{13}' \\ a_{21}' & a_{22}' & a_{23}' \\ a_{31}' & a_{32}' & a_{33}' \\ 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -(K_{ps} + K_{is} T) \end{pmatrix}$$

2-4-1. 시스템 이산형 상태방정식 (시간지연을 무시하였을 경우)

시간지연을 무시한 시스템 상태방정식은 식(2-23)과 식(2-24)에서의 시간지연을 고려한 두 상태변수를 제거하여, 영구자석형 교류 서보전동기 모델링 식에서 3개의 상태변수, 벡터 제어루우프 내의 3개 제어기에 의한 3개의 상태변수로 전체 상태변수가 6개이며, 기준입력으로는 전동기 기준속도 ω^* , 외부 왜란으로는 부하 토크 T_L 로 구성된다.

$$\begin{pmatrix} a_{14}' & a_{15}' & a_{16}' \\ a_{24}' & a_{25}' & a_{26}' \\ a_{34}' & a_{35}' & a_{36}' \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ K_{is} T & 0 & -1 \end{pmatrix}$$

$$\underline{B}_d = \begin{pmatrix} b_{11}' & b_{21}' & b_{31}' & 1 & 0 & (K_{ps} + K_{is} T) \\ b_{12}' & b_{22}' & b_{32}' & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$$

$i = 1, 2, 3$ 경우

$$a_{i1}' = a_{i1} - b_{i1} (K_{pd} + K_{id} T)$$

$$a_{i2}' = a_{i2} - b_{i1} L_s \omega_0 - b_{i2} (K_{pi} + K_{iq} T)$$

$$a_{i3}' = a_{i3} - b_{i1} L_s I_{\phi} + b_{i2} [\Phi - (K_{pi} + K_{iq} T) (K_{ps} + K_{is} T)]$$

$$a_{i4}' = b_{i2} K_{is} T (K_{pi} + K_{iq} T)$$

$$a_{i5}' = b_{i1}K_{id}T$$

$$a_{i6}' = b_{i2}K_{iq}T$$

$$b_{i1}' = b_{i2}(K_{pi} + K_{iq}T)(K_{ps} + K_{is}T)$$

$$b_{i2}' = b_{i3}$$

상태방정식이 유도된다.

$$\underline{X}_d(n+1) = \underline{A}_d \underline{X}_d(n) + \underline{B}_d \underline{U}_d(n)$$

$$\underline{X}_d(n) = [\Delta i_d(n), \Delta i_q(n), \Delta \omega(n), \Delta Q(n), \Delta R(n), \Delta T(n), \Delta V_{di}(n), \Delta V_{dq}(n)]^T$$

$$= [X_1(n), X_2(n), X_3(n), X_4(n), X_5(n),$$

$$X_6(n), X_7(n), X_8(n)]^T$$

$$\underline{U}_d(n) = [\Delta \omega^*, \Delta T_L]^T$$

$$= [U_1(n), U_2(n)]^T$$

2.4.2. 시스템 이산형 상태방정식

(시간지연을 고려하였을 경우)

시간지연을 고려할 경우에는 식(2-23)과 식(2-24)에서 표현된 V_{dd} , V_{qd} 의 2개의 상태변수가 증가하며 다음과 같은 8차 이산형

$$\underline{A}_d = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & 0 \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & 0 \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -(K_{ps} + K_{is}T) & K_{is}T \\ -(K_{pi} + K_{id}T) & -Ls\omega_0 & -LsI_{\varphi} & 0 \\ 0 & -(K_{pi} + K_{id}T) & [\Phi - (K_{pi} + K_{iq}T) & -(K_{pi} + K_{iq}T)K_{is}T \\ & & (K_{ps} + K_{is}T) &] \end{pmatrix}$$

$$\underline{B}_d = \begin{pmatrix} 0 & 0 & b_{11} & b_{12} \\ 0 & 0 & b_{21} & b_{22} \\ 0 & 0 & b_{31} & b_{32} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ K_{id}T & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{iq}T & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & (K_{ps} + K_{is}T) & 0 & (K_{pi} + K_{iq}T)(K_{ps} + K_{is}T) \\ b_{13} & b_{23} & b_{33} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$$

