

선형 모델 추종제어되는 유도전동기에서 견실제어기 설계

Robust Controller Design in the Linear Model Following Controlled Induction Motor

김우현, 윤경섭, 권우현

(Woo-Hyun Kim, Kyung-Sup Youn, and Woo-Hyen Kwon)

Abstract : Generally PI controller is used in the servo system. But the time response of the system which is designed by the PI control scheme is deviated from the desired time response by the system parameter variation or the perturbation like the torque disturbance. LMFC(Linear Model Following Controller) is used to make the response of the system follow that of the model even though the parameter variation or the perturbation exists. In this paper, the design method which uses auxiliary model to construct the robustness enhancer in LMFC is proposed. And this robustness enhancer is designed by robust control theory. The proposed method has faster convergence time against low frequency torque disturbance than LMFC. The results are verified by SIMULINK simulations and experiments.

Keywords : induction motor, LMFC, robust control

I. 서론

과거뿐만 아니라 현재의 폐환제어에 널리 사용되는 비례이득, 적분이득을 가지는 PI(Proportional Integral) 제어기는 대부분의 경우 실제 응용에 잘 적용되어 왔지만, 초기에 제어기를 동조시키기가 어렵고 시스템변수들이 시간에 따라 변하거나 시스템의 비선형성이 강한 경우 시간응답특성이 변화되는 특성을 가진다[1][2].

시스템변수의 변화에 대한 시간응답 특성의 견실성을 확보하면서, 구현의 어려움을 해결하기 위하여 선형요소만으로 구성되는 선형모델추종제어기(LMFC : Linear Model Following Controller)가 있다[3]-[6]. LMFC를 유도전동기에 적용하여 구성한 것이 있으나 이러한 LMFC는 부하외란에 대한 응답특성이 느린 단점이 있다[7][8]. 또한 Poo 등은 모델을 이용한 제어기 설계시 시스템변수의 변화 및 외란에 강인한 제어기를 얻기위해 모델 출력과 시스템 출력의 오차를 폐환시키는 강인성 향상기를 제안하였다[9].

본 논문에서는 기본적으로 LMFC의 특성을 유지하면서 시스템변수의 변화 및 부하토크 외란에 보다 더 강인한 특성을 가진 제어기 설계방법을 제안한다. 이것은 시스템의 시간응답을 결정하기 위해 PI 제어기를 사용하고, 시스템변수의 변화에 대한 시간응답특성의 추종능력을 향상시키기위해 LMFC로 제어기를 구성한다. 그러나 이렇게 구성된 LMFC는 부하외란에 대하여 느린 단점이 있다. 본 논문에서는 이러한 단점을 해결하기 위하여 Poo가 제안한 강인성 향상기를 추가하고자 한다. 그러나 LMFC에서 사용하고 있는 모델의 출력을 강인성 향상기

에 그대로 사용할 경우 기준모델의 입력이 변하게 되어 강인성 향상기의 특성을 제대로 얻을 수 없으므로 보조 모델을 사용하여 강인성 향상기를 구성한다. 이렇게 구성된 강인성 향상기는 부하외란에 대하여 강인한 특성을 LMFC에 제공하지만 잡음에 대한 민감도도 동시에 증가시키므로 이들을 동시에 고려하기 위하여 최근에 많이 알려진 견실제어 이론을 사용한다. 이렇게 설계된 제어기는 잡음대역폭을 증가시키지 않으면서 시스템변수의 변화에 대한 시간응답특성의 보존 및 부하외란에 대해 강인한 특성을 가짐을 모의실험 및 실험을 통하여 확인한다.

II. 본론

1. 유도전동기에서의 섭동

유도전동기에는 관성, 점성마찰의 변화, 비선형적으로 존재하는 전력제한, 시정수의 변화에 따르는 비선형적 토크응답, 엔코더 신호의 속도신호 변환때 발생하는 샘플링 잡음, 인버터의 CRPWM(Current Regulated Pulse Width Modulation)에 의한 전류오차 및 잡음, 유도전동기의 역기전력에 의한 전류신호 왜곡, 부하토크의 변화 등과 같은 많은 섭동이 존재하지만 시스템의 시간응답 특성에 크게 영향을 미치는 관성 및 시정수의 변화에 대하여 고찰한다.

유도전동기를 장시간 운전하면 내부온도가 상승하고 온도 변화에 따라 전동기 파라미터들이 변화하는데 그 중에서 회전자 저항의 변화량이 비교적 크다. 이와 같은 전동기 파라미터들의 변화에 대한 출력 토크의 변동을 고찰하기 위해서 토크 지령치와 출력 토크의 비를 나타내면 (1)과 같은 결과를 얻는다[10]. 여기서 L_m 은 상호 인덕턴스, L_r 은 회전자측 인덕턴스, T_r 은 회전자 시정수, ω_{sl} 은 슬립 각속도, *는 지령치를 나타낸다.

접수일자 : 1998. 4. 6., 수정완료 : 1999. 4. 6.

김우현, 권우현 : 경북대학교 전자전기공학부

윤경섭 : 거창전문대학 컴퓨터응용전자과

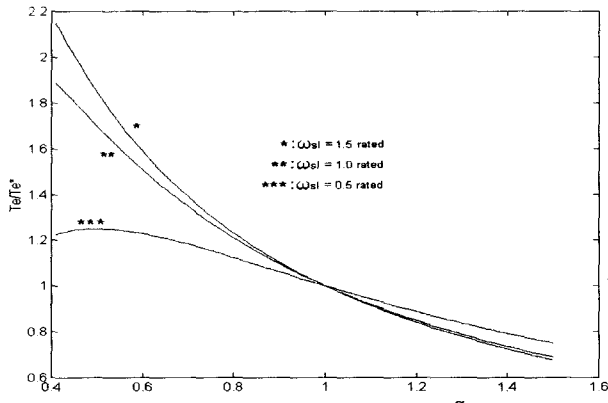


그림 1. α 에 대한 토크 지령치와 실제 토크의 비.
Fig. 1. The ratio of actual to command torque versus α .

