

유도 전동기의 속도제어를 위한 견실한 제어기 설계

천희영 · 박귀태 · 유지윤 · 김석진 · 최중경 · 김선빈^{*}
고려대학교 전기공학과

THE DESIGN OF ROBUST SPEED CONTROLLER FOR INDUCTION MOTOR

Hee-Young Chun · Gwi-Tae Park · Ji-Yoon Yoo · Suk-Jin Kim · Jung-Keyng Choi · Sun-Bin Kim

abstract

For the control of induction motor, there are many methods which guarantee robustness.

Especially, this paper proposes vector control strategy and sliding mode control method which has insensitivity to disturbances and parameter variations. Furthermore, by construction of a new switching function the controlled variable structure system can remove reaching phase deteriorating robustness at the transient state of the conventional sliding mode algorithm.

The usefulness of the proposed control algorithm is verified by the simulations and experiments.

1. 서론

최근 산업용용, FA, OA등 많은 분야에서 자동화와 아울러 고 정도화 및 무보수화의 요구가 강해지고 있다. 이와 같은 분야에서 사용되는 액츄에이터도 종래의 직류 전동기에서 무보수화가 가능한 교류 전동기로 전환하고자 하는 경향이 현저하다.

교류 전동기의 고성능 제어 중에서 2-3 KHz상의 용량급에서는 벡터제어 유도 전동기가 효율이나 제어성능 면에서 유리하기 때문에 그 응용범위가 확대되어 나가고 있다. 그러나 현재 실용화되고 있는 간접 벡터제어 또는 슬립 주파수 제어형 벡터 제어는 그 원리상 전동기 파라미터 변동에 민감하여 과도상태나 부하변동시 제어특성이 저하된다. 따라서 이미 실용화되고 있는 간접 벡터제어 시스템의 상기 문제점들을 해결하기 위해 파라미터 변화나 부하 변동에 대해 견실성을 보장받을 수 있는 현대 제어 이론인 가변구조 제어를 적용하고자 한다. 일반적으로 벡터제어를 위한 유도 전동기 속도 방정식은 일차의 다이내믹으로 표현된다. 이 일차계통에 대한 가변구조 제어기를 설계하기 위해 본 논문에서는 새로운 스위칭 평면을 도입하여 계통의 모든 영역에서 견실성을 보장할 수 있는 가변구조 알고리즘을 개발하였다.

유도 전동기 벡터제어에 대한 가변구조 제어를 수행하기 위해 전압형 PWM 인버터와 고속 연산이 가능한 DSP를 사용하여 속도 제어기를 제작하였으며 시뮬레이션과 실험을 통해 제안된 제어 알고리즘의 유용성을 입증하였다.

2. 유도 전동기 벡터제어와 상태 방정식

좌표변환된 유도 전동기의 전압-전류 방정식을 토크와 쇠교 자속을 독립적으로 제어하기 위해 자속과 전류와의 관계를 이용하여 고정자 전류성분과 회전자 자속성분으로 표현하면 (2. 1)식과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^* \\ V_{qs}^* \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\sigma L_s \omega_r & pL_m/L_r & -\omega_s L_m/L_r \\ \omega_s \sigma L_s & R_s + pL_s & \omega_s L_m/L_r & pL_m/L_r \\ -R_r L_m/L_r & 0 & R_r/L_r + p & -\omega_{sl} \\ 0 & -R_r L_m/L_r & \omega_{sl} & R_r/L_r + p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds}^* \\ I_{qs}^* \\ \lambda_{dr}^* \\ \lambda_{qr}^* \end{bmatrix}$$

$$\sigma = 1 - (L_m^2 / L_r L_s), \quad \omega_{sl} = (\omega_s - \omega_r) \quad (2. 1)$$

(2. 1)식에서 회전자의 자속을 d^* 축에 일치시키면 (즉 $\lambda_{qr}^* = 0$) 회전자에 대한 방정식은 아래와 같다.