3. 안정영역 해석

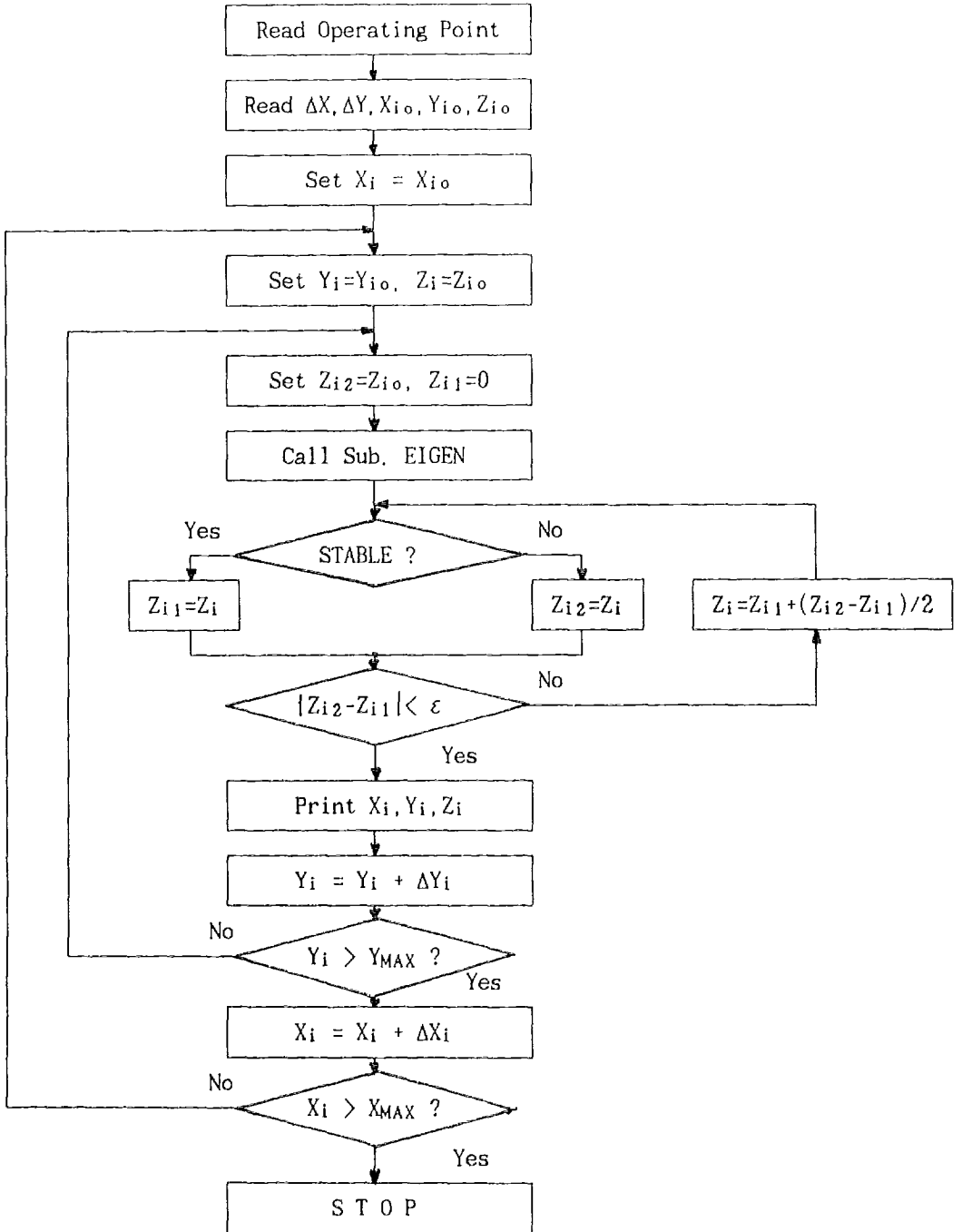
최적이득을 구하기 전에 먼저 각 제어기 이득들에 대한 안정영역을 시간지연을 고려한 경우와 시간지연을 무시한 경우를 각각 고찰한다. 식(2-25)와 식(2-26)에서 표현된 시스템 매트릭스 A_2 는 전동기 상수와 영구자석형 교류 서보전동기의 동작점이 결정되면 각 제어기의 이득에 대한 함수가 된다. 따라서 제어기 이득이 정해지면 시스템 매트릭스의 모든 요소가 결정되며, 그 매트릭스의 고유치 (eigenvalue)를 구할 수 있다. 따라서 각 제어기이득에 대하여 시스템 매트릭스의 고유치를 구하고 그 고유치가 모두 단일원 안에 존재하면 그 제어기 이득은 안정영역 내에 있는 것으로 판정한다.

한 동작점에서 각 제어기이득에 대한 안정영역을 구하기 위한 흐름도는 그림 3-1과 같다. 먼저 전동기 속도와 부하토크의 두 요소에 의해 전동기의 동작점이 결정되면, 이 동작점에서 안정영역 내의 X축 이득, Y축 이득, Z축 이득을 구한다. 먼저 X축 이득을 고정시키고, Y축 이득을 일정하게 유지하면서 Z이득을 초기값에서 증가시키

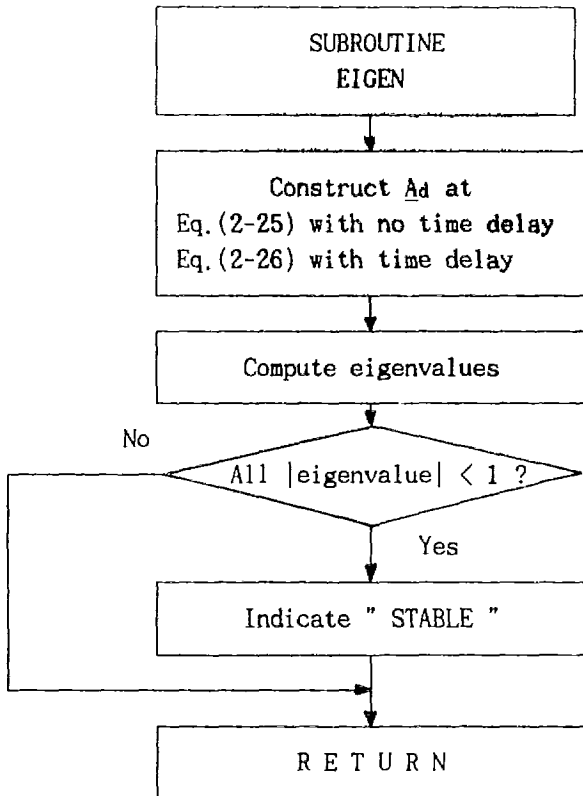
따라 안정영역에서 불안정영역으로 변화한다. 이 때 두 값(Z_{i1} , Z_{i2})의 차를 2분법을 사용하여 그 두 값의 오차가 한계오차 (ϵ) 이내에 들면 안정영역과 불안정영역의 경계치로 간주한다.