$$\frac{T_e}{T_e^*} = \left[\frac{L_m}{L_m^*} \right]^2 \left[\frac{L_r^*}{L_r} \right] \left[\frac{T_r}{T_r^*} \right] \left[\frac{1 + (\omega_{sl}^* T_r^*)^2}{1 + (\omega_{sl} T_r)^2} \right] \quad (1)$$

회전자 저항 R_r 의 변화에 따른 출력 토크의 변동을 고찰하기 위하여 회전자측 누설 인덕턴스의 변동분을 무시하고 상호 인덕턴스 값이 같다고 가정하면 (2)를 얻는다.

$$L_m = L_m^*, L_r = L_r^*, T_r = \alpha T_r^* \quad (2)$$

여기서 T_r 은 L_r/R_r 이고, α 는 시정수 T_r^* 과 실제 시정수 T_r 의 비례계수이다. 따라서 (2)를 (1)에 대입하면 (3)과 같은 회전자 저항의 변화량과 출력 토크와의 관계식을 얻는다.

$$\frac{T_e}{T_e^*} = \alpha \left[\frac{1 + (\omega_{sl}^* T_r^*)^2}{1 + (\alpha \omega_{sl} T_r^*)^2} \right] \quad (3)$$

그림 1은 회전자 저항의 변화에 따른 토크의 지령치와 실제 토크와의 관계를 보여 주고 있으며 회전자 저항이 증가할수록 출력 토크의 변화는 $\alpha=1$ 을 기준으로 서로 엇갈리는 방향으로 감소한다.

유도전동기는 내부의 시정수 변화에 의한 토크상수의 변화뿐만 아니라 서보시스템에 사용할 경우 외부에서 가해지는 부하 변동에 의한 관성의 변화가 존재할 수가 있다. 이러한 관성과 토크상수의 변화는 시스템 극점의 변화를 초래한다. 그러나 시스템을 적절히 제어하기 위해서는 시스템의 정확한 극점의 위치를 알고 그에 따른 제어를 설계하여야만 가능하다. 따라서 이러한 시스템의 극점변화는 설계된 제어기의 최적성을 상실할 뿐만 아니라 그에 상응하는 시간응답 특성의 변화를 수반한다. 유도전동기의 전달함수는 벡터제어가 된다고 가정하면 (4)과 같이 나타나고, 블록선도는 그림 2와 같다.

$$G_P(s) = \frac{K_T}{Js+B} \quad (4)$$

여기서 $B_{\min} < B < B_{\max}$, $K_{T\min} < K_T < K_{T\max}$, $J_{\min} < J < J_{\max}$ 이다. J , B 및 K_T 는 유도전동기에 존재하는 섭동의 형태에 따라 각각 J_{\min} , B_{\min} , $K_{T\min}$ 으로 주어지는 하한치와 J_{\max} , B_{\max} , $K_{T\max}$ 로 주어지는 상한치로 제한

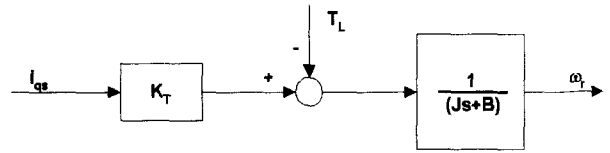


그림 2. 벡터제어 유도전동기의 블록선도.
Fig. 2. Block diagram of vector controlled induction motor.

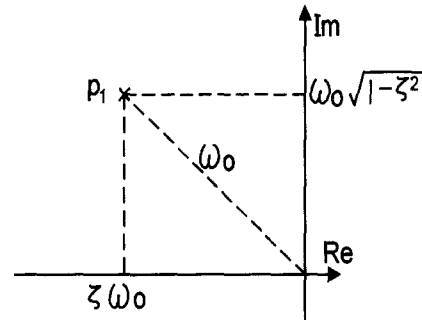


그림 3. 우세극점의 ω_0 와 ζ 의 관계.
Fig. 3. Relation between ω_0 and ζ of dominant pole.

되는 형태이다. 따라서 제어기를 설계할 때 이러한 섭동에 대하여 충분히 고려한 후 설계를 하여야 한다.

2. 제어기 설계

2.1 PI 제어기 설계

PI 제어기는 단순구조로 아날로그와 디지털제어 시스템에서 구현이 간편하므로 산업현장에서 널리 사용되고 있다. 제어할 시스템의 극점들 중 우세극점과 다른 극점들이 멀리 격리되어 있다고 가정하면 그림 3과 같이 표현되고 오버슈트 OS와 상승시간 t_r 은 (5)와 같다.

$$OS = \exp\left(\frac{-\pi \zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right) \quad (5)$$

$$t_r = \frac{1+1.1\zeta+1.4\zeta^2}{\omega_0}$$

정상상태 오차를 제거하는 가장 단순한 PI 제어기는 제어계수 K_i , K_p 로 구성되며 (6)의 형태를 갖는다.

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (6)$$

플랜트 $P_o(s)$ 와 제어기 $G_c(s)$ 를 포함한 특성방정식을 이용하여 원하는 시간응답을 고려한 계수 K_i , K_p 는 (7)과 같이 얻어진다[7].

$$K_p(\zeta, \omega_0) = -\frac{\sqrt{1-\zeta^2}A(\zeta, \omega_0) + \zeta B(\zeta, \omega_0)}{\sqrt{1-\zeta^2}[A(\zeta, \omega_0)^2 + B(\zeta, \omega_0)^2]} \quad (7)$$

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

여기서 $A(\zeta, \omega_0) = \text{Re}[P_o(p_1)]$, $B(\zeta, \omega_0) = \text{Im}[P_o(p_1)]$ 이며 계수 ζ 와 ω_0 는 시간응답을 결정하는 요인으로 (5)에서 얻어진다.

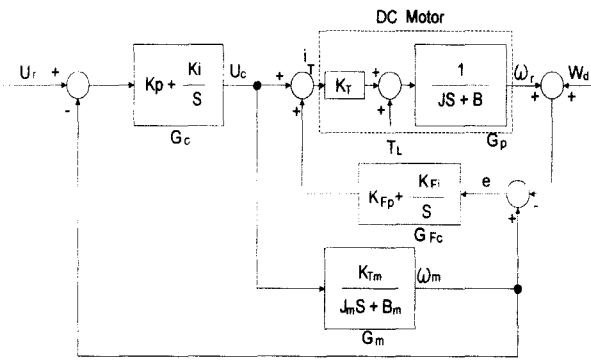


그림 4. LMFC 블록도.
Fig. 4. Block diagram of LMFC.

