

전압형 인버터 구동 유도전동기 벡터제어계의 모델추종제어의 해석

김용주 이근하 최규하 김한성 *신대철 **유권중
 건국대학교 *호서대학교 **한국 동력자원 연구소

ANALYSIS of A VSI-FED INDUCTION MOTOR VECTOR CONTROL with MODEL TRACKING CONTROLLER

Keun-Ha Lee Yong-Ju Kim Gyu-Ha Choe Han-Sung Kim
 *Dae-Cheol Shin **Gwon-Jong Yu

KON-KUK UNIV. *HO-SED UNIV. **Korea Institute of Energy and Resources

ABSTRACT

In this paper voltage source inverter(VSI)-fed induction motor vector control system is controlled by a derived model tracking controller. The system analysis is discussed from the viewpoints of ideal vector control, adoption of model tracking controller and derivation of linear model. Furthermore, the result is obtained by the model-tracking control compare with that of P-I, I-P control.

1. 서 론

최근 유도 전동기의 벡터제어에 관한 연구가 성행하고 있다. 벡터 제어는 직류전동기와 동등한 토크 발생을 유도전동기로 실현하고 고속 토크 응답을 가능하게 하는 우수한 제어 방식이다. 이러한 유도 전동기의 벡터제어가 급속히 발전하게 된 이유로서 반도체 전력변환 소자의 특성개선과 이에 따른 인버터의 고성능화 및 마이크로 프로세서등의 LSI 기술 진보에 따라 종래에는 기술적으로 곤란했던 주파수제어와 전류제어를 고속 안정하게 행할 수 있게 된 것을 들 수 있다. 벡터 제어에서는 전류의 크기와 위상을 정확하게 제어할 필요가 있고 여러가지 제어방식이 제안되어져 있지만 전류제어를 크게 분류하면 교류 전류를 feedback 하는 교류 feedback 방식과 교류 전류를 좌표 변환해서 직류로 제어하는 직류 feedback 제어 방식이 있다. 본 논문은 직류 feedback 방식을 채용하여 이상적 벡터 제어 시스템의 간이 모델을 도출하고 그 모델을 사용하여 모델 추종형 controller를 설계하였다. 벡터 제어를 전압형 인버터 구동 유도전동기에 실현하고 모델 추종제어를 부가한 시스템을 구성하여 시스템의 특성음 I-P형, P-I형 controller를 부가한 시스템과 비교, 검토하였다.

II. 전압형 인버터 구동 유도전동기의 벡터 제어계

2-1 시스템의 구성

직류 feedback 제어방식의 시스템으로, 문제점으로는 전동기내에서 발생하는 d-q축간의 간섭을 들 수 있는데 간섭항의 존재는 완전한 벡터제어를 실현할 수 없게 하므로 본 시스템에서는 간섭항을 제거한 비간섭 제어를 다루고 있다. 비간섭 제어를 행함에 따라 자속 제어, 토크제어를 독립적으로 행할 수 있다. 그림 1.은 본 시스템의 구성을 나타낸다.

2-2 직류 feedback 제어

그림 2.에서 고정자 a상 권선속과 q축과의 각도가 θ^* 로 되는 각상 권선속과 d-q축에 대해서 1차 전류 i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} 및 1차 전압 지령 $e_{sa}^*, e_{sb}^*, e_{sc}^*$ 를 각각 좌표변환한다.

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = C_a \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

$$\begin{bmatrix} e_{sa}^* \\ e_{sb}^* \\ e_{sc}^* \end{bmatrix} = C_a^T \begin{bmatrix} e_{sd}^* \\ e_{sq}^* \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

$$C_a = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \sin\theta^* & \sin(\theta^* - 2/3\pi) & \sin(\theta^* - 4/3\pi) \\ \cos\theta^* & \cos(\theta^* - 2/3\pi) & \cos(\theta^* - 4/3\pi) \end{bmatrix}$$

좌표 변환후의 1차 전압지령 $e_{sa}^*, e_{sb}^*, e_{sc}^*$ 는 전압형 인버터의 입력이 되고 여기서 인버터에 의해 전압제어가 이상적으로 행해진다고 가정하면 다음 식이 성립한다.

$$\begin{bmatrix} e_{sa} \\ e_{sb} \\ e_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{sa}^* \\ e_{sb}^* \\ e_{sc}^* \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

이와 같이 전류는 i_{sd}, i_{sq} 인 d-q축상의 직류량으로, 전압은 e_{sa}, e_{sb}, e_{sc} 인 3상교류량으로 제어를 행한다.