이 과정을 거쳐 Y축 이득을 일정간격 (ΔY)으로 증가시키면서 Z축의 안정영역 경계치를 계속 구하며, 이 Y축 이득에 대해 더 이상 안정영역이 존재하지 않을 때 이 X축 이득에 대한 안정영역의 계산이 끝난다. 다시 X축 이득을 일정간격(ΔX)으로 증가시키면서 위의 과정을 다시 반복하며, X축 이득이 X_{MAX} 가 될 때 하나의 곡선이 완료된다.

이 벡터제어 시스템에서는 6개의 이득이 존재하므로 모든 이득들을 동시에 안정영역을 표시할 수 없다. 따라서 Y축 이득을 속도제어기 비례이득 K_{ps} , Z축 이득을 속도제어기 비례이득 K_{is} 로 고정 시키고, X축 이득은 d축 전류제어기 비례이득 K_{pd} , d축 전류제어기 적분이득 K_{id} , q축 전류제어기 비례이득 K_{pq} , q축 전류제어기 적분이득 K_{iq} 등으로 바꾸어 각각 따로 안정영역을 표시한다.



(a) 주 프로그램



(b) 부 프로그램

그림 3-1. 안정영역 흐름도
Fig. 3-1. Flow chart for stability region

3-1. 안정영역
(시간지연을 무시하였을 경우)

시간지연을 무시한 경우의 시스템 매트릭스 식 (2-25)에 의해 위의 흐름도에 의해 안정영역을 구한다. 전동기의 동작점은 전동기 속도가 500rpm에 정격부하의 1/2 부하토크로 1개의 동작점에서만 대표적으로 계산하였다. 그림 3-2는 전동기속도가 500 rpm에 1/2의 부하토크로 운전할 시 안정영역을 그

린 것이다. 모두 Y축 이득은 K_{ps} , Z축 이득은 K_{is} 로 하고, X축 이득은 (a), (b), (c), (d)는 각각 K_{pd} , K_{id} , K_{pq} , K_{iq} 가 된다. 4개의 그림에서 X, Y, Z축에서는 3개의 이득만 표시되므로 나머지 3개의 이득은 일정한 값으로 정하여야 한다. 따라서 Y축인 K_{ps} 와 Z축인 K_{is} 를 제외하고 X축에 들어가는 4개 이득의 기준값을 다음과 같이 정한다.

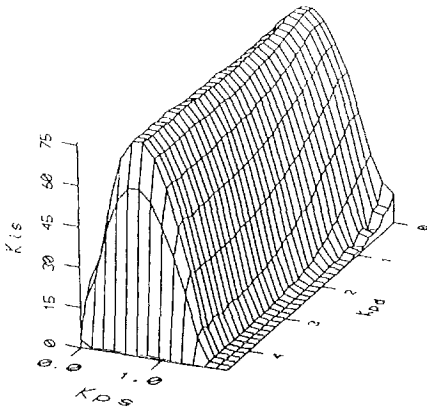
$$K_{pd}=0.5, K_{id}=200, K_{pq}=1.0, K_{iq}=400$$

3-2. 안정영역

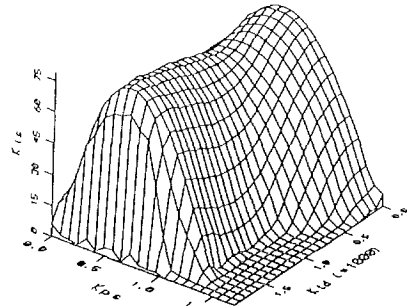
(시간지연을 고려하였을 경우)

이번에는 시간지연을 고려하였을 경우의 시스템 매트릭스 식 (2-26)에 의해 안정영역을 구하며 진동기의 동작점은 위의 시간지연을 무시한 경우와 같은 두 동작점에서 계산한다. 그림 (3-3)은 그림 (3-2)와 같은 방법으로 진동기속도가 500rpm에 1/2의 부하토크로 운전할 시 안정영역을 보인 것이다.

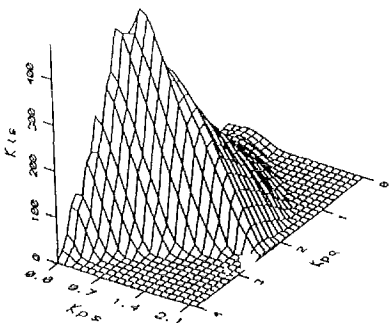
시간지연을 무시한 경우와 시간지연을 고려한 경우를 비교하면, 시간지연을 무시한 경우가 안정영역이 상당히 크게 평가됨을 알 수 있다. q축 전류제어기의 이득들 (즉 K_{pq} , K_{iq}) 에 대한 안정영역이 d축 전류제어기의 이득들 (즉 K_{pd} , K_{id}) 보다 안정영역의 차이가 더 크게 나타나는 것을 볼 수 있다. 이것은 d축 전류는 자속전류로 토크 전류인 q축 전류보다 시정수(time constant)가 더 크므로 한 샘플링시간의 시간지연에 영향이 적게 나타나기 때문이다.



