論文98-35T-6-12

직류전동기에서 저주파 부하외란에 강인한 선형 모델추종제어기 설계

(Design of Linear Model Following Controller to Reject Low Frequency Load Disturbance in DC Motor)

尹 暻 燮 *, 李 治 煥 **, 權 宇 鉉 ***

(Kyung-Sup Youn, Chi-Hwan Lee, and Woo-Hyen Kwon)

요 약

PI제어기는 서보시스템에 널리 사용되어 왔다. 그러나 PI제어기로 설계된 시스템응답은 부하변동과 같은 외란이나 시스템 변수의 변화에 대하여 원하는 시간응답을 보존할 수가 없다. 따라서 시간응답 특성의 견실성을 확보하면서, 구현상의 어려움을 해결하기 위하여 선형요소만으로 구성되는 선형 모델추종제어(LMFC: linear model following control) 방법이 있다. 이 방법은 기준모델의 출력을 플랜트가 추종하도록 제어하는 것으로, 플랜트의 구조적 섭동에 무관한 시간응답 특성을 얻을 수 있으나 부하토크에 대한 응답속도가 느린 단점이 있다. 이러한 단점을 해결하기 위하여 모델추종제어기에 강인성향상기를 보조모델을 사용하여 도입함으로써 저주파 부하토크에 대한 응답속도를 향상시켰다. 제안된 제어기(RMFC: LMFC with robust enhancer)는 저주파 부하토크에 대하여 LMFC보다 강인한 특성을 보였으며 시뮬레이션 및 TMS320C30 DSP 시스템에 의한 실험으로 검증하였다.

Abstract

PI controller has been used in the servo system. However the time response of the system designed using the PI control scheme does not provide with desirable time response in case of variation in system parameters or perturbation like a torque disturbance. LMFC(Linear model following controller) is being used to make the response of the system follow that of the model even though the parameter variation or the perturbation occurs. In this paper, a design method, RMFC(Robust Model Following Controller) is proposed, which use an auxiliary model in addition to the LMFC, which affords robustness against the low frequency load torque disturbance. The proposed method is more useful to rejecting the low frequency torque disturbance than LMFC. Proposed method is verified by simulation and experiment.

I. 서 론

과거뿐만 아니라 현재의 궤환제어에 널리 사용되는 비례이득, 적분이득, 미분이득을 가지는 PID(Propotional Intergral Derivative)제어기는 대부분의 경우 실제응용에 잘 적용되어 왔지만, 초기에 제어기를 동조시키기가 어렵고 시스템변수들이 시간에 따라 변하거나 시스템의 비선형성이 강한 경우 시간응답특성이 변화되며, 또한 광범위한 조건하에서의 안정도를 보장하기 위해서는 제어기 매개변수들을 최적의 조건에서 약간 벗어나게 준동기 시킬 필요가 있는데 이렇게 되면 제어기 자체의 최적성이 상실되고 만다[1] [2].

이러한 PID제어기의 단점을 보완하기 위해 시스템

* 正會員, 居昌專門大 電子科
(Dept. of Elec. Eng., Keochang Prov. College)
** 正會員, 威德大學校 電子科
(Dept. of Elec. Eng., Uiduk Univ.)
*** 正會員, 慶北大學校 電子電氣工學部
(Dept. of Elec. Eng., Kyungpook Nat'l Univ.)
接受日字: 1998年4月1日, 수정완료일: 1998年6月16日

변수의 변화에 대한 시간응답 특성의 견실성을 확보하면서, 구현의 어려움을 해결하기 위하여 선형요소만으로 구성되는 방법으로 선형모델추종제어기(LMFC)가 있다[3][4]. 이러한 LMFC를 유도전동기에 적용하여 모델추종제어기를 PI로 구성한 것이 있으나 이러한 LMFC는 부하외란에 대한 응답특성이 느린 단점이 있다[5][6]. 또한 Poo등은 모델을 이용한 제어기 설계시 시스템 변수의 변화 및 외란에 강인한 제어기를 설계하기위하여 모델의 출력과 시스템 출력의 오차를 궤환시키는 강인성향상기를 제안하였다[7][8][9].

