

벡터제어 유도전동기의 모델추종 견실제어기 설계

(The Model-Following Robust Controller Design for the Vector-Controlled Induction Motor)

李 治 煥 *, 權 宇 鉉 **

(Chi Hwan Lee and Woo Hyen Kwon)

要 約

벡터제어 유도전동기에서 발생하는 전류맥동과 회전자 시정수의 오차를 고려한 비구조적 및 구조적 섭동을 가진 전달함수를 얻는다. 비구조적 섭동은 자화인덕턴스의 저역여파기 동작으로 전달함수에 영향을 미치지 않는다. 전달함수 변화를 보상하는 견실제어기를 선형 P-I 제어기만을 이용하여 구성하였다. 상승 시간과 오버슈트로 부터 속도 PI제어기의 계수가 얻어지고, 오차시스템의 상태방정식에서 LQR제어를 이용한 Riccati방정식의 해로부터 모델추종 PI제어기의 계수를 결정한다. DSP를 사용한 모델추종 견실제어기의 실험 결과는 전동기의 구조적 섭동에 대한 좋은 견실성을 보여준다.

Abstract

The transfer function of vector-controlled induction motor is represented along with both unstructured and structured uncertainty such as the error of rotor time constant and current ripple. The low-pass-filter behavior of a magnetizing inductance gets rid of unstructured uncertainty in the transfer function. The robust controller to compensate variation of the transfer function is designed using simple P-I linear controllers. The coefficients of speed PI controller are determined from an overshoot and a rising time of system and the coefficients of model-following PI controller are obtained using the solution of Riccati equation of LQR control in the state space equation of the error system. Experimental results with the DSP-based model-following robust controller are shown a good robustness against the structured uncertainty of the motor.

1. 서 론

삼상 유도전동기는 회전자 구조의 특징으로 견고하

지만 토크의 선형제어가 어려워 인버터의 전압과 주파수만을 제어하여 사용하여 왔다. 토크를 직접 제어하는 벡터제어법은 1972년 Blaschke^[1,2]에 의해 개발된 후 최근에는 소용량에서 대용량의 넓은 영역에서 벡터제어에 의한 서보 운전이 보고되고 있다. 유도전동기의 토크 선형성은 회전자 시정수의 정확도에 의존하는 것으로 온도 및 자속전류의 크기에 따라 시정수가 변화한다. 벡터제어기에서 전동기의 단자전압, 전류 등을 검출하여 회전자 시정수를 추정하는 방법이

*正會員, 嶺南專門大學 電氣科
(Dept. of Electrical yeungnam Jr. Coll.)

**正會員, 慶北大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Kyungpook Nat'l Univ.)

接受日字 : 1993年 5月 21日

Garces^[3] 등에 의해 제한 되었으나 복잡한 연산과정과 실시간 처리의 어려움 등의 결점을 가진다. 유도전동기에 공급되는 교류전류도 인버터의 펄스 폭 제어로 인하여 고조파의 맥동성분을 가지고 있으며 토오크의 맥동^[4]을 발생시킨다. 결국 자기회로의 비선형, 회전자 시정수 오차 및 비정현과 전류 등으로 유도전동기의 정확한 선형 토오크 특성은 얻어지지 않는다.

한편 고전적 제어기는 전동기를 선형시불변 전달함수로 고정하여 PI 또는 PID제어기^[5] 등을 사용하는 형태로 이루어 졌으며, 전동기 특성과 부하변동에 따른 응답의 변화를 감수하였다. 응답변화의 문제점을 해결하기 위해 연구된 적응제어 이론등은 제어기의 구성과 플랜트의 추정에 많은 연산을 필요로 하며 계수추정 중에는 시스템의 응답이 개선되지 않는다. 또한 전동기가 빈번히 변화하는 경우는 적절치 못하다. 그러므로 회전자시정수 오차를 가진 벡터제어 유도전동기의 특성은 비선형, 시변으로써 적응제어의 적용은 많은문제점을 가진다.

본 논문에서는 인버터에서 발생되는 전류의 맥동이 유도전동기의 토오크 교란 및 토오크 상수의 비구조적 섭동에 해당 됨을 보이고 회전자 시정수의 오차를 고려한 벡터제어 유도전동기의 비선형 토오크 특성과 실제적 시정수의 오차범위를 고려하여, 구조적 및 비구조적 섭동^[6]이 존재하는 벡터제어 유도전동기의 전달함수를 표현하였다.

구조적 섭동이 존재하는 벡터제어 유도전동기의 견실한 제어특성을 확보하며, 동시에 구현 상의 어려움을 해결하기 위하여 선형요소만으로 구성되는 모델추종 견실제어기를 제안하였다. 기준모델의 속도 PI제어기를 설계하고, 벡터제어 유도전동기는 기준모델을 추종토록 하는 모델추종 PI제어기를 추가하여 구조적 섭동에 대한 견실성을 확보한다. 모델추종 PI제어기는 LQR제어의 Riccati 방정식의 해로부터 계수를 결정하고, 속도 PI제어기는 시간응답의 상승시간과 오버슈트로 부터 결정된다. 시뮬레이션과 DSP프로세서로 구현된 실험장치를 통하여 제안된 모델추종 견실제어기의 견실성을 확인하였다.