2-3 비간섭 제어

d-q 축상에서 기술한 유도전동기식에서 $\phi_{rd}' = \phi_{rd}^*$, $\phi_{rq}' = 0$ 을 대입 하면 다음식이 된다.

$$\begin{bmatrix} e_{sd}^* \\ e_{sq}^* \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + \sigma L_{sp} & -\omega^* \sigma L_s & M'p/Lr' & \\ \omega^* \sigma L_s & r_s + \sigma L_{sp} & -\omega^* M'/Lr' & \\ -\sigma M' & 0 & \sigma r + p & \\ 0 & -\sigma M' & \omega^* - \omega r & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd}^* \\ \phi_{rq}^* \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

(2-4)식에서 제어 대상인 유도 전동기에 대해서 e_{sd}^*, e_{sq}^* 는 조작량이고 ϕ_{rd}^* 는 i_{sd} 의 1차지연 응답 상태량이므로 1,2 행으로 부터 i_{sd}, i_{sq} 는 e_{sd}^*, e_{sq}^* 에 따라서 결정된 상태량이다. (2-4)식의 1,2행을 써 보면

$$e_{sd}^* = (r_s + \sigma L_{sp})i_{sd} - \omega^* \sigma L_s i_{sq} + M'p\phi_{rd}^* / Lr' \quad (2-5)$$

$$e_{sq}^* = \omega^* \sigma L_s i_{sd} + (r_s + \sigma L_{sp})i_{sq} + \omega^* M'\phi_{rd}^* / Lr' \quad (2-6)$$

이 된다. 파선으로 표시된 항은 q축에서 d축속으로 또 d축속에서 q축속으로의 간섭항이다. 본 시스템의 비간섭 제어는 이 간섭항을 소거하여 제어 하는 것이므로 식(2-5), (2-6)의 $r_s, L_s, M', Lr', \sigma$ 의 추정치를 각각 $r_s^*, L_s^*, M'^*, Lr'^*, \sigma^*$ 라고 하는 다음 식과 같은 controller를 구성한다.

$$e_{sd}^{**} = e_{sd}^{**} - \omega^* \sigma^* L_s^* i_{sq} \quad (2-7)$$

$$e_{sq}^{**} = e_{sq}^{**} + \omega^* \sigma^* L_s^* i_{sd} + \omega^* M'^* \phi_{rd}^* / Lr'^* \quad (2-8)$$

여기서 전동기 정수의 추정치는 실제 값에 따른 것이므로 이것을 식 (2-5), (2-6)에 대입하면

$$e_{sd}^{**} = (r_s + \sigma L_{sp})i_{sd} + M'p\phi_{rd}^* / Lr' \quad (2-9)$$

$$e_{sq}^{**} = (r_s + \sigma L_{sp})i_{sq} \quad (2-10)$$

을 얻게 되어 간섭항은 완전히 소거되고 비간섭 제어를 할 수 있다. 이 e_{sd}^{**}, e_{sq}^{**} 를 e_{sd}^*, e_{sq}^* 에 대입하는 새로운 조작량이라면 이것이 쉽게 이해된다. e_{sd}^{**}, e_{sq}^{**} 는 각각 자속 controller, 토크 전류 controller의 출력이다.

2-4 자속 제어

자속 제어는 자속 지령 ϕ_{rd}^{**} 와 시뮬레이터의 추정치 ϕ_{rd}^* 와의 편차를 P-I연산하고 그 출력을 e_{sd}^{**} 로 한다. controller는 다음 식에 따라 구성한다.

$$pe_{sd} = K_f (\phi_{rd}^{**} - \phi_{rd}^*) / T_f \quad (2-11)$$

$$e_{sd}^{**} = e_{sd} + K_f (\phi_{rd}^{**} + \phi_{rd}^*) / T_f \quad (2-12)$$

2-5 토크 전류 제어

토크 전류 제어는 토크 전류 지령 i_{sq}^* 와 토크 전류 i_{sq} 와의 편차를 P-I연산하고 그 출력을 e_{sq}^{**} 로 한다. 다음식에 따라 controller를 구성한다.

$$pe_{sq} = K_q (i_{sq}^* - i_{sq}) / T_q \quad (2-13)$$

$$e_{sq}^{**} = e_{sq} + K_q (i_{sq}^* + i_{sq}) \quad (2-14)$$

2-6 이상 벡터 제어시의 시스템

전압형 인버터 구동 유도전동기의 벡터 제어가 이상적이라면 인버터의 전압제어가 이상적 일것. 전동기 정수의 추정이 정확할것이 요구되고 이 조건이 충족될 때 그림 1.을 그림 3.의 이상 벡터 제어시의 시스템으로 간단히 구성할 수 있다.