본 논문에서는 시스템이 추종해야할 기준모델제어는 PI제어에 의해 상승시간과 오버슈트등을 결정하고, 모델추종제어를 위한 제어기를 또한 PI제어기로 가지는 LMFC를 구성한다. 또한 기존의 이러한 LMFC는 부하외란에 대한 응답속도가 느리므로 Poo등이 제안한 강인성향상기를 도입하기위해서 보조모델을 추가한 후 시스템 출력과 보조모델 출력과의 차를 궤환함으로써 시스템변수의 변화에 강인하면서 계단형식의 외란에대해 LMFC보다 강인한 모델추종제어기를 제안한다. 제안된 방법은 MATLAB의 SIMULINK를 사용하여 모의실험을 행하고, 직류전동기 시스템에 적용하여 실험을 통한 검증을 행한다.

Ⅱ. 본 론

1. PI제어기 설계

PI(Proportional-Intergal) 제어기는 단순구조로 아날로그와 디지탈제어 시스템에서 구현이 간편하며 시스템의 여러 문제점을 해결하기에 충분한 것으로 산업현장에서 중요한 역할을 담당하고 있다. 시스템에서 제어기설계의 중요한 목표는 극점의 위치에 있다.

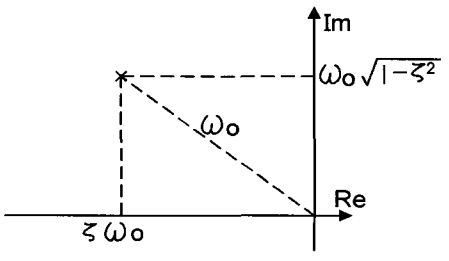


그림 1. 우세극점의 ωo와 ζ의 관계
Fig. 1. Relation between ωo and ζ of dominant pole.

즉 시간응답의 특성을 고려하여 제어기의 계수를 결정한다. 시간응답 특성은 시스템의 극점들 중 우세극점과 다른 극점들이 멀리 격리되어 있다고 가정하면 그림 1과 같이 표현되고 오버슈트 OS와 상승시간 t_r은 다음과 같다.

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

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

정상상태 오차를 제거하는 가장 단순한 PI제어기는 제어계수 K_i, K_p로 구성되며 다음의 형태를 갖는다.

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \tag{3}$$

계수를 결정하기 위해서 식(1-2)의 시간응답 조건에서 ζ와 ω_o를 결정하면 우세극점 p_1, p_2를 얻는다.

$$\begin{aligned} p_1 &= -\zeta\omega_o + j\omega_o\sqrt{1-\zeta^2} = -r_p + j\omega_p \\ p_2 &= -\zeta\omega_o - j\omega_o\sqrt{1-\zeta^2} = -r_p - j\omega_p \end{aligned} \tag{4}$$

$s=p_1$,과 $s=p_2$를 특성방정식에 대입하면 0이 되므로 계수 K_i, K_p를 결정할 수 있다. 이것은 플랜트 $P_o(s)$와 제어기 $G_c(s)$를 포함한 식(5)의 특성방정식을 이용한다.

$$\begin{aligned} 0 &= 1+[K_p + \frac{K_i}{p_1}]P_o(p_1) \\ 0 &= 1+[K_p + \frac{K_i}{p_2}]P_o(p_2) \end{aligned} \tag{5}$$

그러므로 식(2)-식(5)에서 원하는 시간응답을 고려한 계수 K_i, K_p는 다음과 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} K_p(\zeta,\omega_o) &= -\frac{\sqrt{1-\zeta^2}A(\zeta,\omega_o)+\zeta B(\zeta,\omega_o)}{\sqrt{1-\zeta^2}[A(\zeta,\omega_o)^2+\zeta B(\zeta,\omega_o)^2]} \\ K_i(\zeta,\omega_o) &= \frac{\omega_o B(\zeta,\omega_o)}{\sqrt{1-\zeta^2}[A(\zeta,\omega_o)^2+\zeta B(\zeta,\omega_o)^2]} \end{aligned} \tag{6}$$

여기서 $A(\zeta,\omega_o)=\mathrm{Re}[P_o(p_1)]$, $B(\zeta,\omega_o)=\mathrm{Im}[P_o(p_1)]$ 이며 계수 ζ와 ω_o는 시간응답을 결정하는 요인으로 식(1)과 식(2)에서 얻어진다. 1차 플랜트는 두 개의 극점 p_1, p_2만을 가지므로 임의의 시간응답 설계요구조건을 만족하는 ζ와 ω_o를 선정하는 것이 가능하다. 그러나 다차의 플랜트에서는 다수의 극점이 존재하며 시간응답의 결정에 어려움이 따른다.