2.2 선형모델추종제어기(LMFC) 설계

LMFC는 정확하게 모델링하기 어려운 시스템을 제어하기 위해 사용될 수 있는 제어방법이다. 이것은 시스템의 변수가 변하거나 외란이 존재하는 경우에도 시스템의 상태가 제어목적인 모델의 상태를 따르도록 하는 것이다. 벡터제어 유도전동기는 (8)의 상태방정식으로 나타난다. 이러한 유도전동기를 LMFC로 설계하기 위해 토크 전류 $i_{qs}(t)$ 를 (9)와 같이 구성한다[6]-[8].

$$p\omega_r = \frac{-B}{J} \omega_r + \frac{K_T}{J} i_{qs} - \frac{T_L}{J} \quad (8)$$

$$i_{qs}(t) = K_{Fi} \int_0^t e(\tau) d\tau + K_{Fp} e(t) + U_c \quad (9)$$

$$e = \omega_m - \omega_r$$

여기서 U_c 는 유도전동기와 기준모델을 제어하기 위한 PI 제어기 출력이다. 이렇게 설계된 LMFC의 블록도는 그림 4와 같다.

그림 4의 입력력 전달함수는 (10)과 같다. 시스템변수의 변화와 무관한 두 개의 우세극점은 $G_{fix}(s)$ 로 형성되고, $G_{var}(s)$ 로 주어지는 두 개의 극점과 영점은 시스템변수의 변화가 없는 상태에서는 서로 극영점이 상쇄되지만, 관성 J 와 토크상수 K_T 가 공칭치를 벗어나는 경우 상쇄되지 않으므로 $G_{fix}(s)$ 의 우세극점을 보장하기 위해서 $G_{var}(s)$ 의 극점을 멀리 위치시키고, 출력의 진동을 줄이기 위해 반드시 극점을 실수축에 배치되도록 해야한다.

$$\begin{aligned} \frac{\omega_r}{U_r} &= \frac{G_p}{1+G_{Fc}G_p} \cdot G_c(1+G_{Fc}G_m) \left(\frac{1}{1+G_cG_m} \right) \\ &= \frac{K_T(K_p s + K_i)}{(J_m s^2 + (B_m + K_{Tm}K_p)s + K_{Tm}K_i)} \cdot \\ &\quad \frac{(J_m s^2 + (B_m + K_{Tm}K_{Fp})s + K_{Tm}K_{Fi})}{(J s^2 + (B + K_T K_{Fp})s + K_T K_{Fi})} \\ &= G_{fix}(s) G_{var}(s) \end{aligned} \quad (10)$$

따라서 제어계수는 $G_{var}(s)$ 의 극점을 구하기 위한 근의 공식에서 $G_{var}(s)$ 의 극점보다 큰 극점을 가지고 또한 허수근을 가지지 않는 조건을 구하면 (11)과 같다.

$$K_{Fp} \gg K_p, K_{Fi} \leq \frac{(B + K_T K_{Fp})^2}{4JK_T} \quad (11)$$

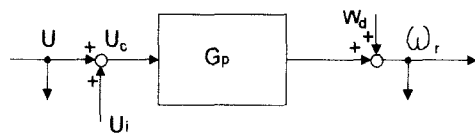


그림 5. 강인성 향상기 블록도.
Fig. 5. Block diagram of robustness enhancer.

$$\frac{\omega_r}{W_d} = \frac{K_T K_{Fp} s + K_T K_{Fi}}{J s^2 + (B + K_T K_{Fp}) s + K_T K_{Fi}} \quad (12)$$

I장에서 알아본것과 같이 (10)에서 모델링되지 않은 G_p 에 포함된 섭동을 $1 + G_{Fc}G_p$ 의 인수로 감쇄시키는 것을 알 수 있으나 (12)에서와 같이 잡음 W_d 에 대한 대역폭의 확장이 동시에 발생하므로 과도한 K_{Fp}, K_{Fi} 는 설정될 수 없다.

2.3 모델을 이용한 제어기의 강인성 향상기 설계

모델을 이용한 제어기 설계시 시스템변수의 변화 및 외란에 강인한 제어기를 설계하기 위하여 모델의 출력과 시스템 출력의 오차를 귀환시킨다[9][11][12]. 즉 제어입력이 (13)과 같이 주어지는 강인성 향상기는 그림 5에 보여진다.

$$U_c = U + U_i, U_i = W(G_m U - \omega_r) \quad (13)$$

$$\frac{\omega_r}{U} = \frac{G_p}{1+G_p W} \cdot (1 + G_m W) \quad (14)$$

여기서 W 는 하중함수를 나타낸다.

그림 5의 전달함수를 구하면 (14)와 같으며 이것은 시스템의 모델링되지 않은 섭동을 $(1 + G_p W)$ 의 크기로 감쇄시킴을 알 수 있다.

2.4 견실 선형모델추종제어기(RMFC) 설계

RMFC(Robust LMFC)는 2.2절에서 설계된 LMFC가 부하토크와 같은 저주파 외란에 대해 느린 응답특성을 해결하기 위하여 LMFC의 시간응답 보존 특성을 유지하면서 외란 및 시스템변수의 변화에 보다 더 강인한 제어기를 설계하기 위하여 LMFC를 포함한 시스템 G_p' 에 대하여 강인형 향상기의 보조모델을 추가한다. 즉 제어입력이 (15)와 같이 주어지는 강인성향상기를 가진 선형모델추종제어기는 그림 6에 보여진다. 여기서 G_c 는 2.1절의 PI 제어기 설계, G_{Fc} 는 2.2절의 선형모델추종제어기 설계방법에 의해 설계한다.

$$G_p' = \frac{G_p}{1+G_p G_{Fc}} + \frac{G_p G_{Fc}}{1+G_p G_{Fc}} \cdot G_m \quad (15)$$

$$U_c(t) = K_i \int_0^t e_c(\tau) d\tau + K_p e_c(t) + K(\omega_{am}(t) - \omega_r(t)) \quad (16)$$

여기서 e_c 는 $U_r - \omega_{am}$ 을, ω_r 는 $\omega_r - W_d$ 를 의미한다.