II. 유도전동기

1. 벡터제어

유도전동기의 모델링에서 고정자 좌표계는 회전자의 위치에 따라 변화하는 시변 방정식으로 유도전동기의 동특성을 해석하는데 어려움이 있다. 인덕턴스가 회전자의 위치에 무관한 표현이 되려면 동기 각속도로 회전하는 d-q회전 좌표계로의 변환^[2]이 필요하며 이의 결과는 다음 식으로 된다.

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & \omega L_s & pM & \omega M \\ -\omega L_s & R_s + pL_s & -\omega M & pM \\ pM & (\omega - \omega_r)M & R_r + pL_r & (\omega - \omega_r)L_r \\ -(\omega - \omega_r)M & pM & -(\omega - \omega_r)L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{qs} \\ i_{qr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서 p는 미분연산자 (d/dt) 이고 아래첨자 s는 고정자측, r은 회전자측, d는d축, q는 q축의 성분을 각각 나타낸다. 회전자측 전압은 단락되어 있으므로 0이며 M은 자화인덕턴스 이다. 고정자 주파수 ω와 회전자 주파수 ω_r의 차를 슬립주파수 ω_s라 한다. 각축의 쇄교자속은 다음으로 되고

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{qs} \\ \lambda_{qr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{qs} \\ i_{qr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (2)$$

발생 토오크는

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3M}{2L_r}(\lambda_{dr}i_{qs} - \lambda_{qr}i_{ds}) \\ &= \frac{3}{2}m(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \end{aligned} \quad (3)$$

로 표현된다. 유도전동기의 등가회로를 작성하면 그림 1로 된다.

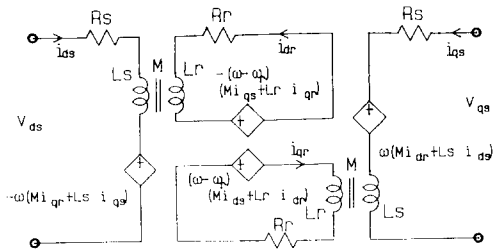


그림 1. D-Q축 유도전동기 등가회로

Fig. 1. D-Q equivalent circuit of induction motor.

고정자전류 i_{qs}, i_{ds}를 순시제어 가능하다면 유도전동기는 2차의 쇄교자속을 변수로 하는 상태방정식으로 변환 된다.

$$\begin{bmatrix} p\lambda_{qr} \\ p\lambda_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_r/L_r & -\omega_s \\ \omega_s & -R_r/L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \end{bmatrix} + R_r \frac{M}{L_r} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

벡터제어의 조건은 d축의 쇄교자속 λ_{ds}은 i_{ds}만으로 시간에 따라 변하지 않는 일정자속을 형성하고 q축의 쇄교자속 λ_{qr}은 영이 되게하는 것이다. 이러한 조건

이 되면 발생 토크는 식(3)에서 부터 i_{qs} 로 제어되는 선형특성을 가진다.

$$T_e = \frac{3M}{2L_r} \lambda_{dr} i_{ds} \quad (4)$$

이것은 아래 조건을 만족해야 한다.

$$i_{ds} = \text{constant} \quad (5)$$

$$\omega_s = \frac{R_r i_{qs}}{L_r i_{ds}} = \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}}$$

여기서 T_r 은 회전자 시정수라 한다. d축의 자속 λ_{ds} 는 전류 i_{ds} 로 형성되고 아래식과 같이 $1/T_r$ 의 차단 주파수를 갖는 1차 저역여파기의 성질을 가진다.

$$\lambda_{dr} = \frac{M}{1+pT_r} i_{ds} \quad (6)$$

벡터제어에서 실제 회전자 시정수 T_r 와 어긋난 T_r^* 를 사용하여 슬립주파수 ω_s^* 를 계산한다면, 식(5)의 조건이 성립되지 않으므로 자속전류 i_{ds} 와 토크전류 i_{qs} 는 자속축과 회전기준축 간에 위상차가 발생하여 d-q축의 완전 분리는 이루어지지 않는다. 회전자 시정수를 결정하는 자화 인덕턴스는 자속포화의 영향으로, 회전자 저항은 온도의 영향으로 변화하므로 운전 중의 유도전동기 회전자 시정수는 공칭값을 벗어나게 된다.

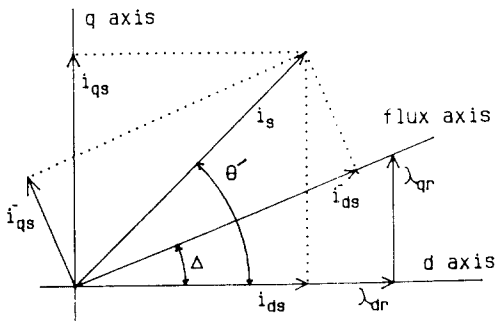


그림 2. 전류와 자속의 페이저(T_r^* , T_r)

Fig. 2. Phase diagram of the current and flux (T_r^* , T_r).