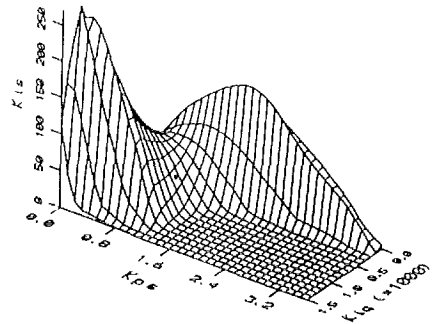
(a) K_{pd} 의 안정영역
($K_{id} = 200$, $K_{pq} = 1$, $K_{iq} = 400$)



(b) K_{id} 의 안정영역
($K_{pd} = 0.5$, $K_{pq} = 1$, $K_{iq} = 400$)

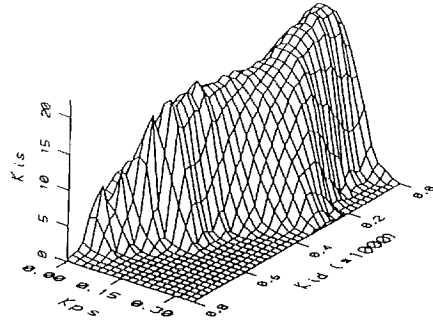
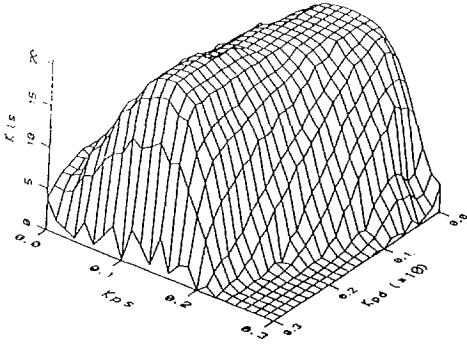


(c) K_{pq} 의 안정영역
($K_{pd} = 0.5$, $K_{id} = 200$, $K_{iq} = 400$)



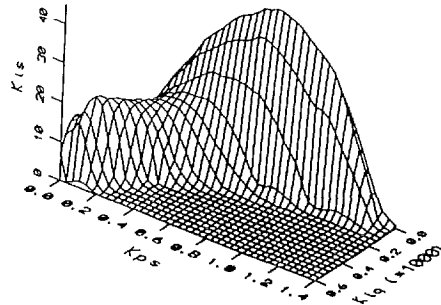
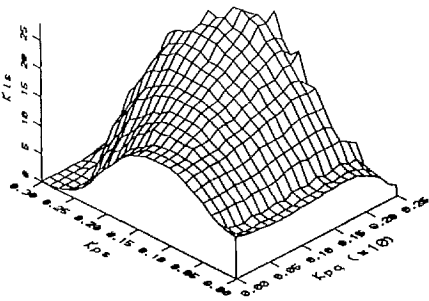
(d) K_{iq} 의 안정영역
($K_{pd} = 0.5$, $K_{id} = 200$, $K_{pq} = 1$)

그림 3-2. 500 rpm, 1/2 부하토크에서의 안정영역 (시간지연 무시하였을 경우)
Fig. 3-2. Stability region at 500 rpm, 1/2 load torque (neglecting time delay)



(a) K_{pd} 의 안정영역
($K_{id} = 200, K_{pq} = 1, K_{iq} = 400$)

(b) K_{id} 의 안정영역
($K_{pd} = 0.5, K_{pq} = 1, K_{iq} = 400$)



(c) K_{pq} 의 안정영역
($K_{pd} = 0.5, K_{id} = 200, K_{iq} = 400$)

(d) K_{iq} 의 안정영역
($K_{pd} = 0.5, K_{id} = 200, K_{pq} = 1$)

그림 3-3. 500 rpm, 1/2 부하토크에서의 안정영역 (시간지연을 고려한 경우)

Fig. 3-3. Stability region at 500 rpm, 1/2 load torque (considering time delay)

4. 영구자석형 교류 서보전동기 벡터 제어루우프의 실험 구현 방식

4-1. 시스템 하드웨어

영구자석형 교류 서보전동기 벡터 제어루우프의 하드웨어 구성도는 그림 5-1과 같다.

이 하드웨어 구성은 PWM 인버터와 전동기의 전력부분, 제어회로 부분, 마이크로프로세서 및 인터페이스 부분으로 나누어 진

다.

PWM인버터에는 턴-오프(turn-off) 시간이 짧아 높은 스위칭 주파수의 PWM이 가능한 power FET를 사용하며, 1/4 HP 용량을 가진 영구자석형 교류 서보전동기를 사용한다.

전동기에 연결된 PLG에서 출력되는 1회전당 2000개의 펄스와 1회전마다 발생하는 리셋신호로 전동기의 속도 및 위상을 검출한다. 3상 전류의 측정은 2개의 Hall-CT

를 사용하며, 이 3상 전류를 α, β 축의 전류로 변환시켜 인터페이스로 입력시킨다. 한편 백터제어 루우프를 수행한 후 인터페이스에서 출력되는 α, β 축의 기준전압을 3상 기준전압으로 변환시킨 후, 2KHz로 발진하는 삼각파와 비교하여 6개의 PWM 펄스를 발생시킨다.