2. 선형모델추종제어기(LMFC) 설계

LMFC(Linear Model Following Controller)는 설계목적에 맞게 성능지수를 적절히 선정하기 어렵거나, 정확하게 모델링하기 어려운 시스템을 제어하기 위해 사용될 수 있는 제어방법이다. 이 제어방법은 시스템의 변수가 변하거나 외란이 존재하는 경우에도 시스템의 상태가 제어목적인 모델의 상태를 따르도록 하는 것이다. 여기서 모델은 제어시스템의 일부가 되고 모델의 상태와 제어되는 시스템의 상태 사이의 오차가 0으로 수렴하도록 설계한다. 여기서는 1차시스템인 직류전동기를 사용하여 선형모델추종제어의 예를 보인다. 1차 시스템인 직류 전동기를 상태방정식으로 나타내면 식(7)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} p\omega_r &= \frac{-B}{J}\omega_r + \frac{K_T}{J} i_T - \frac{T_L}{J} \\ &= A_p\omega_r + B_p i_T - w_L \end{aligned} \tag{7}$$

기준모델은 각 계수의 공칭값으로 식(8)와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} p\omega_m &= \frac{-B_m}{J_m}\omega_m + \frac{K_{Tm}}{J_m} i_{Tm} \\ &= A_r\omega_m + B_r i_{Tm} \end{aligned} \tag{8}$$

LMFC를 구성하기위해 토오크 전류 $i_T(t)$를 식(10)와 같이 구성하며, 적분이득 K_{Fi}는 외란에 의한 모델추종의 정상상태 오차를 0으로 한다[5] [6].

$$e = \omega_m - \omega_r \tag{9}$$

$$i_T(t) = K_{Fi}\int_0^t e(\tau)d\tau + K_{Fp}e(t) \tag{10}$$

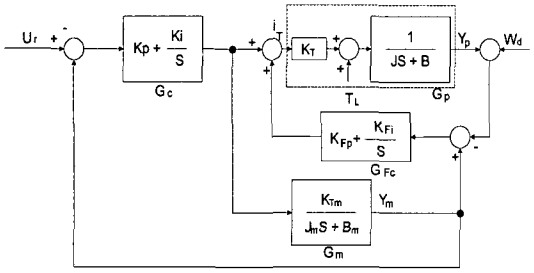


그림 2. LMFC 블록도
Fig. 2. Block diagram of LMFC.

식(10)로 주어지는 모델추종제어기와 기준모델의 속도제어를 위하여 PI제어기를 추가하고, K_{Fi} 적분동작으로 인한 추종출력의 시간지연을 해결하기위해 전향제어를 추가하면 그림(7)과 같이 된다.

그림(7)의 입출력 전달함수는 식(11)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{\omega_r}{U_r} &= \frac{G_p}{1 + G_{Fc}G_p} \cdot G_c(1 + G_{Fc}G_m)[1 - \frac{G_cG_m}{1+G_cG_m}] \\ &= \frac{K_T(K_ps + K_i)}{(J_ms^2 + (B_m + K_{Tm}K_p)s + K_{Tm}K_i)} \cdot \\ &\qquad \frac{(J_ms^2 + (B_m + K_{Tm}K_{Fp})s + K_{Tm}K_{Fi})}{(Js^2 + (B + K_TK_{Fp})s + K_TK_{Fi})} \\ &= G_{fix}(s)\,G_{var}(s) \end{aligned} \tag{11}$$