$$0 = -R_r(L_m/L_r)I_{ds}^* + (R_r/L_r + p)\lambda_{dr}^* \quad (2. 2)$$

$$0 = -R_r(L_m/L_r)I_{qs}^* + \omega_{sl}\lambda_{dr}^* \quad (2. 3)$$

윗 식으로부터 자속 및 슬립 각속도에 대한 식을 각각 얻을 수 있다.

$$d\lambda_{dr}^* / dt = R_r \lambda_{dr}^* / L_r + L_m R_r I_{ds}^* / L_r \quad (2. 4)$$

$$\omega_{sl} = R_r L_m I_{qs}^* / L_r \lambda_{dr}^* \quad (2. 5)$$

자속을 일정하게 하면 자속에 대한 식은 다음과 같다.

$$\lambda_{dr}^* = L_m I_{ds}^* \quad (2. 6)$$

이때 토크 및 기계적 방정식은 각각 (2. 7), (2. 8)로 주어진다.

$$\begin{aligned} T_e &= (3/2)(P/2)(L_m/L_r)(\lambda_{dr}^* I_{qs}^* - \lambda_{qr}^* I_{ds}^*) \\ &= (3/2)(P/2)(L_m/L_r)\lambda_{dr}^* I_{qs}^* \end{aligned} \quad (2. 7)$$

$$T_e - T_L = J d\omega_m / dt + B\omega_m \quad (2. 8)$$

(2. 6), (2. 7)식에서 I_{ds}^* 를 일정하게 설정하면 쇠교 자속이 일정하게 되므로 I_{qs}^* 를 변화시킴으로써 넓은 영역에서 토크를 제어할 수 있음을 보여 주고 있다.

한편 속도 제어기를 구성하기 위한 상태 방정식을 유도하기 위해 기계적 방정식 (2. 8)를 속도에 대해 정리하고 여기에 토크 오크 방정식 (2. 7)를 대입하면 다음과 같다.

$$\frac{d\omega_m}{dt} = -\frac{B}{J}\omega_m + \frac{3PL_m\lambda_{dr}^*}{4L_r}I_{qs}^* - \frac{T_L}{J} \quad (2. 9)$$

(2. 9)식에서 상태방정식을 유도하기 위해 속도 오차를 상태로 잡으면 상태방정식은 (2.10)식으로 주어진다.

$$\dot{x}_1 = a_1 x_1 + b u + f \quad (2.10)$$

$$x_1 = \omega_m - \omega_{ref} \quad (\omega_{ref} : \text{속도 지령치})$$

$$a_1 = -(B/J), \quad b = (3PL_m\lambda_{dr}^*) / (4L_r)$$

$$f = a_1 \omega_{ref} - T_L/J, \quad u = I_{qs}^*$$

3. 일차계통에 대한 가변구조 제어 알고리즘의 적용

가변구조 제어는 상태공간상에서 어떤 특정한 슬라이딩 초평면을 정하고 상태벡터를 이 초평면으로 향하도록 하는 불연속적인 입력을 가해줌으로써 상태벡터가 빠른 속도로 이 초평면을 따라 원점으로 수렴시키는 슬라이딩 모드를 발생시켜 견실한 제어효과를 얻을 수 있는 이론이다. 이 슬라이딩 모드에 의해 제어된 계통은 빠른 수렴특성과 파라미터 및 외란에 대해 둔감한 제어특성을 갖는다. 여기서는 2장에서 유도된 일차계통에 대한 가변구조 제어를 적용하고자 한다.