III. 모델 추종 제어

3-1 Controller의 구성

그림 4는 모델 추종제어의 block 선도로 그림에 따라 다음 식이 성립한다. Plant는 기계계의 운동모델로서 출력을 전달 함수가 1차계인 모델의 출력으로, 적당한 gain K_1, K_2, K_3 의 선정에 따라 추종할 수 있다.

$$p\omega_r = -A_p \omega_r + B_p i_{sq}^* - D_p T_L \quad (\text{plant}) \quad (3-1)$$

$$p\omega_r^* = -A_r \omega_r^* + A_r \omega_r^{**} \quad (\text{model}) \quad (3-2)$$

$$i_{sq}^* = K_1 \omega_r + K_2 \int_{-\infty}^e dt + K_3 \omega_r^* \quad (\text{controller}) \quad (3-3)$$

$$\text{단, } e = \omega_r^* - \omega_r$$

3-2 Controller의 특징

그림 4 에서 설정치 ω_r^{**} 로부터 제어량 ω_r 로의 전달함수를 구하면 다음 식을 얻는다.

[모델 추종형 Controller]

$$H_1(S) = \frac{\Omega_r(S)}{\Omega_r^{**}(S)} = \frac{A_r}{s + A_r} \frac{B_p (K_2 + K_3 S)}{s^2 + (A_p K_1 B_p) s + K_2 B_p} \quad (3-4)$$

또 부하외란 T_L 로부터 제어량 ω_r 로의 전달함수를 구하면 다음 식을 얻는다.

[모델 추종형 Controller]

$$H_2(S) = \frac{\Omega_r(S)}{T_L(S)} = \frac{-D_p s}{s^2 + (A_p - K_1 B_p) s + K_2 B_p} \quad (3-5)$$

따라서 외란 부하에 대한 제어량의 응답은 식(3-5)의 K_1, K_2 를 선정함으로써, 설정치에 대한 제어량의 응답은 (3-4)식의 K_3 의 선정에 따라 개선할 수 있다.

3-3 I-P, P-I형 Controller와의 관계

그림 5는 여러가지 모델 추종형 controller를 block선도로 나타낸 것으로 (b)에의하면 모델 추종형 controller는 I-P형 controller의 전단에 $1+(K_3/K_2)$ 인 비례미분 요소를 직렬접속하고 그 전단에는 1차 지연요소의 모델을 접속한 형태이다. 특히

$$A_r = K_2 / K_3 \quad (3-6)$$

인 관계가 성립할 때 모델 추종형 controller는 I-P형 controller와 동가임을 알 수 있다. 그리고 K_2/K_3 를 계산해보면

$$K_2/K_3 = A_r + \sqrt{q B_p} / (A_r + A_r + \sqrt{2 \sqrt{q} B_p}) \quad (3-7)$$

이 되는데 파라메타는 A_r 과 q 뿐이므로 (23)식에 따라 q 가 충분히 작고 A_r 가 충분히 크면 K_2/K_3 의 값은 A_r 에 접근하고 이 때 모델 추종형 컨트롤러는 근사적으로 I-P형 컨트롤러와 동가가 된다. (c)에 의하면 I-P형 controller는 P-I형

controller의 전단에 $1/(1 + K_1 S / K_2)$ 인 1차 지연 요소를 직렬 접속시킨 형태이다. 결국 모델 추종형 controller는 I-P형 controller의, I-P형 controller는 P-I형 controller의 설정치입력의 전단에 보상요소를 접속시킨 형태이다. 따라서 I-P형, P-I형 Controller의 설정치 ω_r^{**} 로부터 제어량 ω_r 로의 전달함수를 구하면

[I-P형 Controller]

$$H_3(S) = \frac{\Omega_r(S)}{\Omega_r^{**}(S)} = \frac{B_p K_2}{s^2 + (A_p - K_1 B_p) s + K_2 B_p} \quad (3-8)$$

[P-I형 Controller]

$$H_4(S) = \frac{\Omega_r(S)}{\Omega_r^{**}(S)} = \frac{B_p (K_1 S + K_2)}{s^2 + (A_p - K_1 B_p) s + K_2 B_p} \quad (3-9)$$

IV. 선형 모델의 도출

그림 1의 시스템에서 다음과 같은 비선형 상태방정식을 얻는데 이를 비선형 모델이라고 부른다.