여기서 시스템 변수의 변화와 무관한 두 개의 우세극점은 $G_{fix}(s)$로 형성되고, $G_{var}(s)$로 주어지는 2개의 극점과 영점은 시스템변수의 변화가 없는 상태에서는 서로 극영점이 상쇄되어 버린다. 하지만 $G_{var}(s)$의 근접된 극점과 영점의 완전한 상쇄는 실제 시스템의 완전한 모델링이 불가능하므로 이루어지지 않는다. 주어진 시스템 변수의 변화에서 $B \ll K_T$, K_{FP} 이므로 마찰점성 B의 변화는 시스템에 영향을 미치지 않는다. 관성 J와 토오크상수 K_T가 공칭치를 벗어나는 경우, $G_{fix}(s)$의 우세극점을 보장하기 위해서는 $G_{var}(s)$의 극점을 멀리 위치 시키고, 출력의 진동을 줄이기위해 반드시 극점을 실수축에 가깝게 배치되도록 해야한다. 그러므로 제어계수는 식 (12)과 식(13)을 만족해야한다.

$$K_{Fp} \gg K_p \tag{12}$$

$$K_{Fi} \le \frac{(B + K_TK_{Fp})^2}{4JK_T} \simeq \frac{K_{Fp}}{2J} \tag{13}$$

$$\frac{\omega_r}{W_d} = \frac{K_TK_{Fp}s + K_TK_{Fi}}{Js^2 + (B + K_TK_{Fp})s + K_TK_{Fi}} \tag{14}$$

이것은 식(11)에서와 같이 부하토오크와 같은 교란을 $1 + G_{Fc}G_p$ 의 인수로 감쇄시키나 식(14)에서와 같이 잡음 W_d에 대한 대역폭의 확장이 동시에 발생하므로 과도한 K_{Fi}, K_{Fp} 는 설정될 수 없다.

3. 부하외란에 강인한 선형모델추종제어기(RMFC) 설계

제안된 RMFC(Robust Model Following Controller)는 위에서 설명한 LMFC를 근본적으로는 유지

하면서 보다더 외란 및 시스템변수의 변화에 강인한 제어기를 설계하기위하여 모델의 출력과 시스템 출력의 오차를 궤환하고자한다. 하지만 LMFC설계시 사용된 모델의 출력을 사용할 경우 강인성향상기의 특성이 LMFC와 교란이 생기면서 성능을 제대로 나타내지 못하므로 기준입력과 비교를 하기위한 모델출력을 형성하고 강인성향상기의 제어입력을 만들기 위해서 공칭모델을 보조모델로 사용하면, 근본적으로 LMFC를 유지하면서 외란 및 시스템 변수의 변화에 아주 강인한 제어기설계가 가능하게 된다. 즉 모델의 제어입력을 식(15)과 같이 설계하면 K_2=0 인 경우 위에서 설계한 LMFC가 되고, K_2의 이득이 증가함에 따라 LMFC보다 외란에 강인한 제어기가 얻어진다.

$$U_{c(t)} = K_i \int_0^t e_c(\tau)d\tau + K_p e_c(t) + K_2(\omega_{am} - \omega_p) \qquad (15)$$

여기서 e_c는 $U_r - \omega_{am}$을 의미한다.

이렇게 설계된 RMFC는 그림 3에 보여진다.

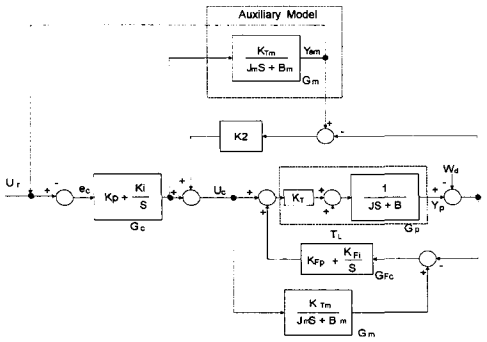


그림 3. RMFC 블럭도
Fig. 3. Block diagram of RMFC.

그림 3의 전달함수를 구하면 식(16)와 같다.

$$G_{cp} = \frac{\omega_r}{U_r} = \frac{G_p}{1 + G_{Fc}G_p + K_2G_p + K_2G_{Fc}G_mG_p} \cdot G_c(1 + G_{Fc}G_m)[1 + (K_2 - G_c)\frac{G_m}{1 + G_cG_m}] \qquad (16)$$

$$G_p = [I + \Delta_m]G_m + \Delta_a \qquad (17)$$

이것은 식(17)의 Δ_a 와 같이 더해지거나 Δ_m과 같이 곱해지는 시스템의 모델링되지 않은 부분이 폐회로 내에서는 $1 + G_{Fc}G_p + K_2G_p + K_2G_{Fc}G_mG_p$의 인수로 감소됨을 의미한다. 즉 G_p의 변화에 대한 G_{cp}의 변화정도를 나타내는 감도함수는 식(18)와 같이 주어진다.