(2.10)식의 일차의 속도오차 상태계통에 대해서 파라미터 및 외란의 변동을 고려하여 다시 표현해 보자.

$$\dot{x}_1 = a_1 x_1 + b u + f \quad (3. 1)$$

$$\begin{cases} a_{1min} < a_1 < a_{1max} \\ b_{1min} < b < b_{1max} \\ f_{min} < f < f_{max} \end{cases}$$

(3. 1)식으로 표현된 일차계통에 가변구조 제어를 적용하기 위해 우리는 다음과 같은 적분치를 갖는 새로운 스위칭 평면을 설계하면 (3. 2)식과 같고 슬라이딩 모드 조건은 (3. 3)식으로 주어진다.

$$S = x_1 + c_1 \int x_1 = 0 \quad (3. 2)$$

$$S \dot{S} < 0 \quad (3. 3)$$

(3. 3)식의 슬라이딩 모드 존재 조건을 만족시키는 가변입력 이득 성분은 다음과 같이 결정된다.

$$U = \Delta K_1 x_1 + \Delta K_f \quad (3. 4)$$

$$\dot{S} = a_1 x_1 + b u + f + c_1 x_1 \quad (3. 5)$$

$$S \dot{S} = (a_1 + c_1 + b \Delta K_1) x_1 S + (f + b \Delta K_f) S \quad (3. 6)$$

$$\begin{cases} \Delta K_1 = \begin{cases} \Delta K_1^* < \min[-(a_1+c_1)/b] & \text{when } S x_1 > 0 \\ \Delta K_1^- > \max[-(a_1+c_1)/b] & \text{when } S x_1 < 0 \end{cases} \\ \Delta K_f = \begin{cases} \Delta K_f^* < \min[-f/b] & \text{when } S > 0 \\ \Delta K_f^- > \max[-f/b] & \text{when } S < 0 \end{cases} \end{cases} \quad (3. 7)$$

그리고 슬라이딩 모드의 안정성을 결정하는 스위칭 평면 계수 c_1 을 선택하기 위해서는 슬라이딩 모드의 특성 방정식을 구해야 한다. 슬라이딩 모드 특성 방정식은 상태벡터가 스위칭평면 상에 있을 때의 페루프 방정식이 되므로 (3. 8)식을 만족시키는 (3. 9)식의 동가 제어입력에 의해 (3.10)식과 같이 표현된다. 이 슬라이딩 모드 방정식이 안정하기 위해서는 c_1 값을 양수로 선택해 주면 된다.

$$\dot{S} = 0, S = 0 \quad (3. 8)$$

$$U_{eq} = -(1/b) [(a_1 + c_1) x_1 + f] \quad (3. 9)$$

$$\dot{x}_1 = -c_1 x_1 \quad (3.10)$$

일반적인 가변구조 제어에 의한 슬라이딩 모드의 발생을 살펴 보면 가변구조 제어계의 동작 모드가 초기 상태벡터의 위치에서 스위칭평면에 hitting하기 전까지의 reaching phase와 상태벡터가 처음 스위칭 평면에 hitting하고 난 이후의 스위칭 평면을 따라 원점으로 수렴하는 슬라이딩 모드로 나누어짐을 알 수 있다. 그리고 이들 모드중 reaching phase는 가변구조 제어에 있어 장점으로 여겨지는 건설성이 보장받지 못하는 모드로서 주 제어 대상으로 연구되어져 왔다. 그러므로 본 논문에서는 이러한 가변구조 제어에서의 취약점을 제거하기 위해 제안된 스위칭 평면에 포함된 적분기의 초기치를 조절하는 방법을 제안한다. (3. 2)식과 같은 스위칭 평면구성에 있어 포함된 적분값의 초기치를 임의로 선정할수 있으므로 만약 그 초기치

를 $I(0)$ 라 할 때 다음 (3.11)식과 같이 선택해 주면 초기상태에서 부터 슬라이딩 모드를 발생시킬 수 있음을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} c_1 I(0) + x_1(0) &= 0 \\ I(0) &= -x_1(0) / c_1 \end{aligned} \quad (3.11)$$

이 결과를 상태공간에서 도시하면 다음 그림 (3. 1)과 같다.