마이크로프로세서 인터페이스회로는 12비트(bit) 8-채널 A/D 컨버터, 8개의 D/A 컨버터, 2개의 16 비트 카운터 및 타이머,

와 I/O 포트(port)로 구성된다. 먼저 샘플링시간을 측정하기 위하여 16 비트 타이머가 사용되며, PLG 펄스와 리셋신호로 전동기의 속도 및 위상측정을 위하여 16 비트 카운트를 사용한다. 12 비트 A/D 컨버터로 α, β 축 전류를 디지털값으로 바꾸어 마이크로프로세서로 입력되며, 마이크로프로세서에서 출력된 α, β 축의 기준전압은 12 비트 D/A 컨버터로 아나로그 값으로 변환된다.

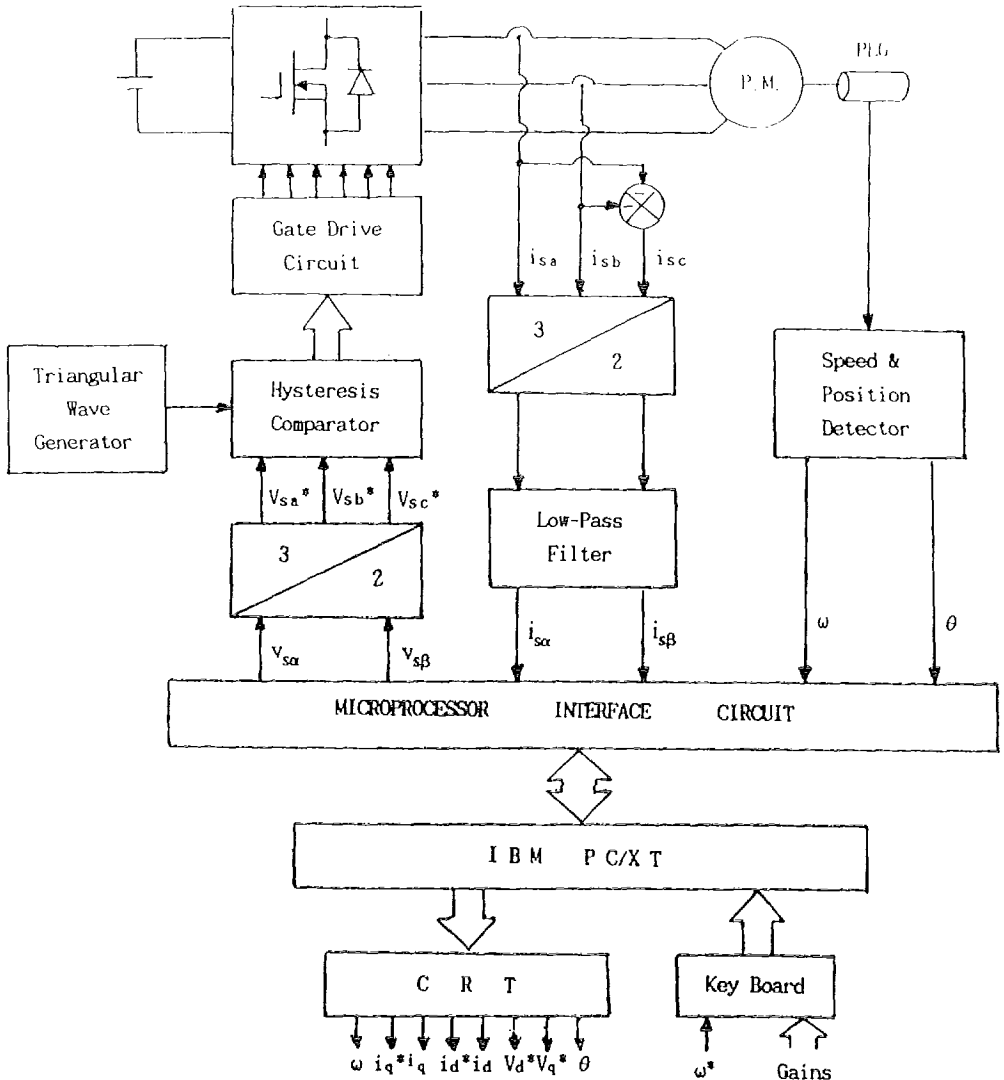


그림 4-1. 하드웨어 구성도
Fig. 4-1. Hardware configuration

4-2. 시스템 소프트웨어

8088 CPU를 가진 IBM PC/XT를 사용하여 벡터 제어루우프를 계산한다. 이 소프트웨어는 벡터 제어루우프를 수행하는 프로그램, 기준속도와 6개의 제어기 이득을 입력시키는 프로그램, 벡터 제어루우프 내의 주요 값들 8개를 CRT로 표시하는 프로그램으로 구성된다. 이 소프트웨어 구성도는 그림 5-2와 같다.

먼저 초기화 프로그램에서는 벡터제어 루우프 내의 각 변수를 초기화 시키고, 인터페이스 내의 8253 타이머 및 카운터, 8255 I/O포트 등을 초기화 시킨 후 샘플링시간이 되면 벡터 제어루우프를 수행한다.

PLG 펄스와 리셋신호로 전동기 속도와

위상을 계산하고 12 비트 A/D 컨버터로 α , β 축 전류값을 입력하여 d, q축 전류로 변환시킨다. 속도 제이기, d축 전류제이기, q축 전류 제이기를 차례로 수행하여 V_{zd} 와 V_{zq} 를 계산한다. 이 전압에 역기전력 성분을 더하여 d, q축 기준전압을 만들어 α , β 축 전압으로 변환 시킨 후 D/A 컨버터로 출력시키면 벡터 제어루우프가 모두 수행된다.