그림 6의 전달함수를 구하면 (17)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{\omega_r}{U_r} &= \frac{K G_m G_p (1 + G_{Fc} G_m)}{1 + G_{Fc} G_p + K G_p + K G_p G_{Fc} G_m} \cdot \frac{G_c}{1 + G_c G_m} \\ &= G_{var}(s) G_{fix}(s) \end{aligned} \quad (17)$$

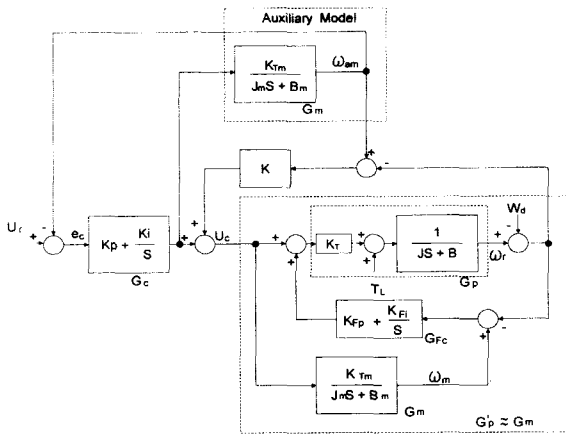


그림 6. 강인성 향상기를 가진 LMFC 블럭도.
Fig. 6. Block diagram of LMFC with robust enhancer.

$$\frac{\omega_r}{T_L} = \frac{G_p/K_T}{1 + G_{Fc}G_p + KG_p + KG_{Fc}G_mG_p} \quad (18)$$

$$\frac{\omega_r}{W_d} = \frac{G_{Fc}G_p + KG_p + KG_{Fc}G_mG_p}{1 + G_{Fc}G_p + KG_p + KG_{Fc}G_mG_p} \quad (19)$$

(17)에서 분자의 G_p 에 포함된 시스템의 모델링되지 않은 부분이 $1 + G_{Fc}G_p + KG_p + KG_{Fc}G_mG_p$ 의 인수로 폐회로 내에서는 감쇄됨을 의미한다. 따라서 LMFC의 $1 + G_{Fc}G_p$ 의 항보다 $KG_p + KG_{Fc}G_mG_p$ 의 항이 추가됨으로써 G_p 의 모델링되지 않은 섭동에 대하여 LMFC보다 강인한 특성을 보이게 된다. 즉 $K=0$ 인 경우 앞에서 설계한 LMFC가 되고, 설계된 K_{FP} , K_{Fi} 를 그대로 유지하면서 K 의 이득을 증가시키면 (17)의 $G_{var}(s)$ 의 분모가 증가함으로 부하토크와 같은 저주파 외란에 계속 강인해지는 특성을 나타내지만 (19)에서 나타난 것처럼 센서잡음에 의한 대역폭이 따라서 증가하므로 계속 증가시킬 수 없다. 따라서 부하토크와 센서잡음을 동시에 고려하기 위해서 최근에 잘 알려진 H^∞ 제어이론을 사용한다[12].

$$\|\rho W_1(s)S(s) W_2(s)T(s)\|_\infty \quad (20)$$

(18)과 (19)에서 T_L 은 부하토크로 저주파 영역에서 발생하는 외란이고, W_d 는 센서잡음으로 고주파영역의 신호이다. 따라서 T_L 과 W_d 에 대해서 ω_r 이 영향을 받지 않도록 제어기 K 를 설계하여야 한다. 즉 제어목적은 (18)을 $S(s)$, (19)를 $T(s)$ 로 두면 (20)을 최소화시키는 것이다. 여기서 $W_1(s)$ 는 부하토크에 관한 하중함수(weighting function)이므로 저역통과필터로 선정하고, $W_2(s)$ 는 센서잡음에 관한 것으로 고역통과필터로 선정한다. 그리고 ρ 는 T_L 과 W_d 에 대한 ω_r 의 영향을 어느쪽에 더 비중을 두느냐에 따라 결정한다.

3. 모의실험 및 실험

RMFC 설계는 다음과 같은 과정을 따른다. 모의실험 및 실험에 사용된 유도전동기의 사양은 표 1과 같다.

1) PI 제어기 설계 : (5), (7)에서 오버슈트와 상승시간을 고려하여 PI이득을 구하기위해 $\omega_o = 10[\text{rad/sec}]$,

표 1. 실험에 사용된 유도전동기 사양.

Table 1. The specification of induction motor used in the experiment.

| | |
|---|----------------------------|
| Rated Voltage : 220V, 1 Hp, 4 pole, 3 Phase | |
| 회전자 저항(R_r) | 1.95 [Ω] |
| 고정자 저항(R_s) | 2.5 [Ω] |
| 회전자 누설 인덕턴스(L_{lr}) | 7.5 [mH] |
| 고정자 누설 인덕턴스(L_{ls}) | 7.5 [mH] |
| 상호 인덕턴스(L_m) | 153 [mH] |
| 시정수(T_r) | 82 [msec] |
| 토크상수(K_T) | 0.6 [Nm/A] |
| 점성 마찰(B) | 0.0041 [Nm-s] |
| 관성(J) | 0.0048 [Kgm ²] |

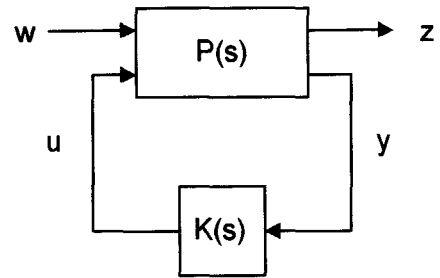


그림 7. H^∞ 제어를 위한 표준플랜트 블록도.
Fig. 7. Two port block diagram for H^∞ control.