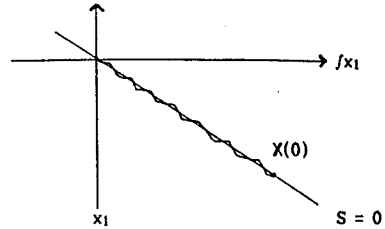


그림 3. 1 Reaching Phase 가 제거된 슬라이딩 모드 궤적
Fig. 3. 1 The trajectory of sliding mode with no reaching phase

4 벡터제어기 구성

이 장에서는 3장에서 가변구조 제어에 의해 계산된 입력 u_{in} I_{qs} 를 인가하기 위한 벡터제어기에 있어서의 전압제어 방법을 설명하겠다.

일정한 회전자 자속에 대한 지속성분 전류명령은 (2. 6)식으로부터 얻을 수 있다. 여기서 첨자 *은 명령변수를 나타낸다.

$$\lambda_{dr}^{*} = L_m I_{ds}^{*} \quad (4. 1)$$

$$I_{ds}^{*} = \lambda_{dr}^{*} / L_m \quad (4. 2)$$

토오크분 전류성분 명령은 (3. 4)식으로부터 얻는다.

$$I_{qs}^{*} = u \quad (4. 3)$$

한편 전동기에 인가되는 입력 각속도는 로터의 전기적 각속도와 슬립 각속도의 합으로 주어진다.

$$\omega_e^{*} = \omega_r + (L_m/L_r)R_r I_{qs}^{*} / \lambda_{dr}^{*} \quad (4. 4)$$

$$(\omega_r = (P/2)\omega_m \text{ 즉 } \omega_r = 2\omega_m)$$

전압 제어 명령을 발생시키기 위해 식(2. 1)에서 고정자에 대한 전압 방정식을 다시 쓰면 아래와 같다.

$$V_{ds}^{*} = (R_s + pL_s)I_{ds}^{*} - \sigma L_s \omega_e I_{qs}^{*} + (L_m/L_r)p\lambda_{dr}^{*} - (L_m/L_r)\omega_e \lambda_{qr}^{*} \quad (4. 5)$$

$$V_{qs}^{*} = (R_s + pL_s)I_{qs}^{*} + \sigma L_s \omega_e I_{ds}^{*} + (L_m/L_r)p\lambda_{qr}^{*} + (L_m/L_r)\omega_e \lambda_{dr}^{*} \quad (4. 6)$$

(4. 5), (4. 6)식에서 자속을 d^0 축에 일치시키고 일정자속으로 설정하면 (즉 $\lambda_{qr}^{*} = 0, \lambda_{dr}^{*} = \text{constant}$) 전압제어 명령은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V_{ds}^{*} = R_s I_{ds}^{*} - \sigma L_s \omega_e I_{qs}^{*} \quad (4. 7)$$

$$V_{qs}^{*} = \omega_e \sigma L_s I_{ds}^{*} + R_s I_{qs}^{*} + pL_s \sigma I_{qs}^{*} \quad (4. 8)$$

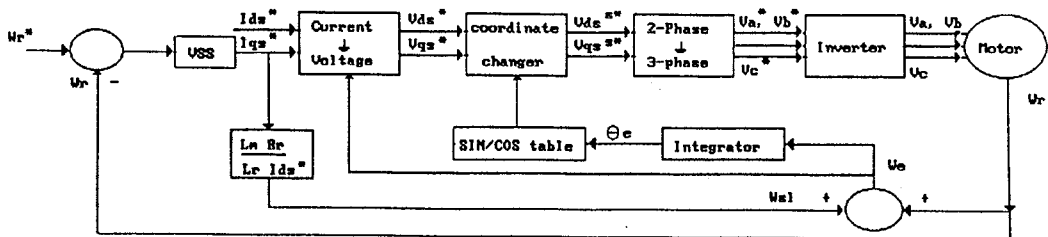


그림 4.1 벡터 제어 시스템
Fig. 4.1 Vector control system

(4. 7), (4. 8)식은 ω_s^* 로 회전하는 회전 좌표계상에서 연산된 값이므로 실제 모터에 인가되는 고정자 전압(V_a, V_b, V_c)으로 변환되어야 한다. 먼저 d^s-q^s 좌표계를 d^s-q^s 좌표계로 변환하고, 다시 d^s-q^s 좌표를 $as-bs$ 좌표계로 변환시킨다. 이 변환된 3상 전압이 인버터에 인가되는 실제 전압명령이며 이에 의해 가변구조 제어입력 I_{qs}^* 가 모터에 인가된다. 이에 대한 벡터 제어 시스템의 구성은 그림 (4.1)에 나타내었다.