$$p x_m = f_1 (x_m, u_m, T_L) \quad (\text{motor}) \quad (4-1)$$

$$x_m = [i_{sd}, i_{sq}, \phi_{rd}^*, \phi_{rq}^*, \omega_r]^T$$

$$u = [e_{sd}^*, e_{sq}^*, \omega_r^*]^T$$

$$p z = f_2 (z, x_m, r^*) \quad (\text{controller}) \quad (4-2)$$

$$z = [e_{sq}, e_{sd}, \phi_{rd}^*, \omega_r^*, e_{cs}]^T$$

$$r^* = [\omega_r^{**}, \phi_{rd}^{**}]^T$$

$$u_m = f_3 (x_m, z, r^*) \quad (\text{control input}) \quad (4-3)$$

(4-1), (4-2), (4-3)식을 정상상태 동작점에서 테일러 전개하여 2차 이상의 항을 무시하면 선형 모델이라고 불리는 아래의 선형 방정식을 얻게 된다.

$$p x = A x + B u + B_L T_L \quad (4-4)$$

$$\text{단, } x = [z^T, x_m^T], \quad u = r^*$$

$$A = \begin{bmatrix} A_z & A_x \\ B_z F_z & A_m + B_m F_x \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} B_r \\ B_m F_r \end{bmatrix}, \quad B_L = \begin{bmatrix} 0 \\ B_{L0} \end{bmatrix}$$

그리고 정상상태값의 계산을 위해 (4-1)-(4-3)식에서 미분 연산자 p 를 0으로 치환한식으로 표현하면 다음과 같다.

$$f_1 (x_m, u_m, T_L) = 0 \quad (4-5)$$

$$f_2 (z, x_m, r^*) = 0 \quad (4-6)$$

$$u_m = f (x_m, z, r^*) \quad (4-7)$$

여기서 x_m 가 5차, z_m 가 5차의 벡터이므로 10 변수의 비선형 연립대수방정식으로 풀어야 하나 10개의 상태 변수중 $i_{sd}, i_{sq}, \omega_r, \omega_r^*, \phi_{rd}^*, \phi_{rq}^*$ 5개의 Controller에 따라 설정되는 것이므로 남은 5개의 상태변수 $\phi_{rd}^*, \phi_{rq}^*, e_{sd}, e_{sq}, e_{cs}$ 에 관한 연립 방정식을 풀어 5개의 상태변수값을 구하면 정상상태에 있어서 모든 상태량을 구할 수 있다.

V. 해석 결과

표 1에 유도전동기의 정수를 나타내었고, 자속 지령 ϕ_{rd}^{**} 는 0.3 Wb로 설정하였다. 먼저 그림 3 의 이상 벡터제어시의 시스템에 대해서 검토한다. 모델 추종형 controller의 gain K_1, K_2, K_3 는 모델 파라메타 A_r 과 q 를 주어 결정된 것으로 표 2에 나타내었다. 그림 6은 q 를 파라메타로 해서 영점과 극의 궤적을 그린 것으로 q 를 크게 하면 극은 좌반 평면의 안쪽으로 이동하고 영점은 실속상의 부방향으로 이동한다. 그림 7, 8은 $A_r=5$ 로 설정하고, q 를 각각 1,100으로 한 경우의 속도지령 ω_r^{**} 의 step변화에 대한 과도응답으로 q 를 크게 하면 과도 적 로크 발생량도 커지고 실속도의 모델속도로의 추종도 양호하다. 그림 9는 비선형 모델을 이용하여 계산한 결과로 그림 8의 선형 모델 사용결과와 응답이 잘 일치하므로 선형 모델에 의한 응답을 신뢰할 수있음이 증명되었다. 그림 10, 11, 12는 외란 부하에 대한 step변화에 대한 응답으로 q 를 크게 할 수록 외란 부하에 대한 특성이 양호함을 알 수있다. 그림 13은 전동기의 관성 모멘트(J/Jo)를 파라메타로 해서 그린 궤적으로 J가 커짐에 따라 극의 궤적은 호를 그리며 불안정 영역으로 나간다. 그러나 그림 14과 같이 controller설계시에 plant의