여기에 키 입력 프로그램으로 이 시스템이 수행 중에 기준속도와 6개의 제어기 이득들을 입력시킬 수 있으며, CRT 프로그램은 벡터 제어루우프 내의 주요 값 8개를 CRT로 표시하는 것이다.

이 프로그램이 모두 수행 완료되면 다음 샘플링시간을 기다린다.

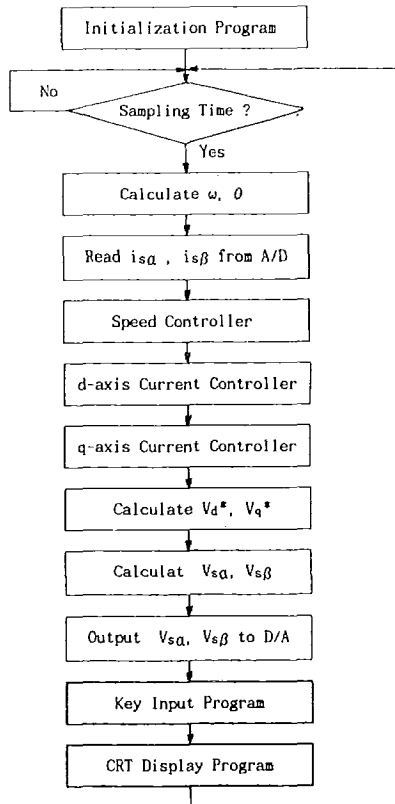


그림 4-2. 소프트웨어 구성도
Fig. 4-2. Software configuration

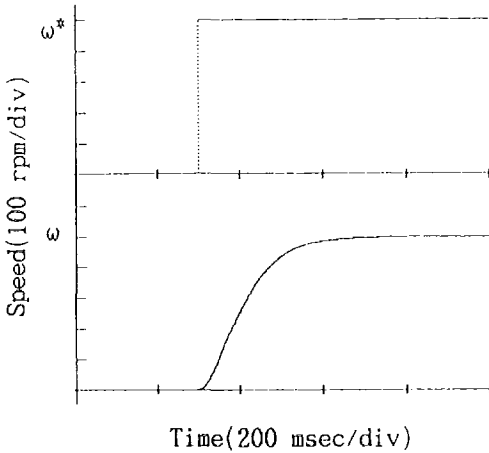
5. 시뮬레이션 및 실험결과

이 장은 앞에서 구한 안정영역 내의 이득으로 영구자석형 교류 서보전동기 - 벡터제어 시스템을 구동할 시 시뮬레이션과 실험 결과를 보인 것이다.

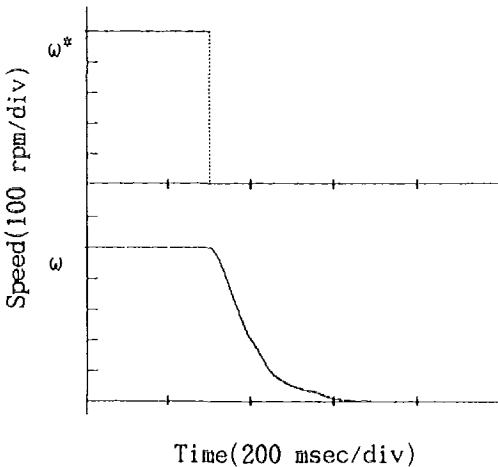
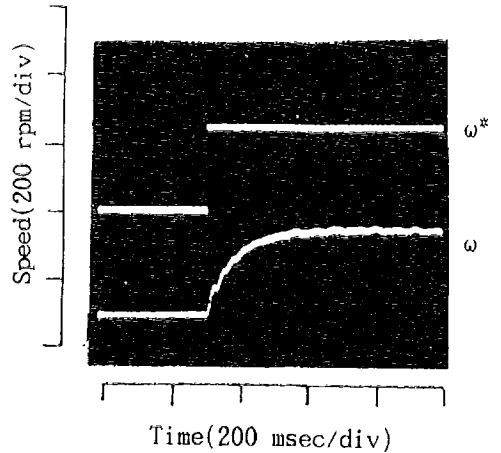
그림 5-1은 전동기가 정지상태에서 500 rpm으로 계단 증가 시켰을 때의 과도특성 즉 기동특성 (a)과 전동기가 500 rpm 무부

하로 동작하고 있는 상태에서 기준속도를 0 rpm으로 계단 감소시켰을 때의 과도특성 즉 정지특성 (b)를 시뮬레이션과 실험 결과를 나타낸 것이다. 시뮬레이션과 실험 결과에서 위의 그림이 기준속도이며 아래 그림은 전동기 속도이다.