회전자 시정수의 오차가 존재하는 경우의 페이저인 그림 2.에서 고정자의 전류는 다음과 같다.

$$i_s = \sqrt{i_{qs}^2 + i_{ds}^2} \quad (2.7)$$

$$\theta = \tan^{-1}(i_{qs}/i_{ds})$$

정상상태에서 회전자 자속과 자화 인덕턴스 M이

불변이라고 가정하면 회전자 시정수 오차에 의한 전류와 토크는 다음으로 된다.

$$i'_{qs} = \frac{\omega_s \dot{T}_r}{\sqrt{1 + (\omega_s \dot{T}_r)^2}} i_s$$

$$i'_{ds} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_s \dot{T}_r)^2}} i_s$$

$$T_e = \frac{3M^2}{2L_r} \frac{\omega_s \dot{T}_r}{\sqrt{1 + (\omega_s \dot{T}_r)^2}} i_s^2 \quad (9)$$

회전자 시정수의 변화에 대한 토크의 변동을 관측하기 위하여 아래와 같이 정의한다.

$$\frac{T_r}{T_r^*} = \frac{T_r^* + \delta T_r}{T_r^*} = 1 + \frac{\delta T_r}{T_r^*} = 1 + \Delta T_r \quad (10)$$

위 식을 식(9)에 대입하여 T_e 의 지령치에 대한 변동을 아래식으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{T_e}{T_e^*} = \frac{1 + (i_{qs}/i_{ds})^2}{1 + (i_{qs}/i_{ds})^2 (1 + \Delta T_r)^2} (1 + \Delta T_r) \quad (11)$$

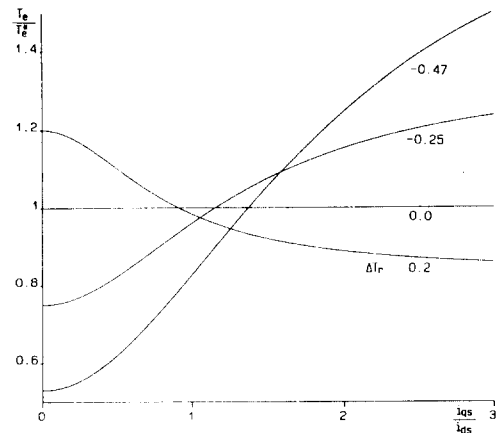


그림 3. 토크 변동

Fig. 3. Torque variation.

회전자 시정수의 오차가 존재하면 토크 지령 ω_s^* , T_r^* 에 따라 d-q축의 전류가 변화하여 토크 변동을 일으킨다. $+\Delta T_r$ 에서는 큰 토크 지령에서 오차가 포화되어 일정한 값으로 접근하지만 $-\Delta T_r$ 은 토크 지령의 증가에 따라 오차가 계속적으로 증가하는 경향을 보이고 있다.

2. 전달함수

벡터제어법은 유도전동기를 선형제어하지만, 전동기 회전자시정수의 변화를 실시간 추적이 불가능하므로 발생도오크는 비선형으로 나타난다. 또한 전동기에 연결되는 부하의 관성 변화는 전달함수에 큰 영향을 미친다. 그러므로 벡터제어 유도전동기의 전달함수는 불확실성이 존재하는 전달함수로 표현해야 한다.

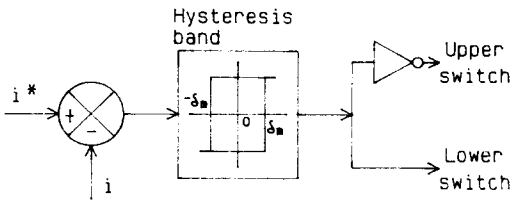
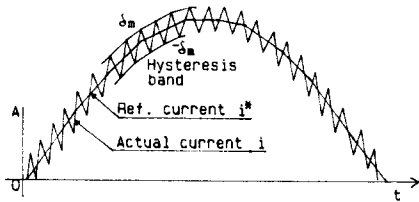


그림 4. CRPWM의 원리
Fig. 4. Principle of CRPWM.

직류-교류 변환기인 인버터는 펄스 폭을 제어하여 기본파를 발생시키므로 많은 고조파 성분을 포함하고 있다. 고조파 성분은 기본파인 정현파전류에서 맥동분으로 나타난다. 그림 4의 CRPWM인버터에서, 전동기에 입력되는 전류의 맥동분은 히스테리시스 폭 δ_m 으로 제한되며 스위칭 주파수는 기본파에 대해 매우 높은 주파수를 가진다. 각상의 전류는 지령전류 i^* 와 맥동분 δ 의 합으로 표현된다.

$$\begin{aligned} i_a &= i_a^* + \delta_a, i_b = i_b^* + \delta_b, i_c = i_c^* + \delta_c \\ i_a^* + i_b^* + i_c^* &= 0 \\ \delta_a + \delta_b + \delta_c &= 0 \\ -\delta_m &\leq \delta_a, \delta_b, \delta_c \leq \delta_m \end{aligned} \tag{12}$$