기계계 운동 방정식의 관성모멘트 J^* 를 크게 설정하는 것이 J 의 크기 변화에 대한 근삿값이 안정한 방향으로 편을 알 수 있다. 또한 그림 15, 16, 17은 모델 추종제어, I-P제어, P-I제어 3개의 controller를 시스템에 적용하여 속도제어를 행한 경우의 과도 응답을 계산해서 그 결과를 비교한 것으로 각 gain은 동일하게 설정하고 속도지령 N_r^{**} 를 700rpm에서부터 900rpm까지 step형으로 변화시켰을 때의 응답을 나타낸 것이다. P-I제어시의 응답이 가장 빠르고 I-P제어시, 모델 추종제어시 순이 된다. 속도 응답이 고속이 되는 순간 순간적으로 과도한 발생토크가 요구되고 그결과 제어계에는 과전류가 흐르게 되므로 상태변수의 한계값을 고려해야 한다. 그림 16에서는 순간적으로 13.5 A의 토크 전류가 그림 17에서는 약 38 A의 토크 전류가 흐르고 있다. 따라서 이 문제에 대한 영향을 검토하기 위하여 한계치를 10 A로 상정하여 응답을 계산해 보았다. 그림 18은 I-P제어시, 그림 19는 P-I제어시의 결과로 그림 16, 17에 비해서 속도응답이 늦어지고 있을 뿐 아니라 비교적 큰 오버슈트가 발생하고 있다. 그림 20, 21, 22는 2차 저항 변화시($r_r'/r_r''=0.6$)의 응답으로 모델 추종제어, I-P제어, P-I제어 순이 된다. I-P제어시, P-I제어시 보다는 양호하다. 이 토크전류 지령이 항상 한계치 이하가 되도록 하기 위해서는 gain을 낮출 필요가 있다. 그러나 gain을 낮추면 필연적으로 부하외란 입력 및 2차 저항변화의 영향이 시스템의 특성에 큰 영향을 끼치게 된다. 모델 추종제어는 I-P제어, P-I제어 한계에서는 gain을 낮추지 않고도 토크전류 지령을 한계치 이하로 억제하는 특성이 있으므로 이것은 부하외란 특성개선과 속도응답 특성개선을 가능하게 하는 예가 된다.

VI 결론

본 논문에서는 전압형 인버터 구동 유도전동기에 대한 벡터 제어의 새로운 방식을 제안하고, 속도제어에 모델 추종제어를 적용한 시스템을 구성해서 그 특성을 해석, 검토하였다.

1. 본 시스템은 이상적 벡터제어시 직류 전동기와 동등한 토크 발생기구를 실현할 수 있다.
2. 최적 regulator 이론에 입각한 controller의 설계로 시행착오 없이 gain의 설정이 용이하게 되었다.
3. 모델 추종제어시에 주어지는 평가함수에 대해서 실속도와 모델 속도의 편차에 걸리는 중첩계수 q 를 크게 설정하면 모델 추종이 양호하다.
4. 모델 추종형 controller는 I-P형 controller의 설정치 입력의 전단에 직렬 보상 요소를 부가해 구성하고 이것에 따라 부하 외란 입력에 대한 특성과 속도 지령 입력에 대한 특성의 개선을 일정 범위내에서 양립시킬 수 있고 시스템적용시에도 충분히 그 성능을 발휘한다.
5. 2차 저항 변화시의 시스템은 속도 전달함수에 있어서 pole-zero cancellation을 일으켜 그 결과 진동적이고 특히 전류제어 gain이 낮은 경우에는 불안정한 상태도 있다.

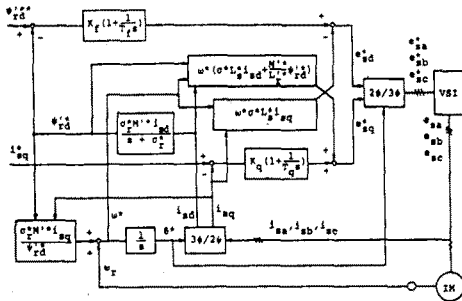


그림 1 시스템의 구성도

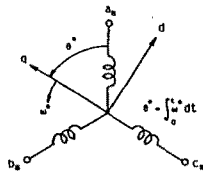


그림 2 d-q축의 정의

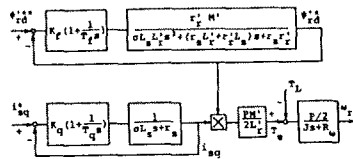


그림 3 이상 벡터 제어시의 시스템

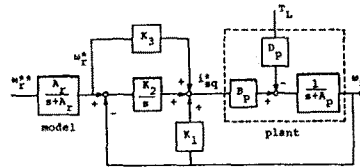
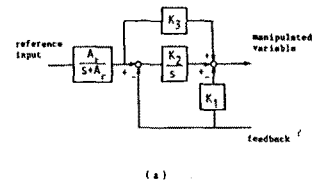
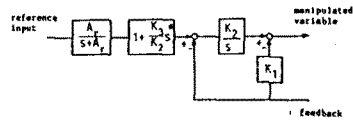


그림 4 모델 추종제어 block도



(a)



(b)