5. 속도 제어기의 하드웨어

본 논문에서는 3상 유도 전동기의 속도제어를 수행하기 위해서 DSP (TMS32020)를 사용하여 전용 컨트롤러를 구성하였다. DSP는 신호처리가 빠르기 때문에 샘플링 시간을 줄일 수 있어 고성능 서보 제어를 실현할 수 있다. 인버터 스위칭 소자로는 POWER MOSFET를 사용하였다. 본 논문에서 사용한 시스템의 구성은 그림 (5. 1)과 같다.

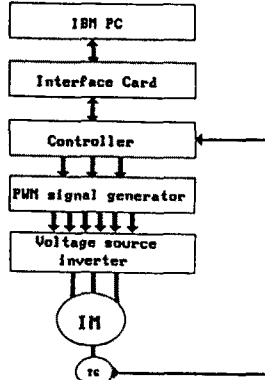


그림 5. 1 전체 제어 시스템의 구성
Fig. 5. 1 Configuration of control system

6. 시뮬레이션

본 논문에서는 가변구조 제어 알고리즘과 일반적인 PI제어를 이용한 벡터 제어에 대한 시뮬레이션 결과를 실었다.

< 3상 유도 전동기 상수 >
출력 : 1.5 Kwatt 극수 : 2 극
J : 0.0187 Kg m² B : 0.007795 Kg m²/sec
R_s : 1.6656 ohm R_r : 1.5172 ohm
L_s : 6.322 mH L_r : 6.322 mH L_m : 95.49 mH

6. 1 PI 제어기 설계 및 시뮬레이션

PI 제어입력의 구성은 다음과 같다.

$$u = K_p x_1 + K_i \int x_1 \quad (6. 1)$$

입력을 구하기 위해 (2.10)식의 유도 전동기 상태 오차 방정식에 라플라스 변환을 취한다.

$$s x_1(s) = a_1 x_1(s) + b u(s) + f(s) + x_1(0) \quad (6. 2)$$

$$(s - a_1 - b(K_p + K_i/s)) x_1(s) = f(s) + x_1(0) \quad (6. 3)$$

$$(s^2 - (a_1 + bK_p)s + bK_i) x_1(s) = sf(s) + sx_1(0) \quad (6. 4)$$

특성근이 λ_1, λ_2 이 되도록 K_p, K_i 를 선정하면 다음과 같다.

$$\lambda_1 + \lambda_2 = a_1 + b K_p, \quad \lambda_1 \lambda_2 = - b K_i \quad (6. 5)$$

$$K_i = - \lambda_1 \lambda_2 / b, \quad K_p = (\lambda_1 + \lambda_2 - a_1) / b \quad (6. 6)$$

이 PI 제어기에 대한 속도 지령치는 70(rad/sec)로 하였으며 부하는 2.5초에 인가하였다.

$$K_p = -0.2, \quad K_i = -0.21, \quad \text{Pole} = -1, -8$$

$$\begin{cases} T_L = 0.7 & t < 2.5 \\ T_L = 2 * \cos(4 * x_1 * t) + 1.7 & t \geq 2.5 \end{cases}$$

속도 파형에서 볼 수 있듯이 순간적인 부하인가에 대해 속도변동을 볼 수 있으며 적분입력에 의해 정상상태 오차가 제거됨을 볼 수 있다.