삼상 abc축에서 d-q축의 변환 전류는

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \tag{13}$$

으로 되고 맥동분이 나타난다. q축의 맥동성분은 식 (12)에서

$$\begin{aligned} \delta_{qs} &= \frac{2}{3} \{ \delta_a \cos(\theta) + \delta_b \cos(\theta - 2\pi/3) + \delta_c \cos(\theta + 2\pi/3) \} \\ &= \frac{2}{3} \{ \delta_a \cos(\theta) + \delta_b \{ \cos(\theta) \cos(2\pi/3) + \sin(\theta) \sin(2\pi/3) \} \\ &\quad + \delta_c \{ \cos(\theta) \cos(2\pi/3) - \sin(\theta) \sin(2\pi/3) \} \} \\ &= \frac{2}{3} \{ (\delta_a (\delta_b + \delta_c) / 2) \cos(\theta) + 1/\sqrt{3} (\delta_b - \delta_c) \sin(\theta) \} \\ &= \delta_a \cos(\theta) + 1/\sqrt{3} (\delta_b - \delta_c) \sin(\theta) \\ &|\delta_{ds}| \leq |\delta_m| \end{aligned} \tag{14}$$

로 표현되고 식(4)를 통하여 q축 전류의 맥동분은 평균이 영인 스위칭 주파수 ω_c 와 동일한 외부의 토오크 교란으로 둘 수 있다. d축의 맥동성분도 다음으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \delta_{ds} &= \delta_a \sin(\theta) - 1/\sqrt{3} (\delta_b - \delta_c) \cos(\theta) \\ &|\delta_{ds}| \leq |\delta_m| \end{aligned} \tag{15}$$

d축 자속전류의 맥동은 식(4)의 λ_{ds} 에 맥동을 발생 시키어 전동기 토오크 상수의 비구조적 섭동으로 나타난다. 비구조적 섭동은 norm으로 표현되므로 삼각파형태의 맥동전류를 동일한 최대치의 정현파로 가정하면 식(6)에서 부터 자속 λ_{ds} 의 맥동분 $\Delta\lambda_{ds}$ 의 크기를 알 수 있다.

$$\Delta\lambda_{ds} = M \frac{\delta_m}{|1 + j\omega_c T_r|} \tag{16}$$

회전자 시정수의 오차로 인한 토오크의 비선형 특성은 토오크 상수의 구조적 섭동으로 표현되어야 한다. 실제의 회전자는 주위온도에 비해 130도 이상 상승하여 50%정도 저항의 상승을 가져온다. 자화 인덕턴스도 포화하면 공칭값의 80%정도로 줄어들고 철심의 자속 선형구간에서는 120%정도 되므로 전체 회전자 시정수의 변화^[7]는

$$\frac{0.8L_r}{1.5R_r} = 0.53T_r \sim \frac{1.2L_r}{1.0R_r} = 1.2T_r \tag{17}$$

로 주어진다. 회전자 시정수의 오차에 따른 토오크 상수의 변동량은 그림 3에 나타나 있다.

다른 계수를 가진 다항식의 집합은 불확실성 다항식^[8]으로 다음과 같이 표현된다.

$$f(s, q) = \sum_{i=0}^{d(q)} a_i(q) s^{d(q)-i} \tag{18}$$

여기서 $a_i(q)$ 는 계수를 나타내는 함수이며, $d(q)$ 는 차수를 나타내는 함수이다. 구조적 섭동에 대한

플랜트의 모델은 전달함수에서의 계수변동으로 표현하며, 비구조적 섭동은 bounded norm으로 나타내어진다. 구조적 섭동이 존재하는 플랜트는

$$P_0(s, q) = \frac{N(s, q)}{D(s, q)} \quad (19)$$

로 된다. 비구조적 섭동은

$$M(P_0(s), r(s)) \equiv \{(I + L(s))P_0(s); \|L(j\omega)\| < |r(j\omega)|, \omega \geq 0\} \quad (20)$$

으로 되며, L(s)는 안정한 유리함수로 |r(jw)|로 제한된다.

구조적 섭동과 비구조적 섭동이 동시에 존재하면 이들 두 모델을 하나로 합하여 다음으로 표현할 수 있다.

$$M(P_0(s, q), r(s)) \equiv \{(I + L(s))P_0(s, q); \|L(j\omega)\| < |r(j\omega)|, \omega \geq 0\} \quad (21)$$

벡터제어 유도전동기의 구조적 섭동은 토오크 상수, 관성 J 및 마찰점성 B의 변화이다. d축의 맥동 전류는 토오크상수로 동작하는 λ_{ds} 에 식(3.5)의 비구조적 섭동의 형태로 나타나며 식(21)의 r(s)는 다음으로 주어진다.

$$r(s) = \frac{\Delta_r}{\lambda_{ds}} = \begin{cases} \frac{\delta_m}{(1 + sT_r)\lambda_{ds}} & s = j\omega, \\ 0 & s \neq j\omega, \end{cases} \quad (22)$$

비구조적 및 구조적 섭동이 존재하는 벡터제어 유도전동기의 전달함수를 표현하면 다음과 같다.