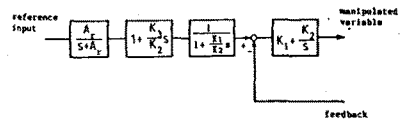


그림 5 모델 추종형 controller

표 1 유도 전동기 정수

rating	2.2kW, 220V, 60Hz, 4poles
	1720rpm, $J=0.0434kg \cdot m^2$
r_s	0.8 Ω
r_r'	0.871 Ω
L_s	9.8 mH
L_r'	0.8 mH
M'	0.57 mH

표 2 Gain값

$A_r = 5, J = J_0$		$A_r = 50, J = J_0$		$A_r = 5, J = 3J_0$	
q	K_1	K_2	K_3	q	K_1
1	-0.265	1	0.139	1	-0.265
100	-0.856	10	0.689	100	-0.856
10000	-2.725	100	2.549	10000	-2.725
1	-0.465	1	0.166	1	-0.465
100	-1.489	10	1.074	100	-1.489
10000	-4.727	100	4.187	10000	-4.727

전압형 인버터 구동 유도전동기 백터제어계의 모델 추종제어의 해석

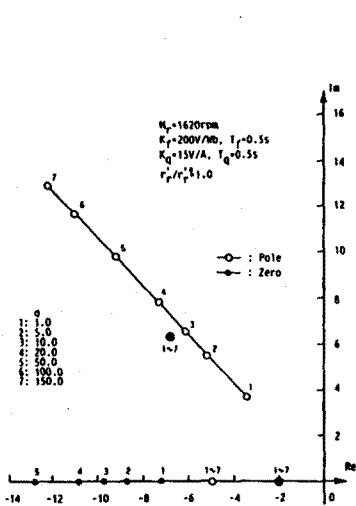


그림 6 구, 영점의 궤적

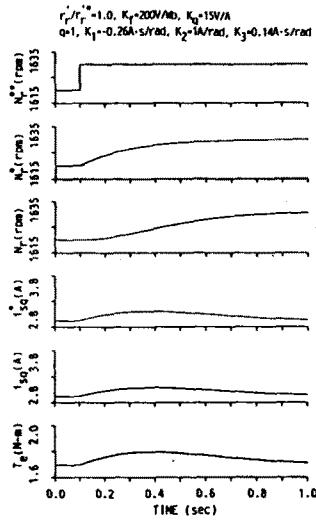


그림 7 과도응답 (q=1, A_r=5)

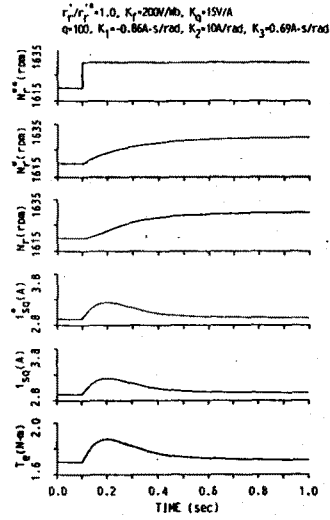


그림 8 과도응답 (q=100, A_r=5)

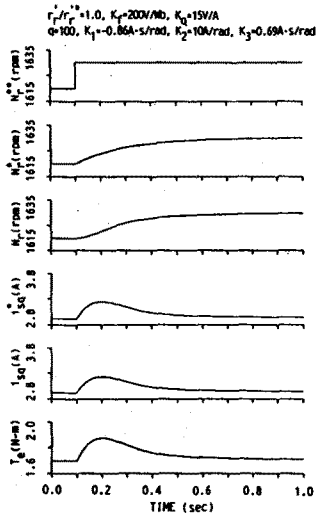


그림 9 비선형 모델의 과도 응답 (q=100, A_r=5)

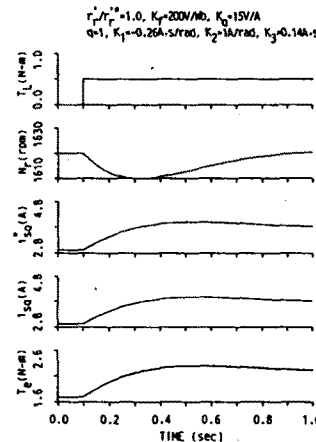


그림 10 과도응답 (q=1)

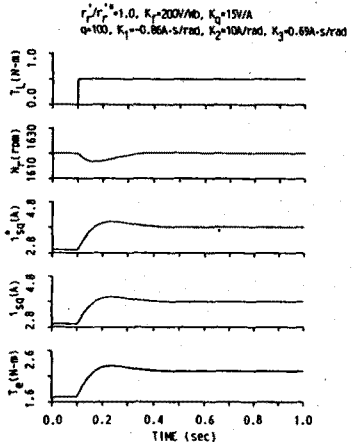


그림 11 과도응답 (q=100)