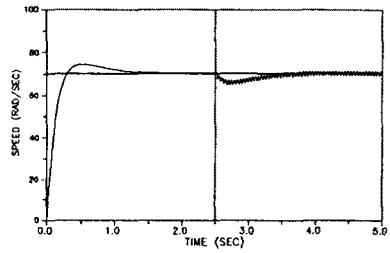


그림 6. 1 속도 응답
Fig. 6. 1 Speed response

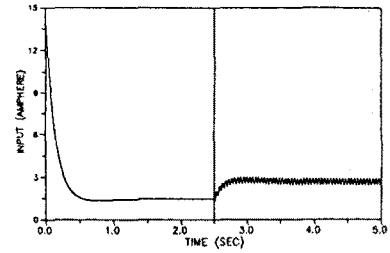


그림 6. 2 q축 전류 응답
Fig. 6. 2 q axis current response

6. 2 가변구조 제어기에 대한 시뮬레이션

속도지령치는 70(rad/sec)로 하였으며 2.5초 후에 부하를 인가하고 파라미터 a_1 항이 -J/B로 전동기와 부하의 기계적 정수 즉, 관성 모멘트와 마찰 계수가 포함된 항으로 아래와 같이 변동한 경우에 대해 시뮬레이션을 하였다. 이때의 상수와 파라미터의 변동값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} a_1 &= -0.416096 & \Delta a_1(\text{변동값}) &= 0.1 * \cos(10 * t) \\ c_1 &= 10 & T_L &= 2 * \cos(4 * \text{spd} * t) + 1.7 \\ \begin{cases} \Delta K_1^+ &= -0.10005 & \text{when } S x_1 < 0 \\ \Delta K_1^- &= -0.157266 & \text{when } S x_1 > 0 \\ \Delta K_F^+ &= -0.944582 & \text{when } S < 0 \\ \Delta K_F^- &= -0.008 & \text{when } S > 0 \end{cases} \end{aligned}$$

속도 파형에서 볼 수 있듯이 파라미터 변동 및 부하변동에 대해 건실성이 유지되고 있음을 알 수 있다.

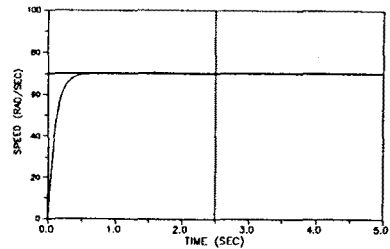


그림 6. 3 속도 응답
Fig. 6. 3 Speed response

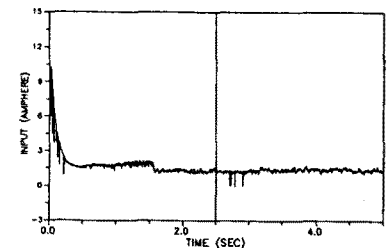


그림 6. 4 q축 전류 응답
Fig. 6. 4 q axis current response

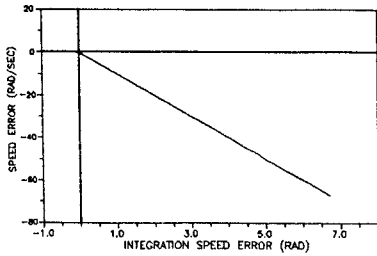


그림 6. 5 스위칭 평면
Fig. 6. 5 Switching surface

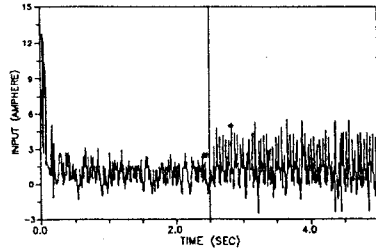


그림 7. 4 q축 전류 응답
Fig. 7. 4 q axis current response

7. 실험결과

7.1 PI 제어기

순간적인 부하 변동에 대해 속도 변동이 생긴다. 또한 부하에 대한 보상을 빠르게 하는 입력을 넣을 경우 오버슈트가 발생함을 알 수 있다. ($\lambda_1, \lambda_2 = -1, -8$)