$$P(s, q) = \frac{\omega_r}{i_{ds}} = q_1 \frac{1 + L(s)}{q_2 s + q_3} = K_T \frac{1 + r(s)}{Js + B} \quad (23)$$

$; J \in [J_1, J_2]; B \in [B_1, B_2]; K_T \in [K_{T1}, K_{T2}]$

여기서 J는 관성, B는 마찰, K는 토오크 상수를 나타낸다. 벡터제어 유도전동기는 비구조적 및 구조적 섭동이 동시에 존재하지만 회전자 시정수 Tr와 인버터에서 발생하는 전류맥동의 스위칭 주파수 ω_c 가 매우 높으므로 식(22)의 비구조적 섭동은 미소량이 된다. 그러므로 제어기 설계에서 비구조적 섭동 r(s)은 무시될 수 있다.

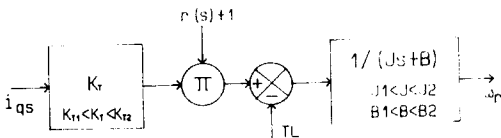


그림 5. 벡터제어 유도전동기 블럭도
Fig. 5. Block diagram of vector-controlled induction motor.

Ⅲ. 견실제어기 설계

구조적 섭동을 가진 벡터제어 유도전동기는 선형요소만으로 구성된 모델추종 견실제어기를 사용하면 섭동에 대한 실시간 추적과 견실성이 얻어진다.

1. 속도 PI제어기

시스템의 시간응답 특성은 극점의 위치로 결정되며 복수의 극점중 우세극점과 나머지 극점들이 멀리 떨어져 있다고 가정하면 그림 6의 관계에서 오버슈트와 상승시간 t_r 은 다음과 같다.

$$Overshoot = \exp\left(\frac{-\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right) \quad (24)$$

$$Rising\ time = \frac{1 + 1.1\zeta + 1.4\zeta^2}{\omega_0} \quad (25)$$

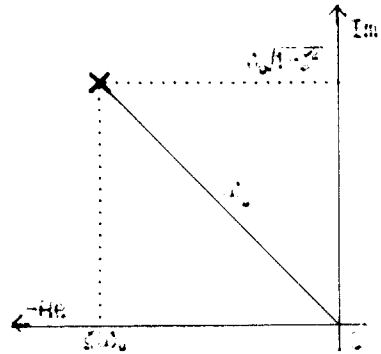


그림 6. 극점의 ω_0, ζ 의 관계
Fig. 6. Relation between ω_0 and ζ of pole.

PI제어기는 제어변수 K_p, K_i 로

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (26)$$

구성되며 시스템의 시간응답 조건에서 ζ, ω_0 를 결정하면, 우세극점 p_1, p_2 를 얻는다. $s=p_1$ 과 $s=p_2$ 에서 특성방정식이 영이 되므로 계수 K_p, K_i 를 결정할 수 있다.

이것은 플랜트 $P_0(s)$ 와 제어기 $G_c(s)$ 의 특성방정식

$$0 = 1 + [K_p + K_i/p_1]P_0(p_1)$$

$$0 = 1 + [K_p + K_i/p_2]P_0(p_2) \quad (27)$$

이 주어지므로 계수 K_p, K_i 를 다음의 식으로 얻는다.

$$K_p(\omega_0) = 1 \frac{\sqrt{1-\zeta^2}A(\omega_0) + \zeta B(\omega_0)}{\sqrt{1-\zeta^2}[A(\omega_0)^2 + \zeta B(\omega_0)^2]} \quad (28)$$

$$K_i(\omega_0) = 1 \frac{\omega_0 \zeta B(\omega_0)}{\sqrt{1-\zeta^2}[A(\omega_0)^2 + \zeta B(\omega_0)^2]}$$

여기서 $A(\omega_0) = \text{Re } P_0(p_1)$ 이고 $B(\omega_0) = \text{Im } P_0(p_1)$ 이다.

2. 모델 추종 제어기

모델추종 제어기는 기준모델의 출력에 근접한 전동기의 출력을 얻기위한 것으로 전동기의 변화에 대한 건설성을 확보할 수 있다. 전동기를 다음과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} pX_p &= A_p X_p + B_p u_p + E_p \omega_d \\ y_p &= C_p X_p \end{aligned} \quad (29)$$

여기서 입력 u_p 와 출력 y_p 는 m -vector, 변수 X_p 는 n -vector, ω_d 는 외부교란이고 행렬 A_p , B_p , C_p , E_p 는 적절한 크기를 가진다. 전동기는 가제어, 가관측이며 행렬 C_p 는 full rank로 가정한다. 기준모델은 전동기의 공칭치로 표현되는 선형시불변으로 아래와 같이 표현한다.

$$\begin{aligned} pX_r &= A_r X_r + B_r u_r \\ y_r &= C_r X_r \end{aligned} \quad (30)$$