$$\frac{\partial G_{cp} \cdot G_p}{\partial G_p \cdot G_{cp}} = \frac{1}{1 + G_{Fc}G_p + K_2G_p + K_2G_{Fc}G_mG_p} \cdot G_c(1 + G_{Fc}G_m)[1 + (K_2 - G_c)\frac{G_m}{1 + G_cG_m}] \qquad (18)$$

$$G_d = \frac{\omega_r}{W_d} = \frac{G_{Fc}G_p + K_2G_p + K_2G_{Fc}G_mG_p}{1 + G_{Fc}G_p + K_2G_p + K_2G_{Fc}G_mG_p} \qquad (19)$$

시스템의 모델링되지않은 부하토오크와 같은 외란이나 마찰력과 같은 비선형성에 의한 영향을 최소화 시키기 위해서는 K_2를 크게하면 할수록 그 영향은 작게나타나지만 식(19)와 같이 잡음 W_d에 대한 전달함수를 보면 K_2가 커질수록 대역폭이 확장되어 잡음에 의한 영향력이 증가되므로 K_2를 외란에 대한 강인성과 잡음에 의한 영향력을 고려하여 적절히 선택하여야한다.

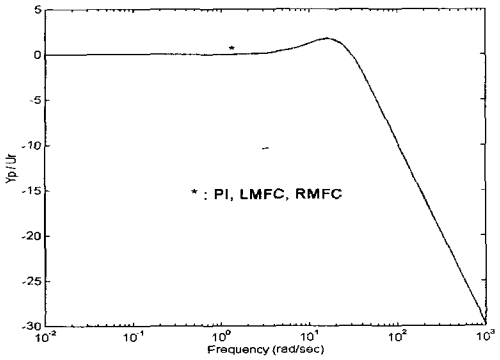
4. 모의실험

제안된 제어기 설계는 다음과 같은 과정을 따른다.

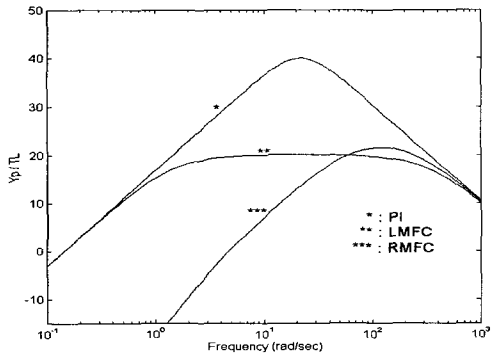
1) PI제어기 설계 : 식(2), 식(4)와 식(6)에서 오버슈트와 상승시간을 고려하여 PI이득을 구하기 위해 ζ=0.707, ω_o=20 [rad/sec] 로 두면 K_p= 0.0658, K_i=0.9617을 얻는다.
2) LMFC 설계 : 식(12)과 식(13)을 만족하면서 출력잡음을 고려하여 K_{Fp}=0.662, 적분이득은 PI 제어기와 같은 K_{Fi}=0.9617 로 잡는다. K_{Fp}, K_{Fi}는 크면 클수록 시스템변수의 변화 및 부하토오크와 같은 외란에 강인한 성질을 가지지만 센서 잡음과 같은 출력잡음에 민감하므로 시스템변수의 변화범위 등을 파악한후 응답특성이 허용설계조건을 만족하도록 설계한다.
3) RMFC 설계 : K_2의 값은 작을수록 잡음에 대한 특성은 LMFC와 같아지나 제안한 제어기의 견실성에 대한 효과가 감소하므로 LMFC와 같은 잡음대역폭을 가지면서 저주파 토오크 외란에 대한 주파수응답이 좋은 K_{Fp}, K_2를 적당히 선정하면 K_{Fp}, = 0.469, K_2 = 0.108을 얻는다. 이렇게 설계된 제어기는 부하변동과 같은 외란에 아주 강인한 성질을 가지며, 보통 출력잡음은 시스템에 따라서 다르지만 센서에 의한 고주파 잡음이 대부분이므로 설계조건을 만족시킬 수 있을 것이다. 모의실험에 사용한 직류전동기의 사양은 다음과 같다.