$\zeta = 0.707$ 로 두면 $K_p = 0.061$, $K_i = 0.4$ 를 얻는다.

2) LMFC 설계 : K_{FP} , K_{Fi} 는 크면 클수록 시스템변수의 변화 및 부하 토크와 같은 외란에 강인한 성질을 가지지만 센서잡음과 같은 출력잡음에 민감하므로 시스템변수의 변화범위 등을 파악한후 응답특성이 허용설계조건을 만족하도록 설계한다. 따라서 (11)을 만족하면서 센서잡음에 대한 대역폭을 100[rad/sec]로 제한하는 제한계수는 적분이득을 PI 제어기와 같은 $K_{Fi} = 0.4$ 로 잡으면 $K_{FP} = 0.48$ 이 된다.

3) RMFC 설계 : 제안된 시스템을 전설제어이론을 위한 표준플랜트인 그림 7과 같이 표현하면 그림 8을 상태방정식으로 나타내면 (21)과 같다[13]. 여기서 w 는 제어할 수 없는 외란이나 잡음, z 는 제어대상, u 는 제어입력, y 는 케환신호를 나타낸다.

$$\dot{x} = [Ax + B_1w + B_2u]$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{-B}{J} - \frac{K_T K_{FP}}{J} & K_T K_{Fi} & \frac{K_T K_{FP}}{J_m} & -C_T - C_w K_T K_{FP} \\ -\frac{1}{J} & 0 & \frac{1}{J_m} & 0 & C_w \\ 0 & 0 & -\frac{B_m}{J_m} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_T & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & A_w \end{bmatrix} x$$

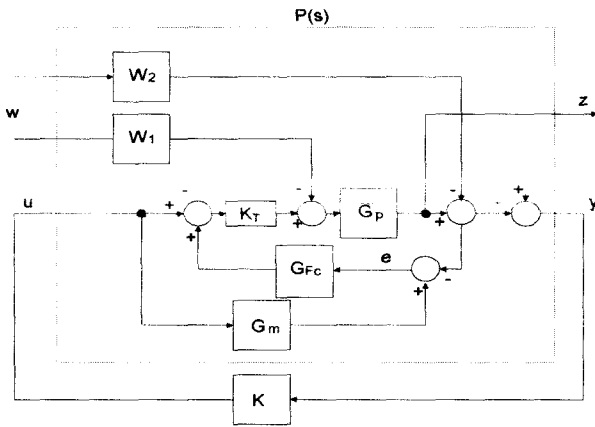


그림 8. 제안된 시스템의 표준플랜트 블록도.
Fig. 8. Two port block diagram for the proposed system.

$$\begin{bmatrix} D_T & -D_w K_T K_{Fp} \\ 0 & D_w \\ 0 & 0 \\ B_T & 0 \\ 0 & B_w \end{bmatrix} w + \begin{bmatrix} K_T \\ 0 \\ K_{Tm} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u$$

$$z = C_1 x + D_{11} w + D_{12} u$$

$$= \left[\frac{1}{J} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \right] x$$

$$y = C_2 x + D_{21} w + D_{22} u$$

$$= \left[-\frac{1}{J} \ 0 \ 0 \ 0 \ C_w \right] x + \left[0 \ D_w \right] w$$

(21)

여기서 w 는 $[T_L \ W_d]$ 를 의미하고, A_T, B_T, C_T, D_T 는 $W_1(s)$, A_w, B_w, C_w, D_w 는 $W_2(s)$ 를 상태방정식으로 나타내었을 때의 행렬이다. 따라서 전실제어를 구하기 위한 packed 행렬 P 는 (22)와 같이 나타난다.

$$P = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix}$$

(22)

이렇게 구해진 P 행렬은 MATLAB의 LMI ToolBox를 사용하여 $W_1(s)$ 와 $W_2(s)$ 를 (23)과 같이 잡았을 때 제어기 K 를 구하면 5차의 제어기가 구해지며 이를 다시 balanced truncation을 사용하여 차수를 2차로 줄이면 (24)가 구해진다.

$$W_1(s) = 100(s+100)^{-1}$$

(23)

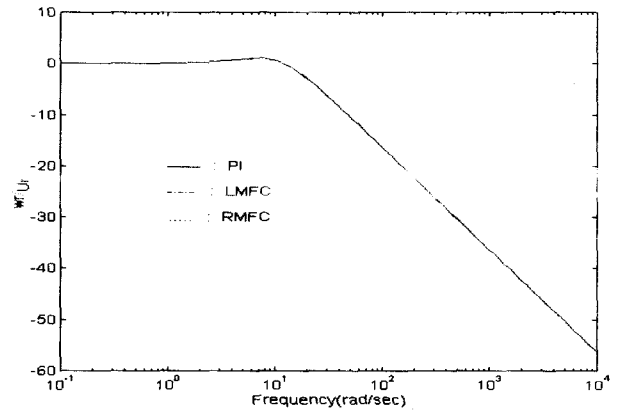
$$W_2(s) = s(s+400)^{-1}$$

$$K = \frac{-2076.58951s + 171956.5264}{s^2 + 2653.53675s + 2098074.7971}$$

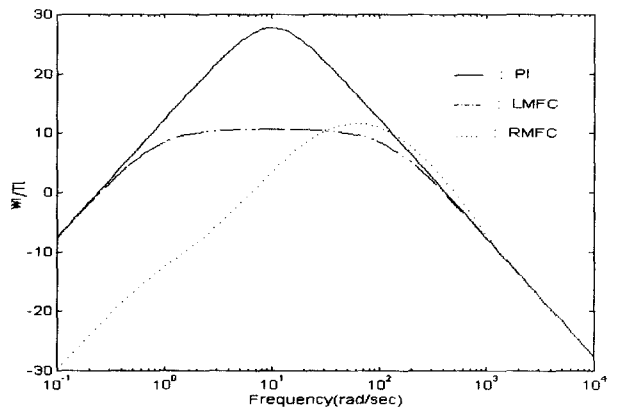
(24)