제어기는 시스템의 안정도 확보, 정상상태에서 기준출력과의 오차제거, 기준모델의 $y_r(t)$ 에 근접하게 $y_p(t)$ 를 제어하는 것으로 하고, 교란 $\omega_d(t)$ 와 입력 $u_r(t)$ 는 $t > 0$ 에서 일정하다고 가정하면, 이들의 미분은 영이 되고, 기준모델과 전동기 출력의 차로 표현되는 오차는

$$e(t) = y_r(t) - y_p(t) \quad (31)$$

으로 된다. 정상상태 오차를 제거하는 적분기를 도입하기 위해 상태변수의 미분으로 오차시스템^[10]을 표현하면 다음과 같다.

$$p \begin{bmatrix} pX_p \\ e \\ pX_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_p & 0 & 0 \\ -C_p & 0 & C_r \\ 0 & 0 & A_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} pX_p \\ e \\ pX_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_p \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} p u_p \quad (32)$$

상태회환의 control law

$$p u_p = K_1 p X_p + K_2 e + K_3 p X_r \quad (33)$$

이며 평가함수를

$$J_x = \int_0^{\infty} [e Q e + p u_p R p u_p] dt \quad (34)$$

으로 하여 오차시스템에 대한 정상상태의 Riccati 방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$0 = PA + A^T P + Q - PBR^{-1}B^T P \quad (35)$$

식의 해 가는 Potter's algorithm^[11]을 이용하여 구하며 제어변수 K_1 , K_2 , K_3 는

$$[K_1, K_2, K_3] = -R^{-1}[B_r^T, 0]P \quad (36)$$

로 주어지고 전동기의 입력 $u_p(t)$ 는 초기조건 $X_p(0) = 0$, $X_r(0) = 0$ 라 두면 식(33)에서 부터 구할 수 있다. 기준모델이 전동기의 공칭치로 표현되므로 모델의 입력 u_r 을 식(33)의 적분상수항으로 추가하면 추종 지연시간을 개선시키게 된다.

$$u_p(t) = K_1 X_p(t) + K_2 \int_0^t e(\tau) d\tau + K_3 X_r(t) + u_r(t) \quad (37)$$

벡터제어 유도전동기는 식(23)으로 전달함수가 주어지고 이것을 상태방정식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} p \omega_{rp} &= \frac{-B}{J} \omega_{rp} + \frac{K}{K} i'_{qs} - \frac{TI}{J} \\ &= A_p \omega_{rp} + B_p i'_{qs} - \omega_d \end{aligned} \quad (38)$$

기준모델은 각계수의 공칭값을 선택하며 외부의 교란은 없다고 가정한다. 이것을 식(32)의 오차시스템에 대입하고 식을 정리하면 두개의 식으로 분리된다.

$$\begin{aligned} 0 &= P_1 A_1 + A_1^T P_1 + Q_1 - P_1 B_1 R_1^{-1} B_1^T P_1 \\ 0 &= P_2 A_2 + A_2^T P_2 + P_2 A_r - P_2 B_r R_r^{-1} B_r^T P_2 \end{aligned} \quad (39)$$

여기서 $A_1 = \begin{bmatrix} -A_p & 0 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$, $B_1 = \begin{bmatrix} B_p \\ 0 \end{bmatrix}$, $Q_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & Q \end{bmatrix}$, $A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, $R_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ 이다.

분리된 두식에서 해 P_1 과 P_2 를 구하여 식(37)에 대입하면 계수 K_1 , K_2 , K_3 가 얻어진다.

$$\begin{aligned} K_1 &= -\frac{\sqrt{2B_p \sqrt{Q}}}{B_p} \\ K_2 &= \sqrt{Q} = K_{im} \\ K_3 &= -K_1 = K_{pm} \end{aligned} \quad (40)$$

그러므로 식(38)에서 제어기는 $K_3 = -K_1$ 이므로 PI로 구성된다.

$$i'_{qs}(t) = K_{im} \int_0^t e(\tau) d\tau + K_{pm} e(t) + u_r(t) \quad (41)$$

그림 7은 벡터제어 유도전동기의 모델추종 견실제어기를 나타낸다.

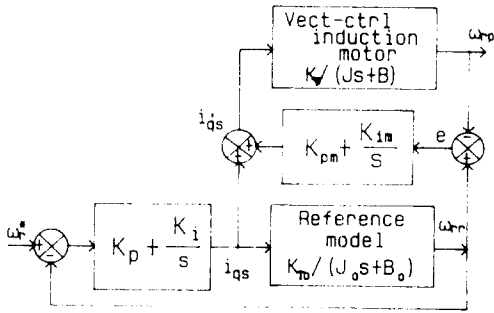


그림 7. 벡터제어 유도전동기의 모델추종 견실제어기
Fig. 7. Model-following robust controller of vector-controlled induction motor.

IV. 실험

구성된 견실제어기는 DSP프로세서 ADSP-2105를 사용하며 여기에 12bit A/D, D/A와 I/O를 접속하여 벡터제어와 모델추종제어의 연산을 모두 프로그램으로 처리하였으며 인버터는 MOSFET를 사용하였다. 표 1은 사용된 전동기의 계수를 표시한다.

표 1. 사용된 유도전동기 계수

Table 1. Parameters of the tested induction motor.