표 4. 직류전동기 사양
Table 4. Specification of DC motor.

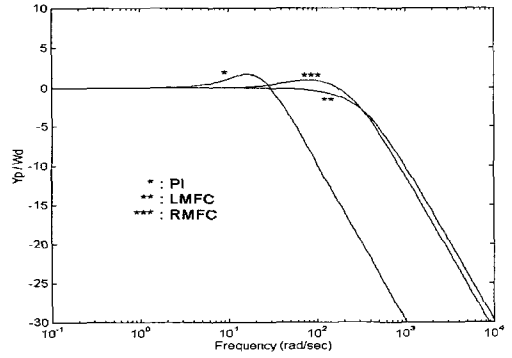
DC Motor : 200W, 5A, 40V	
J (Inertia)	0.0003 Kgm^2
B (Viscous)	0.000268 Nm-S
K_T (Torque constant)	0.14785 Nm/A



(a)



(b)



(c)

그림 4. J=Jm, KT=KTm, B=Bm 경우의 주파수응답
Fig. 4. Frequency response for J=Jm, KT=KTm, B=Bm.
(a) $\frac{\omega_r}{U_r}$, (b) $\frac{\omega_r}{T_L}$, (c) $\frac{\omega_r}{W_d}$

그림 4. (a)에서 보여진것과 같이 기준입력에 대한 출력의 전달특성은 PI, LMFC, 제안된제어기 모두다 같음을 볼 수 있다. 하지만 그림 4. (b)와 같이 부하토오크에 대한 특성은 K_2 의 첨가에 의해 LMFC보다 제안된 제어기가 저주파 영역에서 현저히 향상됨을 알 수 있다. 그림 4. (c)는 센서와 같은 출력잡음에 대한 전달특성으로 LMFC 및 제안된 제어기 모두 같은 대역폭을 가지며, LMFC는 오버슈트가 적고, 제안된 제어기는 고주파 특성이 조금더 좋음을 알 수 있다.

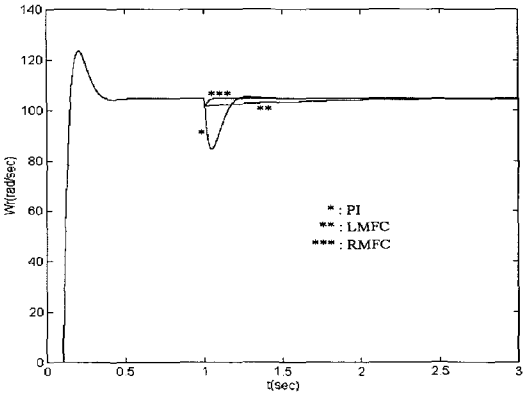


그림 5. 계단파 입력에 대한 출력 시간응답
Fig. 5. Output time response for step input.

1000 [rpm] 의 계단파 속도 명령에 대한 출력시간응답은 주파수응답에서 본 것처럼 그림 5에서 속도명령에 대한 과도응답은 PI, LMFC, RMFC 모두 다 같게 나타나며, 0.3 [Nm] 의 계단파 부하외란에 대한 특성은 제안된 제어기가 LMFC의 변동폭은 작으나 정상상태 도달시간이 긴 단점을 보완하여 빠른 응답을 보여주고 있다. PI제어의 경우는 시간응답 특성을 결정하기 위하여 설계된 것으로 시간응답 특성만 비교대상이고 부하응답에 대한 것은 비교의 대상이 아니다.

그림 6에서 보여진것과 같이 J가 두배로 변하면 주파수응답이 PI제어의 경우 전달특성이 크게 변하지만, LMFC 및 RMFC의 경우는 거의 변하지 않음을 알 수 있다.

그림 7에서 $J=2J_m$의 경우는 주파수응답에서 본 것과 같이 PI의 시간응답은 변화하였고 LMFC와 RMFC의 시간응답은 변하지 않았지만 외란에 대한 특성이 J가 변하지 않았을 경우와 같이 LMFC보다 RMFC가 빠른 응답을 가지는 것을 알 수 있다. 즉

RMFC는 LMFC와 같이 시간응답 특성을 보존하고자 하는 제어기 설계에 사용되어 질 수 있으며, 또한 LMFC보다 빠른 부하외란에 대한 응답을 가지고 있다.