그림 5-2는 기준속도 변화에 대한 전동기 속도의 과도 응답특성이며 전동기가 400 rpm 무부하로 동작하고 있는 상태에서 기



(a) 기동시 과도응답



(b) 제동시 과도응답

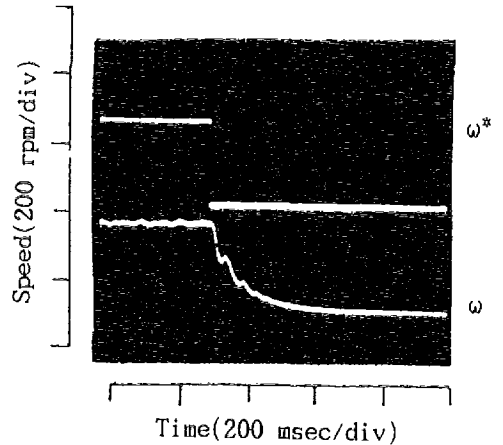
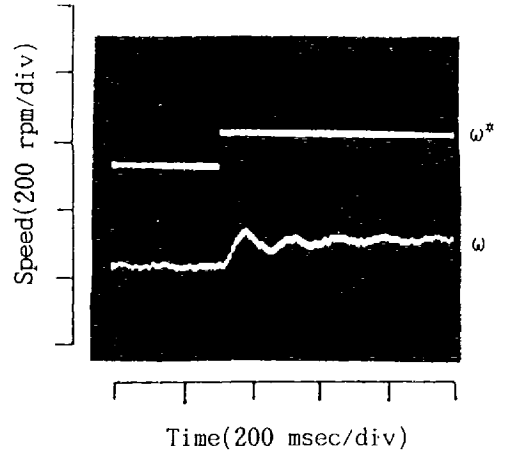
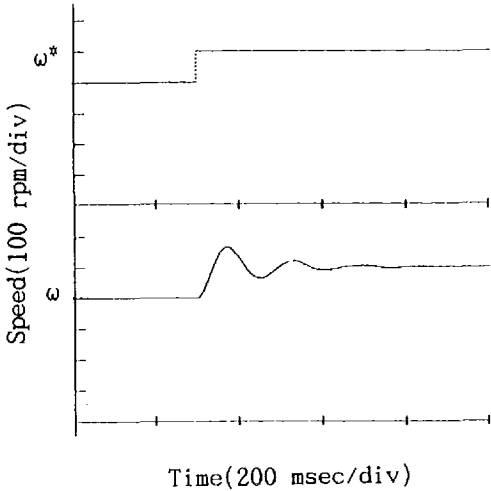


그림 5-1. 기동 및 제동시의 과도응답
Fig. 5-1. Transient response for starting & braking

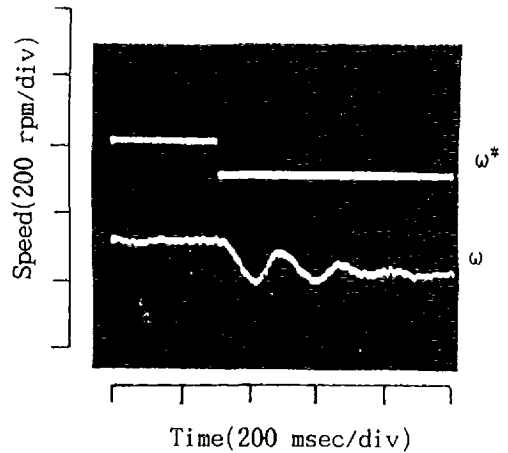
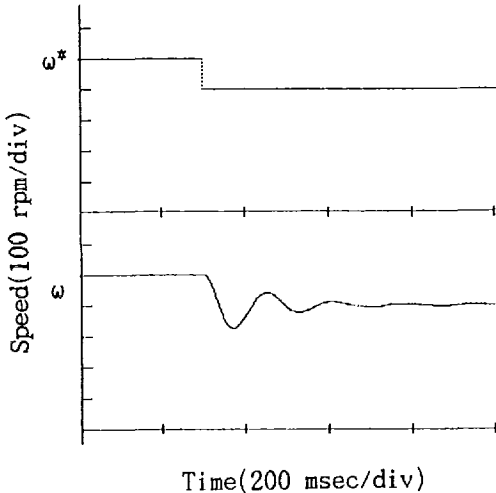
준속도를 500 rpm 계단증가 시켰을 때의 과도특성 (a)과 500 rpm 무부하로 동작하고 있는 상태에서 기준속도를 400 rpm 계단감소 시켰을 때의 과도특성 (b)을 그린 것이다.

그림 5-3은 부하토크의 변화에 대한 전동

기 속도의 과도응답 특성이며 전동기가 500 rpm, 무부하 상태에서 전동기 정격 부하토크의 1/2 부하로 계단 증가시켰을 때의 과도 특성 (a)와 500 rpm 정격 부하토크의 1/2 부하 상태에서 부하를 무부하로 감소시켰을 때의 과도특성 (b)를 그린 것이다



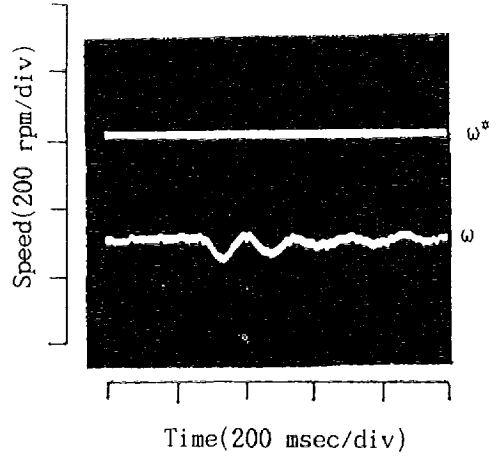
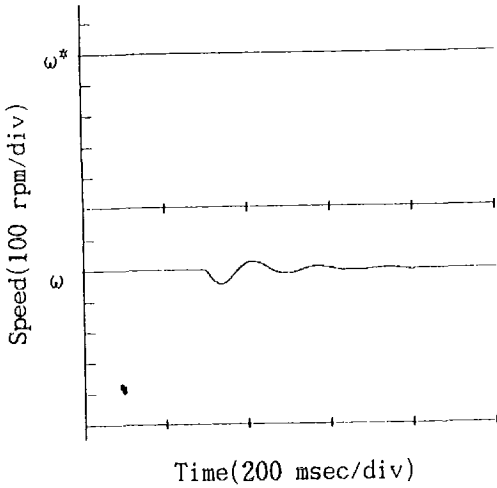
(a) 기준속도 증가시 과도응답