Phase 3	Rated voltage 220 V
Pole 2	Rated output 1/2Hp
	Rated freq. 60 Hz
R_s 5.55Ω	R_r 5.25
L_s 0.43 H	L_r 0.43 H
M 0.354 H	
$J_0=0.0002 \text{ Kgm}^2$	$J = [J_0, 2J_0]$
$B_0=0.0006 \text{ Nms}$	$B = [B_0, 2B_0]$
$K_0=0.1 \text{ Nm/A}$	$K = [K_0, 2.8K_0]$

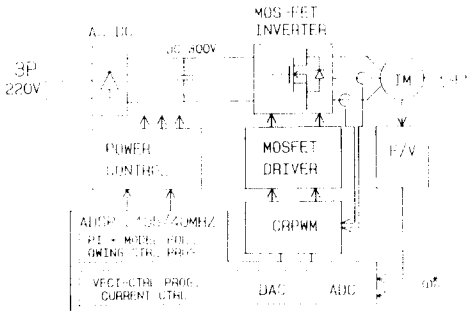
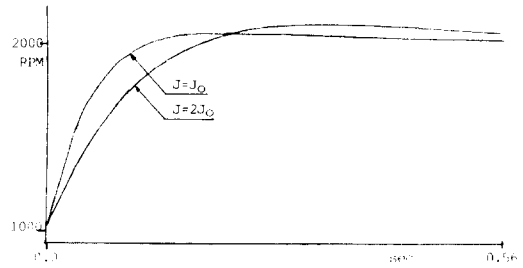
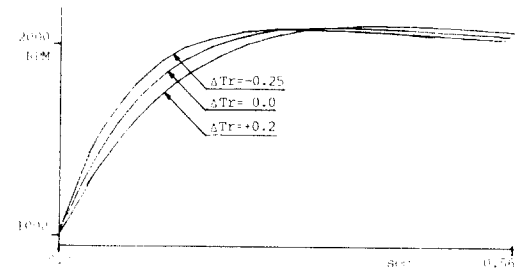


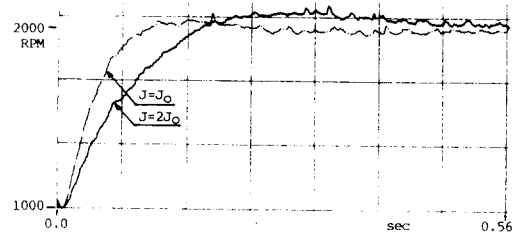
그림 8. 모델추종 견실제어기 구성도
Fig. 8. Configuration of model-following robust controller.



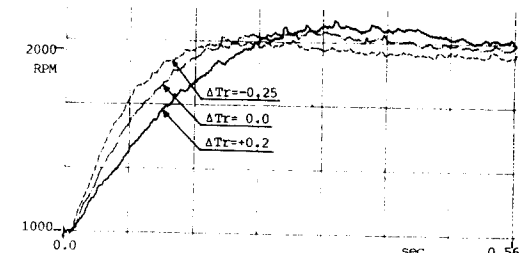
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 9. PI제어기에 의한 스텝응답
(a)(b) 실험결과 (c)(d) 시뮬레이션 결과
Fig. 9. Step responses with PI controller.
(a)(b) results from experiment,
(c)(d) results from simulation.

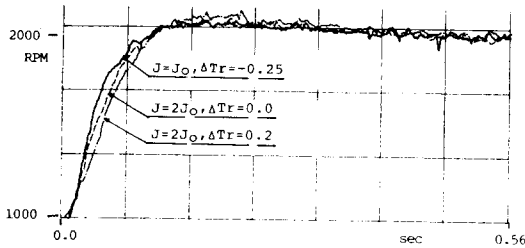


그림 10. 모델추종 건설제어기에 의한 스텝응답
Fig. 10. Step responses with model-following robust controller.

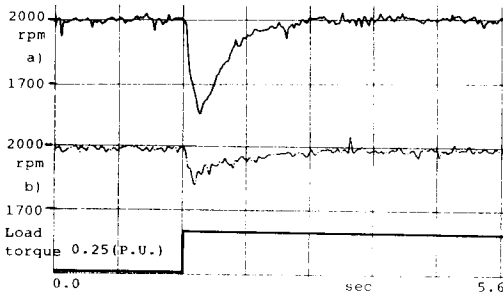


그림 11. 부하 변화에 대한 속도변동
(a) PI 제어기의 결과
(b) 모델 추종 건설제어기의 결과
Fig. 11. Speed variations for the step change of load.
(a) result in PI controller,
(b) result in model-following roiuost controller.

그림 8에 전체 구성을 나타낸다. 그림 9는 벡터제어 유도전동기의 속도제어기로 PI제어기를 사용하였을 때의 스텝응답으로 a)는 관성 J 의 변화에 따른 속도 특성이며 b)는 회전자 시정수가 변화 하였을 때의 응답과형이다. 또한 c)와 d)는 시물레이션의 결과를 나타낸다. 관성변화는 전달함수에서 계수변화를 일으키고 시스템의 시간응답의 변화를 가져오며 회전자 시정수 변화도 토오크 상수의 변동으로 관성변화와 동일한 영향을 일으킨다.