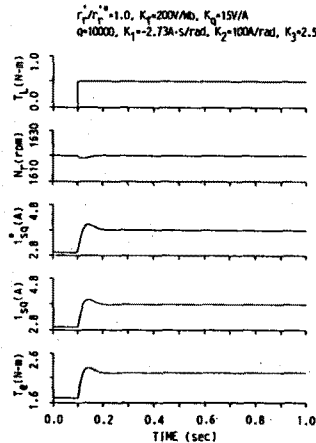


그림 12 과도응답 (q=10000)

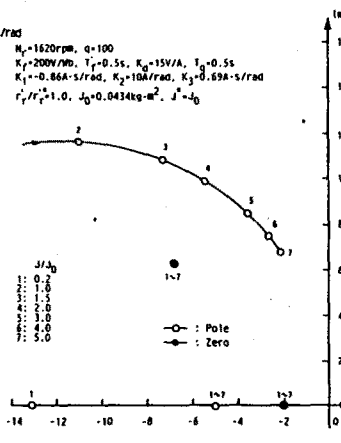


그림 13 구, 영점의 궤적 (J* = J)

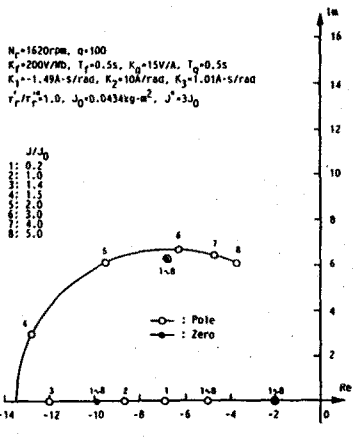


그림 14 구, 영점의 궤적 (J* = 3 J_0)

$r_r'/r_s' = 1.0, K_p = 300/\text{Mb}, K_i = 15/\text{V/A}$
 $q = 100, K_1 = 0.86\text{A/s/rad}, K_2 = 10\text{A/rad}, K_3 = 0.69\text{A/s/rad}$

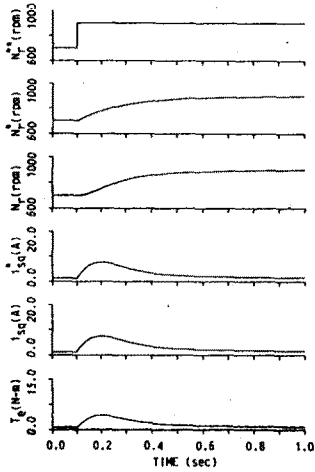


그림 15 모델 추종 제어시 과도응답

$r_r'/r_s' = 1.0, K_p = 200/\text{Mb}, K_i = 15/\text{V/A}$
 $q = 100, K_1 = 0.86\text{A/s/rad}, K_2 = 10\text{A/rad}$

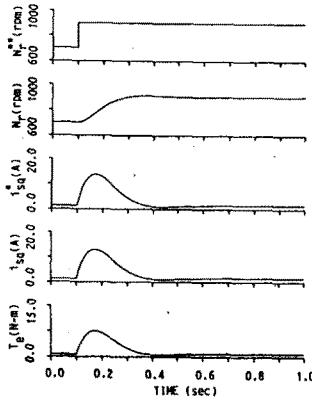


그림 16 I-P제어시 과도응답

$r_r'/r_s' = 1.0, K_p = 200/\text{Mb}, K_i = 15/\text{V/A}$
 $q = 100, K_1 = 0.86\text{A/s/rad}, K_2 = 10\text{A/rad}$

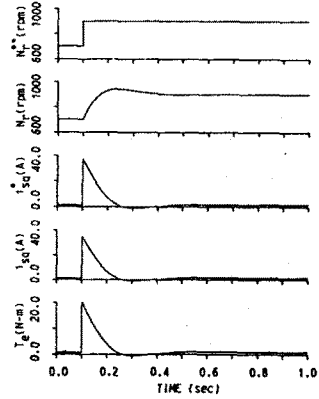


그림 17 P-I제어시 과도응답

$r_r'/r_s' = 1.0, K_p = 200/\text{Mb}, K_i = 15/\text{V/A}$
 $q = 100, K_1 = 0.86\text{A/s/rad}, K_2 = 10\text{A/rad}$