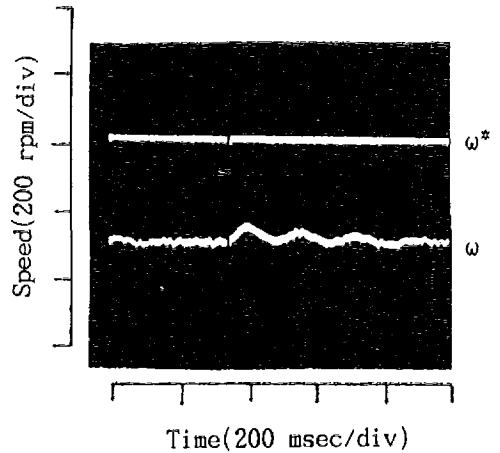
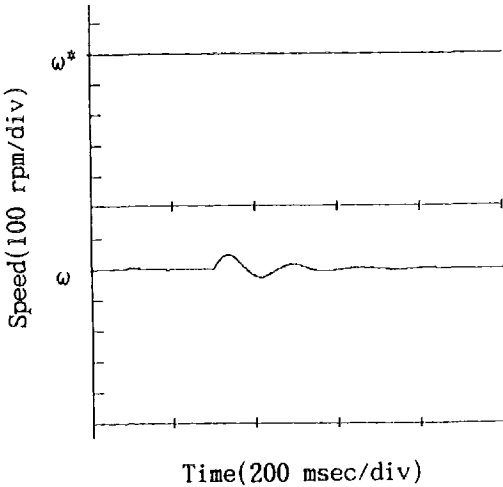
(b) 기준속도 감소시 과도응답

그림 5-2. 기준속도 변화에 대한 과도응답

Fig. 5-2. Transient responses for variation of reference speed



(a) 부하토크 증가시 과도응답



(b) 부하토크 감소시 과도응답

그림 5-3. 부하토크 변화에 대한 과도응답

Fig. 5-3. Transient responses for variation of load torque

6. 결 론

본 연구는 영구자석형 교류 서보전동기 벡터제어에 의한 속도제어 시스템에서 체계적으로 안정도를 해석을 하는 방법을 제시하였다.

이 안정도 해석을 위하여 먼저 전동기의 모델링 식을 간략화함이 없이 유도하고, 여

기에 속도 및 d,q축 전류 제어기가 포함된 벡터 제어루우프의 식을 모두 이산화시켜 전체 시스템을 이산형 상태방정식으로 모델링하였다. 여기에 마이크로프로세서로 제어되는 디지털 시스템에 반드시 존재하는 샘플링시간에 해당하는 시간지연을 고려하였다.

이 시간지연을 무시한 경우와 시간지연을 고려하였을 경우에 대하여 각각 상태방정식

을 유도하고, 각 제어기의 이득에 대한 안정영역을 구하였으며, 이 두 경우를 비교한 결과 이 시간지연을 무시한 경우가 훨씬 안정영역이 크게 평가됨을 알 수 있다.

위에서 구한 안정영역 내의 이득으로 이 시스템을 동작시킬 때 기동 및 제동 특성, 기준속도 및 부하토크 변화시 과도응답을 시뮬레이션과 실험 결과로 보였으며, 우수한 과도특성을 확인 하였다.

본 연구에서 제시한 안정도 해석 방식은 비선형 특성이 있거나 제어 시스템이 복잡한 어떠한 전동기의 속도 및 위치 제어시스템에서도 쉽게 적용할 수 있을 것이다.

7. 참고문헌

1. P.Pillay and R.Krishnan, "Control Characteristics and Speed Controller Design for A High Performance Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", IEEE-IAS Conf. Rec., 1987, pp.598-606.
2. Tian-Hua Liu and Chang-Huan Liu, "Microprocessor-Based Motion Control of Permanent Magnet Synchronous Motor". IEEE IECON Conf. Rec., 1986, pp.563-568.
3. P.Enjeti, J.F.Lindsay, and M.H.Rashid, "Stability and Dynamic Performance of Variable Speed Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE IECON Conf. Rec., 1985, pp.749-754.
4. A.Consoli and A.Abela, "Transient Performance of Permanent Magnet AC Motor Drives", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-22, No.1, Jan/Feb., 1986, pp.32-41.
5. P.Pilly and R.Krishnan, "Modelling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, PART I". IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-25, No.2, March/April., 1989, pp.265-273.
6. T.Kangsantant, P.Y.Lim and A. Harvey, "Analysis & Design of Brushless Position Control Systems with Derived Velocity Feedback", IEEE IECON Conf. Tec., 1988, pp.720-724.
7. J.Qian and M.A.Rahman, "Analysis and Microprocessor Implementation of Field Oriented Control for Permanent Magnet Synchronous Motor" IEEE-IAS Conf. Rec., 1991, pp.198-203.
8. G.F.Franklin, J.D.Powel, and M.L. Workman, Digital Control of Dynamic Systems, Addison-Wesley Publ. Co. Inc., 1990.