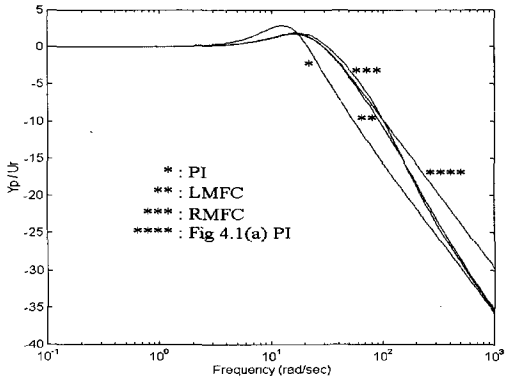


그림 6. J = 2Jm 인경우의 주파수응답
Fig. 6. Frequency response for J = 2Jm.

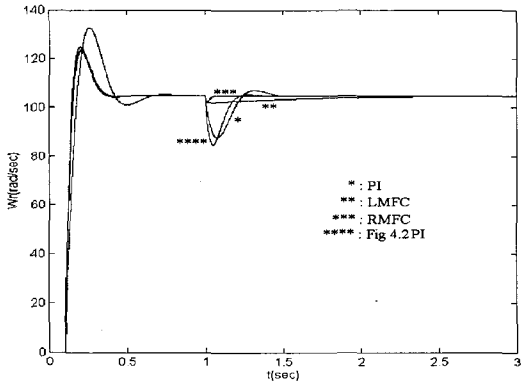


그림 7. J=2Jm 경우의 계단파 입력에 대한 출력 시간응답
Fig. 7. Output time response for step input for J=2Jm.

5. 실 험

제안된제어기의 성능을 실험을 통하여 입증하기위해서 TMS320C30 DSP 칩과 직류전동기 구동회로로 Burr Brown의 전력용 연산증폭기인 OPA2541AM을 사용하였다. 또한 1000 [rpm] 의 속도명령을 주었을 때 계단파 부하토크외란은 영구자석형 직류전동기를 직결하여 단락시킴으로써 행하였다. 실험에 사용된 시스템 블록도는 그림 8과 같으며 300 usec의 샘플링시간으로 소프트웨어 제어기를 구성하고 전류궤환을 사용하여 전동기 구동부를 구성하였다.

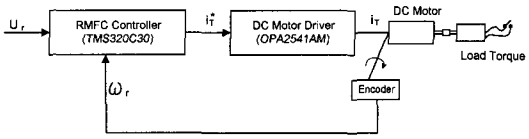
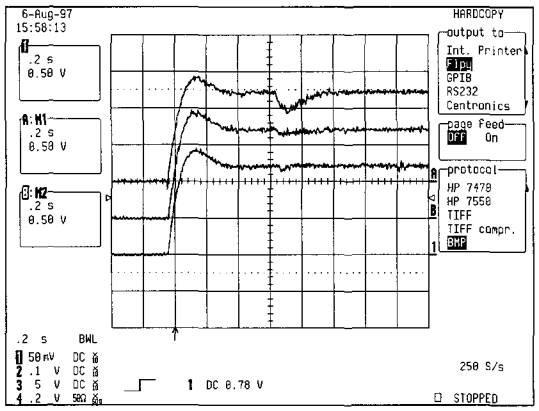
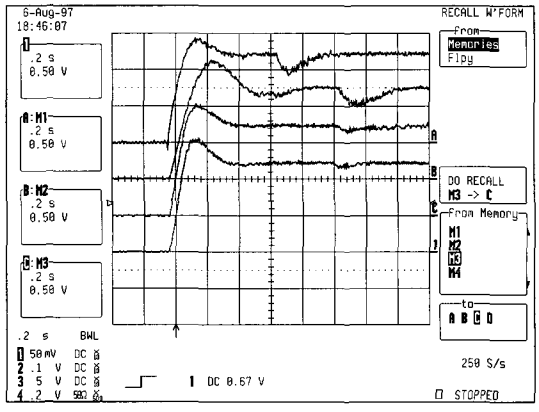


그림 8. 실험에 사용된 시스템 블록도
Fig. 8. System block diagram for experiment.