3.1 모의실험

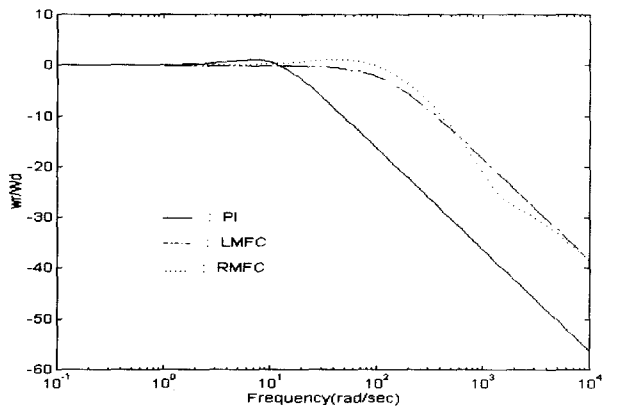
모의실험은 MATLAB의 SIMULINK를 사용하였으며 모델과 시스템이 정합되는 경우와 정합되지 않는 경우를 나누어 주파수영역과 시간응답을 비교 분석하였다.



(a) ω_r/U_r



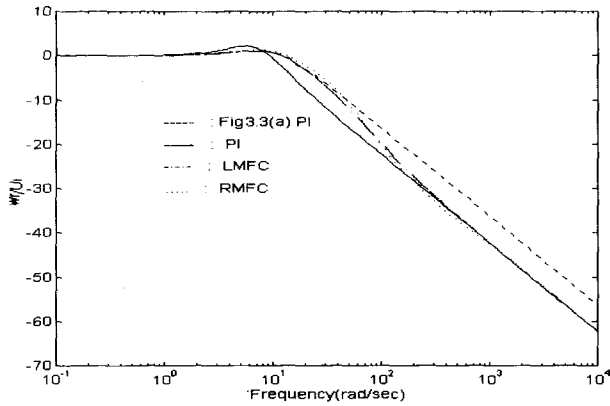
(b) ω_r/T_L



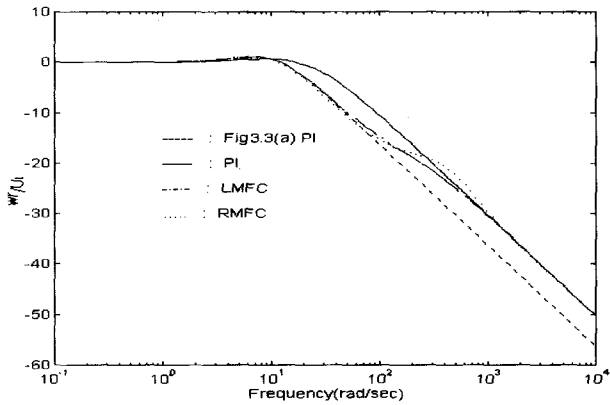
(c) ω_r/W_d

그림 9. $J=J_m, K_T=K_{Tm}, B=B_m$ 경우 주파수응답.
Fig. 9. Frequency response for $J=J_m, K_T=K_{Tm}, B=B_m$

그림 9(a)에서 보여진것과 같이 모델과 시스템이 완전히 정합되는 경우 기준입력에 대한 출력 전달특성은 PI, LMFC, 제안된 제어기 모두 다 같음을 볼 수 있다. 하지만 그림 9(b)와 같이 부하토크에 대한 특성은 K_{Fp}, K 가 첨가될수록 좋아짐을 알 수 있다. 특히 LMFC에서는 저주파 영역에서의 특성은 그다지 향상시키지 못하지만 제안된 제어기에서는 현저히 향상됨을 알 수 있다. 그림 9(c)는 센서와 같은 출력잡음에 대한 전달특성으로 LMFC



(a) $J=2J_m$



(b) $K_T=2K_{Tm}$

그림 10. 시스템변수가 변하는 경우의 주파수응답.
Fig. 10. Frequency response for system parameter variation.

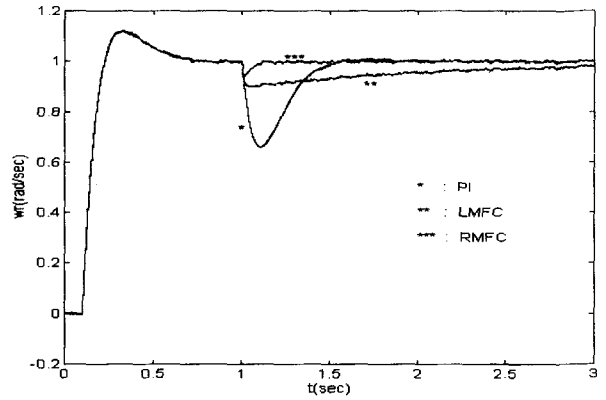
는 오버슈트가 적고 저주파 특성이 좋으나, 제안된 제어기는 고주파 특성이 조금더 좋음을 알 수 있다. 이것은 제안된 제어기 설계시 고주파 잡음에 대한 하중함수의 영향으로 얻어진 결과이다.

그림 10(a)에서 보여진것과 같이 J 가 두배로 변하거나, 그림 10(b)에서와 같이 K_T 가 두배로 증가하면 저주파영역의 경우 PI 제어기는 전달특성이 크게 변하지만, LMFC 및 제안된 제어기의 경우는 거의 변하지 않음을 알 수 있으며, 고주파영역은 각 제어기가 모두 같은 특성을 보인다.

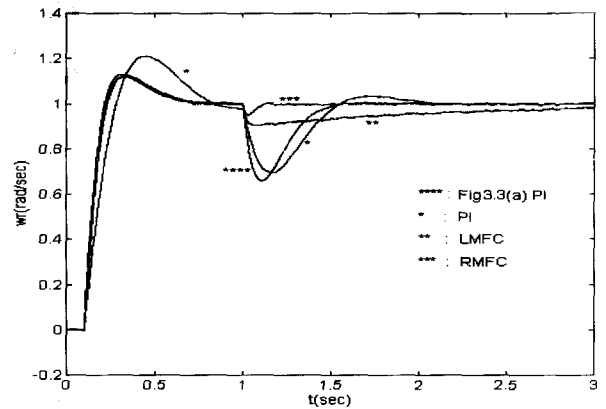
그림 11(a)에서 모델과 시스템변수가 같을 경우 과도응답은 같게 나타나며, 시스템변수가 변하는 경우인 그림 11(b)와 그림 10(a)의 과도응답과 비교할때 PI 제어기가 가장 벗어나고, 제안된 제어기와 LMFC는 거의 같음을 볼 수 있다. 계단과 토크 외란에 대한 특성은 주파수 응답에서 본 것과 같이 제안된 제어기가 가장 좋으며 LMFC는 변동폭은 작으나 정상상태 도달시간이 길고, PI 제어의 경우도 변동폭은 크나 LMFC보다 정상상태 도달시간은 빠름을 알 수 있다.