제안된 모델추종 건설제어기는 전동기의 입력전류의 제한값과 과도전류의 특성을 고려한 시물레이션으로 검토하여 Q 를 0.1로 결정하였다. 그림 10은 모델추종 건설제어기의 속도 스텝응답이며, 그림 11은 부하토오크 변동에 대한 속도변동을 관측한 것으로 a)

는 PI제어기를 이용한 경우이며, b)는 모델추종 건설제어기에서의 속도변동이다. 제안된 모델추종 건설제어기의 전동기변화 및 토오크 교란에 대한 우수한 건설성을 확인 할 수 있다.

V. 결 론

벡터제어 유도전동기에서 인버터 동작으로 인한 전류의 맥동성분은 전동기 전달함수에서 토오크 상수의 비구조적 섭동으로 작용되고, 동시에 외부 토오크 교란으로 나타난다. 비구조적 섭동은 자화인덕턴스의 저역여과기 작용과 맥동전류의 높은 스위칭 주파수로 인하여 미소치를 가지므로 서보제어기의 안정도에 영향을 미치지 않는다. 그러므로 벡터제어 유도전동기는 회전자 시정수의 오차와 부하변화를 포함한 구조적 섭동을 가진 전달함수로 표현되었다.

벡터제어 유도전동기의 구조적 섭동을 보상하기 위하여 비례, 적분기만으로 구성된 모델추종 건설제어기를 설계하였다. 제안된 모델추종 건설제어기는 기준모형을 구동하여 시스템의 우세극점을 설계하는 속도 PI제어기와 전동기 변화에 대한 모델추종 PI제어기를 사용하여 건설성 및 시간응답 특성을 독립적으로 설계하였다. 기준모형을 전동기의 공칭치로 선정하고 모델 입력을 추종제어기의 출력과 신호합성하여 추종지연시간을 개선시켰다.

상승시간과 오버슈트로 부터 속도 PI제어기의 계수가 얻어지고, 기준모형과 벡터제어 유도전동기의 오차로 표현된 상태방정식에서, LQR제어를 이용한 Riccati방정식의 해를 구하여 모델추종 PI제어기의 계수를 얻었다. 제안된 모델추종 건설제어기를 DSP 프로세스를 이용하여 구현하고 실험과 시물레이션으로 동작을 확인하였으며 회전자 시정수 오차는 관성의 변화와 함께 시스템의 응답에 많은 변화를 일으킬 수 확인 할 수 있었다.

參 考 文 獻

- [1] Thomas A. Lipo, "Recent progress in the development of solid state AC motor drives", *IEEE Trans. on PE-3*, no. 2, pp. 105-117, April 1988.
- [2] Hiromasa Hanneda and Akira Nagao, "Digitally controlled optimal position servo of induction motors", *IEEE Trans. on IE-36*, no. 3, pp. 349-360, August 1989.

- [3] Luis J. Garces, "Parameter adaption for the speed controlled static AC drive with a squirrel cage induction motor". *IEEE Trans. on IA-16*, no. 2, pp. 173-178, March/April 1980.
- [4] J.M.D. Murphy and M.G. Egan, "A comparison of PWM strategies for inverter-fed induction motors". *IEEE Trans. on IA-19*, pp. 363-369, 1983.
- [5] Astrom and Wittenmark, "Adaptive control", Addison Wesley, 1989.
- [6] Jan Lunze, *Robust multivariable feedback control*. Prentice hall, 1989.
- [7] R. Krishnan and Frank C. Doran, "Study parameter sensitivity in high performance inverter-fed induction motor drive system". *IEEE Trans. on IA-23*, no. 4, pp. 623-635, July 1987.
- [8] Kehui Wei and R.K. Yedavalli, "Robust stabilizability for linear system with both parameter variation and unstructured uncertainty". *IEEE Trans. on AC-34*, no. 2, pp. 149-156, Feb. 1989.
- [9] Karl J. Astrom and Tore Hagglund, *Automatic tuning of PID controllers*. Instrument Society of America, 1988.
- [10] Katsuhisa Furuta and Katsumi Komiya, "Design of model-following servo controller". *IEEE Trans. on AC-27*, no. 3, pp. 725-727, June 1982.
- [11] Robert W. Newcomb, *Linear optimal control*, Prentice-hall, chap. 15, 1971.

 著者紹介



李治煥(正會員)

1961年 8月 6日生. 1984年 영남대학교 전자공학과 졸업. 1988년 경북대학교 대학원 전자공학과 공학석사 학위 취득. 1989년 ~ 현재 동대학원 박사과정 재학중. 1991년 ~ 현재 영남전문대학 전기과 조교수. 주관심분야는 서보제어, 전력전자 등임.



權宇鉉(正會員)

1953年 6月 22日生. 1977年 서강대학교 전자공학과 공학사 취득. 1979년 한국과학기술원 공학석사 학위 취득. 1993년 한국과학기술원 공학박사 학위 취득. 1979년 ~ 현재 경북대학교 전자공학과 교수. 주관심분야는 서보제어, 전력변환 등임.