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



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

그림 9. 계단파 입력에 대한 시간응답 실험파형
Fig. 9. Experimental waveform of time response for step input.

그림 9. (a) 에서 파형A는 PI, 파형B는 LMFC, 파형1은 제안된 제어기를 나타내며, 모의실험에서와 같이 계단파 명령에 대한 과도응답은 같으나 부하토크에 대한 응답은 PI의 경우 비교대상이 아니므로 제외하면 LMFC보다 제안된 제어기가 빠른 응답을 보임을 알 수 있다. 그림 9. (b)에서 파형A는 그림 9. (a)에서의

PI, 파형B, C, 1은 각각 $J=J_m+\Delta J$일 경우의 PI, LMFC, RMFC를 나타내며 PI응답은 시스템 변수가 변하지 않았는 경우의 그림 8의 응답에 비하여 상승시간 및 오버슈트가 다르게 나타남을 알 수 있고, RMFC는 LMFC와 비슷한 시간응답을 가지고 있음을 알 수 있다. 즉 제안된 제어기는 시스템 변수가 변화하더라도 과도응답이 설계된 시간응답에서 거의 벗어나지않는 LMFC와 비슷한 시간응답을 가지며, 부하토오크와 같은 외란에 대해서는 LMFC보다 강인한 특성을 가지는 것을 알 수 있다. 따라서 제안된 제어기는 부하변동이 심한 경우, 또는 시간이 지남에 따라 시스템변수의 변화가 심한 경우 LMFC를 대체하여 유용하게 사용될 수 있을 것이다.

Ⅲ. 결 론

본 논문에서는 PI제어기로 시간응답 특성을 결정한 뒤 시스템 변수의 변화 및 부하변동과 같은 외란에 강인한 제어기를 설계하기위하여 선형모델추종기에 강인성향상기를 추가하는 기법을 제안하였다. 제안된 제어기는 선형모델추종기의 성질을 기본적으로 가지면서 외란에 대한 강인성을 얻기위하여 보조모델을 추가한 후 보조모델과 플랜트의 오차를 궤환 시킴으로써 선형모델추종제어기보다 부하변동에 강인한 제어기를 얻을 수 있었다. 특히 주파수응답 및 시간응답에서 확인한 바와 같이 직류성분의 토크외란에 대하여 제안된 제어기는 선형 모델추종제어기 보다 아주 빠른 응답을 보이는 것을 알 수 있었다. 제안된 제어기는 특정 궤적을 가지는 시간응답을 원하면서 시스템변수 및 부하의 변동이 심하게 존재하는 시스템의 제어기 설계에 유용하게 사용될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

[1] K. 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.

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

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

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

[5] 이치환, 권우현, "벡터제어 유도전동기의 모델추종 견실제어기 설계," 대한전자 공학회 논문지, 제30권 11호, 1993.

[6] 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.

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

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

[9] C. H. Yim, J. H. Kang, S. H. Song and P. I. Kim, "New Feedforward Control of Brushless DC Motors(BLDCM) Using a Novel Disturbance Supressor," IAS Annual Meeting, pp. 1910-1916, 1995.

저 자 소 개

尹 暻 燮(正會員)

1965년 2월 21일생. 1991년 경북대학교 전자공학과 공학사. 1993년 경북대학교 대학원 전자공학과 석사. 1996년 동대학원 전자공학과 박사수료. 현재 거창전문대 전자과 조교수

李 治 煥(正會員)

1961년 8월 6일생. 1984년 영남대학교 전자공학과 졸업. 1988년 경북대학교 전자공학과 석사, 1994년 동대학원 박사. 1991년 3월 ~ 1998년 2월 영남전문대학 전기과 부교수. 현재 위덕대학교 전자공학과 조교수

權 宇 鉉(正會員)

1953년 6월 22일생. 1977년 서강대 공대 전자공학과 졸업. 1979년 한국과학기술원 전기전자공학과 석사. 1993년 동 대학원 전기전자공학과 졸업(공학박사). 현재 경북대 공대 전자전기공학부 교수