3.2 실험

실험은 TMS320C30 마이크로프로세서를 사용하여 제



(a) $J=J_m, K_T=K_{Tm}, B=B_m$



(b) $J=2J_m, K_T=K_{Tm}, B=B_m$

그림 11. 계단과 입력에 대한 출력 시간응답.
Fig. 11. Output time response for step input.

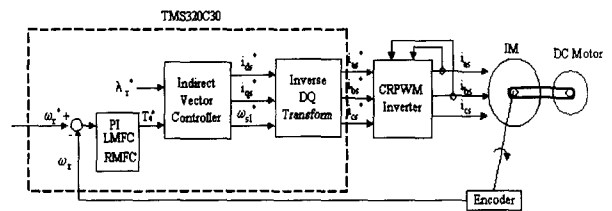


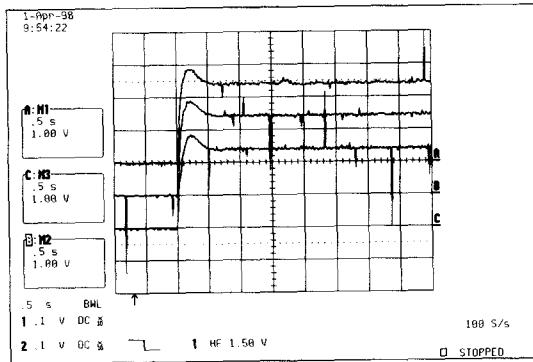
그림 12. 유도전동기 시스템 및 제어기 블록도.
Fig. 12. Block diagram of induction motor system and controller.

어를 구성하였으며, 직류전동기를 타이밍벨트를 사용하여 유도전동기와 연결함으로써 관성 및 비스쿠스 마찰력을 변화시켰다. 또한 직류전동기를 단락시킴으로써 부하토크를 가하였다. 그림 12는 제어기의 블록도를 나타내고 그림 13은 실험에 사용된 시스템 사진을 나타낸다.

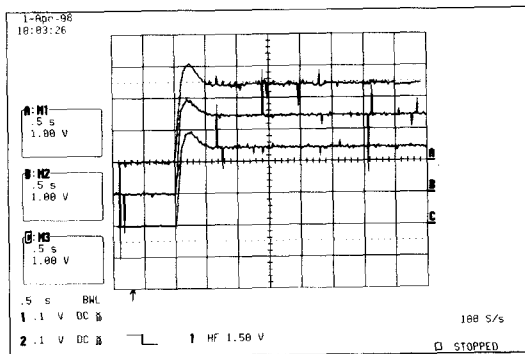
그림 14 및 그림 15에서 A는 PI, B는 LMFC, C는 제안된 제어기의 파형을 나타내며, 그림 14(a)는 모델이 정합하는 경우로 시뮬레이션에서와 같이 세 개의 파형이 모두 같은 시간응답 특성을 보인다. 그러나 직류전동기를 타이밍 벨트로 연결함으로써 J, B 를 $\Delta J, \Delta B$ 만큼 변화시켰을 경우는 그림 14(b)와 같이 PI 응답은 기준응



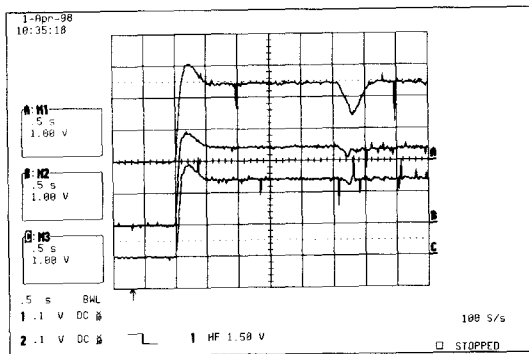
그림 13. 부하토크 및 관성의 변화를 부과하기 위한 시스템 사진.
Fig. 13. Photograph of system for the load torque and inertia.



(a) $J = J_m, K_T = K_{Tm}, B = B_m$

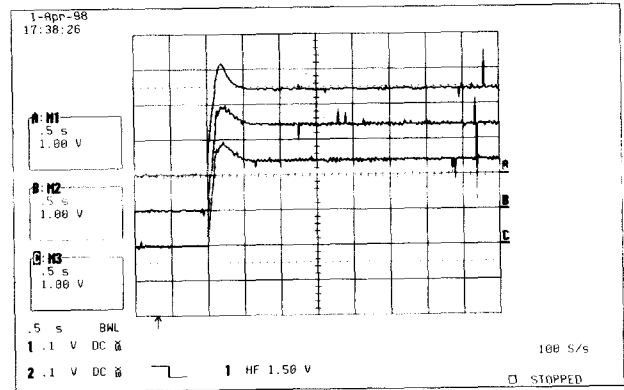


(b) $J = J_m + \Delta J, K_T = K_{Tm}, B = B_m + \Delta B$

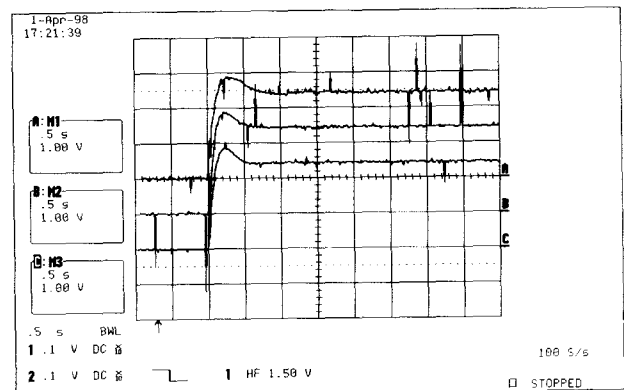


(c) $J = J_m + \Delta J, K_T = K_{Tm}, B = B_m + \Delta B$ with T_L .
(A : PI, B : LMFC, C : RMFC)

그림 14. 계단과 입력에 대한 시간응답 실험파형.
Fig. 14. Experimental waveform of time response for step input.