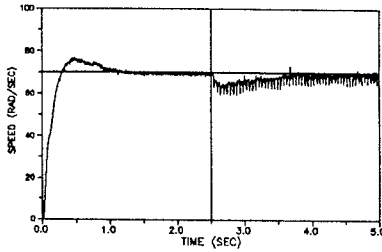


그림 7. 1 속도 응답
Fig. 7. 1 Speed response

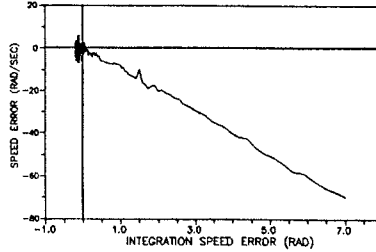


그림 7. 5 스위칭 평면
Fig. 7. 5 Switching surface

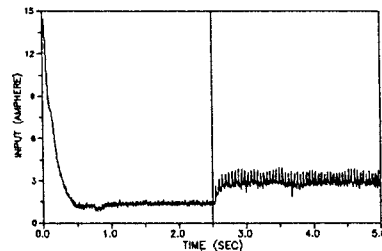


그림 7. 2 q축 전류 응답
Fig. 7. 2 q axis current response

7.2 가변구조 제어기

부하가 2.5초에 인가된 경우에 대해 실험한 결과를 그림 (7.3)~ 그림 (7. 5)에 도시하였다. 실험결과에 의하면 부하에 따른 영향을 받지 않으며 정상상태 오차가 발생하지 않음을 보여주고 있다. 정상상태에서 발생한 진동은 속도검출 에러 및 가변구조 제어에 있어서의 채터링에 기인한 것으로 여겨진다.

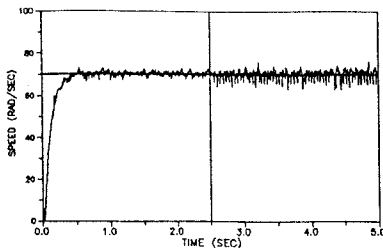


그림 7. 3 속도 응답
Fig. 7. 3 Speed Response

8. 결론 및今后的 연구방향

본 논문에서는 일차 다이내믹을 갖는 계통에 적용할 수 있도록 설계된 새로운 스위칭 평면을 갖는 가변구조 제어를 채택하여 백터제어를 수행하였다. 시뮬레이션 및 실험에 의해 종래의 PI제어기 보다 부하변동이나 파라미터 변화에 대한 견실성이 확인되어 본 연구의 유효성을 입증하였다. 또한 일차 다이내믹의 계통 표현식을 사용하기 때문에 하나의 상태만을 검출하므로 연산시간을 줄일 수 있으며 시스템 구현이 비교적 간단하여 유도 전동기의 실용적인 고성능 제어방식으로서 사용될 수 있을 것으로 생각된다. 실험시 문제점으로는 전류-전압 관계식에 포함된 미분연산시 발생하는 오차를 줄이기 위해 샘플링을 무작정 빠르게 할 수 없었다(1msec).

향후의 연구과제로는 부하토크의 추정을 통한 부하변동에 따르는 가변이득값의 조절과 저속도에서의 효율개선을 위해 지속값을 결정하는 자화전류 최적의 선택에 역점을 두어야 할 것이다.

참고 문헌

1. P. C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, McGraw-Hill Book Company 1987.
2. 유지운의, 可變速誘導機系의最適化および二次抵抗變化による制御性能低下の補償法, 일본 전기학회 논문집 D. 107권 2호, pp.207-214, 1987, 2
3. 박귀태, 최경명, 강운관, 한국 자동제어 학술회의 논문집, vol 1 of 2, pp.179-184
4. B.K. Bose, *Power Electronics and AC Drivers*, Prentice-Hall 1987.
5. U. Itkis, *Control Systems of Variable structure*, John Wiley & Sons, 1976.
6. TMS32020 User's Guide, Texas Instruments