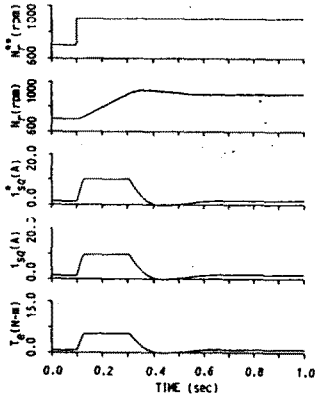


그림 18 I-P제어시 과도응답

$r_r'/r_s' = 1.0, K_p = 200/\text{Mb}, K_i = 15/\text{V/A}$
 $q = 100, K_1 = 0.86\text{A/s/rad}, K_2 = 10\text{A/rad}$

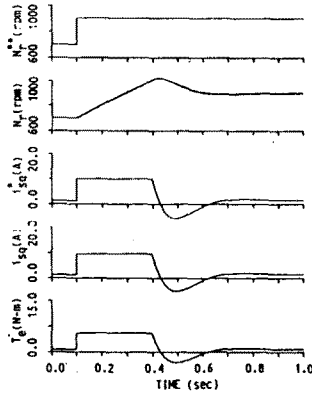


그림 19 P-I제어시 과도응답

$r_r'/r_s' = 0.6, K_p = 200/\text{Mb}, K_i = 15/\text{V/A}$
 $q = 100, K_1 = 0.86\text{A/s/rad}, K_2 = 10\text{A/rad}, K_3 = 0.69\text{A/s/rad}$

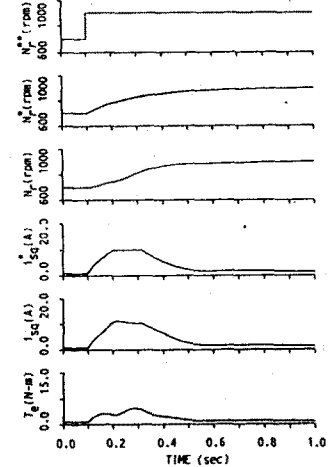


그림 20 모델 추종 제어 ($r_r'/r_s' = 0.6$)

$r_r'/r_s' = 0.6, K_p = 200/\text{Mb}, K_i = 15/\text{V/A}$
 $q = 100, K_1 = 0.86\text{A/s/rad}, K_2 = 10\text{A/rad}$

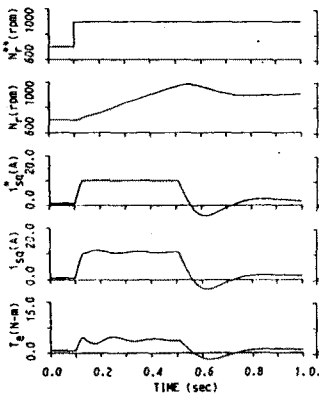


그림 21 I-P제어 ($r_r'/r_s' = 0.6$)

$r_r'/r_s' = 0.6, K_p = 200/\text{Mb}, K_i = 15/\text{V/A}$
 $q = 100, K_1 = 0.86\text{A/s/rad}, K_2 = 10\text{A/rad}$

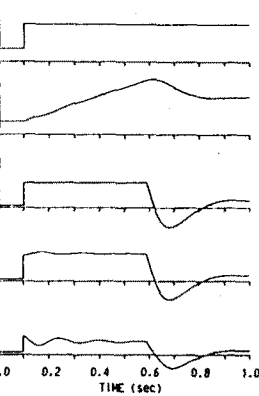


그림 22 P-I제어 ($r_r'/r_s' = 0.6$)

참고 문헌

1. M. TSUJI, et al., "STABILITY ANALYSIS OF A CSI-FED INDUCTION MOTOR WITH DIGITAL VECTOR CONTROLLER", PESC '88 record, april 1988.
2. R. GABRIEL, et al., "FIELD-ORIENTED CONTROL OF A STANDARD AC MOTOR USING MICROPROCESSOR", IEEE Trans., vol. IA-16, pp. 186-192, 1980.
3. P. C. KRAUSE, ANALYSIS OF ELECTRIC MACHINERY, McGRAW-HILL INTERNATIONAL EDITIONS, 1987
4. E. YAMADA, et al., "COMPARISON BETWEEN COMPUTED AND TEST RESULTS OF A VECTOR CONTROLLED INDUCTION MOTOR USING MICROPROCESSOR", ICEM pp.685-688, 1986.
5. 杉本, 大野, "VVVF 電源 駆動 誘導電動機 非干渉制御法 特性", 電氣學會論文誌 B104,11(昭 59-11).
6. 赤本, "AC 制御", 電氣學會論文誌 D108,8(昭 63-8)