(a) $T_r^* = 0.5T_r$



(b) $T_r^* = 1.5T_r$
(A : PI, B : LMFC, C : RMFC)

그림 15. 시정수 변화에 대한 시간응답 실험파형
Fig. 15. Experimental waveforms of time response for various time constant.

답에 비하여 오버슈트가 가장 크게 나타나서 원하는 시간응답에서 벗어난다. 또한 스텝명령을 준 후 2.5[sec] 정도의 시간이 지나고 난 다음 직류전동기를 단락시켜 부하토크 T_L 을 스텝적으로 가한 후 제거하지 않았을 때 인 그림 14(c) 경우는 제안된 제어기가 가장 작은 오차 및 빠른 수렴속도를 가지고 있다. 따라서 제안된 제어기는 시스템변수가 변화하더라도 과도응답이 설계된 시간응답에서 거의 벗어나지 않으면서, 부하 토크와 같은 외란에 대해서 빠르게 기준신호에 수렴한다.

그림 15는 그림 1에 나타난 것과 같이 벡터제어시 사용된 시정수의 지령치가 실제의 시정수보다 그림 15(a)는 0.5배 그림 15(b)는 1.5배인 경우로 토크 지령에 대한 선형성이 확보되지 않아서 PI 제어는 기준 시간응답 궤적에서 상당히 벗어나고 LMFC 및 RMFC는 약간 벗어나긴 하지만 제대로 추적하고 있다.

III. 결론

본 논문에서는 시스템변수의 변화 및 부하변동과 같은 외란에 강인한 제어를 설계하기 위하여 선형모델추종제어기에 강인성 향상기를 보조모델을 사용하여 추가함으로써 선형모델추종제어기보다 부하변동에 견실한 제

여기 설계방법을 제안하였다. 제안된 제어기는 부하 외란에 대한 강인성을 향상시키면서 동시에 잡음에 대한 대역폭도 확장시키므로 이들을 동시에 고려하기 위하여 최근에 잘 알려진 건실제어이론을 사용하여 구하였다. 구하여진 제어기는 MATLAB의 SIMULINK를 사용한 모의실험 및 TMS320C30을 사용한 유도전동기 시스템 실험에서 관성 및 비스코스 마찰력의 변화에도 시간응답 특성이 거의 변하지 않으면서 LMFC보다 부하토크 외란에 대해 강인한 특성을 볼 수 있었다. 따라서 제안된 제어기는 시스템변수의 변화가 심한 경우에도 시간응답 특성을 보존하면서 부하토크와 같은 외란에 대해 강인한 특성을 얻고자 할 때 유용하게 사용될 수 있을 것이다.

참고문헌

[1] K. Wei and R. K. Yedavalli, "Robust stabilizability for linear system with both parameter variation and unstructured uncertainty," *IEEE Trans. Automatic Control*, 34, no. 2, pp. 149-156, Feb., 1989.

[2] K. J. Astrom and T. Hagglund, *Automatic Tuning of PID Controllers*, Instrument Society of America, 1988.

[3] L. X. Wang, "Study of simplifying schemes for designing MRAC," *IEEE IECON Conf. Rec.*, pp. 314-319, 1988.

[4] K. Furuta and K. Komiya, "Design of model following controller," *IEEE Trans. Automatic Control*, 27, no. 3, pp. 725-727, June, 1982.

[5] Frank L. Lewis, *Applied Optimal Control and Estimation*, Prentice-Hall, 1992.

[6] 황창선, 정호성, 남경원, "퍼지 제어를 이용한 오버슈트가 없는 모델 추종 제어 시스템의 한 설계," *대한전기공학회*, 제45권 12호, pp. 1794-1799, 1996.

[7] 이치환, 권우현, "벡터제어 유도전동기의 모델추종 건실제어기 설계," *대한전자 공학회 논문지*, 제30권 11호, 1993.

[8] H. J. Wu and Y. Y. Tzou, "LQG/LTR robust control of an AC Induction servo drive," *IEEE PESC Conf. Rec.*, pp. 613-619, 1991.

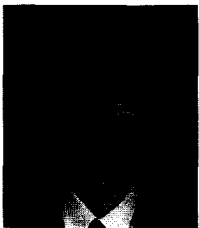
[9] H. A. Zhu, C. L. Teo and A. N. Poo, "A Robustness Enhancer for Model-Based Controller," *IEC-ON*, pp. 2033-2038, 1993.

[10] R. Krishnan and Frank Doran, "Study of parameter sensitivity in high performance inverter-fed induction motor drive systems," *IEEE Trans. IA-23*, no. 4, July/August, 1987.

[11] M. Morari and E. Zafiriou, *Robust Process Control*, Prentice-Hall, 1989.

[12] C. H. Yim, J. H. Kang, S. H. Song and P. I. K-im, "New feedforward control of brushless DC motors(BLDCM) using a novel disturbance suppressor," *IAS Annual Meeting*, pp. 1910-1916, 1995.

[13] K. Shahian and M. Hassul, *Control System Design Using MATLAB*, Prentice Hall, 1993.



김 우 현

1969년 3월 14일생. 1994년 경북대 전자공학과 졸업. 동대학원 석사(1996), 1996년-현재 경북대학교 전자공학과 제어계측전공 박사과정. 관심분야는 전력전자, 전동기제어, 컴퓨터 응용제어.



윤 경 섭

1991년 경북대 전자공학과 졸업. 동대학원 석사(1993), 동대학 박사(1998). 1997년-현재 거창전문대학 컴퓨터응용전자과 전임강사. 관심분야는 전동기제어 및 자동화.

권 우 현

제어 · 자동화 · 시스템공학 논문지 제4권, 제5호, 참조.