

IPMSM의 비선형 적응 백스텝핑 속도 제어

전용호¹, 정승환², 최익[†], 조황²

Nonlinear and Adaptive Back-Stepping Speed Control of IPMSM

Yong-Ho Jeon¹, Seung-Hwan Jung², Ick Choy[†], and Whang Cho²

Abstract - In this paper, a nonlinear controller based on adaptive back-stepping method is proposed for high performance operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM). First, in order to improve the performance of speed tracking, a nonlinear back-stepping controller is designed. In addition, since it is difficult to achieve the high quality control performance without considering parameter variation, a parameter estimator is included to adapt to the variation of load torque in real time. Finally, for the efficiency of power consumption of the motor, controller is designed to operate motor with the minimum current for the required maximum torque. The proposed controller is tested through experiment with a 1-hp Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM) for the angular velocity reference tracking performance and load torque volatility estimation, and to test the Maximum Torque per Ampere (MTPA) operation. The result verifies the efficacy of the proposed controller.

Keywords: interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM), maximum torque per ampere(MTPA), adaptive back-stepping control (ABSC)

1. 서 론

최근, 전동기를 선택함에 있어서 직류전동기보다는 교류전동기를 많이 선택하고 있다. 직류전동기는 회전자 정류기의 기계적 접촉구조로 정기적으로 유지 보수가 필요한 단점을 가지지만, 교류전동기는 반영구적으로 사용할 수 있다. 또한, AC 드라이브의 발달로 정밀한 서보제어가 가능하게 되어, 직류전동기가 교류전동기에 비해서 장점을 갖지 못하고 있는 실정이다.

교류전동기 중에서도 매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM : Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)는 영구자석이 회전자 내부에 삽입되어 있어서 영구자석을 직접 관통하는 d축 자기저항과 직접 관통하지 않는 q축 자기저항의 차이를 가진다. 이런 돌극성으로 인해 d축과 q축 사이의 자기저항 차이에 따라 발생하는 릴럭턴스 토크가 존재하게 되며, 이를 이용하여 전

동기의 출력 토크를 증가시킬 수 있다. 또한, 고정자 전류를 이용하여 공극자속의 조정을 통해 운전속도 범위를 확장할 수 있는 장점이 있다.

전동기 제어에 일반적으로 사용되는 PID 제어기는 좋은 응답성을 가진다. 하지만, 부하토크의 변동이나 파라메타의 변동에 대해 일정한 응답성을 가지지 못하며, 이런 변동에 의하여 제어가 잘못되는 경우가 발생할 수 있다. 이런 단점을 극복하기 위하여 적응백스텝핑 기법으로 제어기를 설계하였다.

적응백스텝핑 제어는 가상 제어입력을 구성할 때, 비선형 시스템을 선형화하기 위한 항이나 비선형 항에 대한 댐핑 성분을 첨가하여 시스템의 점근적인 안정을 확보할 수 있도록 구성한다. 또한, 실제 제어입력은 적분되어 가상제어입력으로 들어가는 구조의 제어기이다. 이때, 가상제어입력은 계측 가능한 상태변수를 선택하여 사용한다. 또한, 시스템 파라메타 변동의 영향이 포함될 수 있도록 제어기를 구성할 수 있어서 시스템의 점근적인 안정성과 파라메타 변동에 적응하는 제어기를 구성할 수 있는 장점을 가지고 있다^[1].

IPMSM의 고성능 제어기를 구성하는 많은 논문들이 발표되었다^{[2]-[6]}. IPMSM의 구동시스템은 d축의 전류와

Paper number: TKPE-2013-18-1-3 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding author: ickchoy@kw.ac.kr, Dept. of Information and Control Engineering, Kwangwoon Univ. Tel: +82-2-940-5157

¹ Jungwon Industry Academic Cooperation Foundation.

Jungwon Univ.

² Dept. of Information and Control Eng., Kwangwoon Univ. Manuscript received Sep. 28, 2012; accepted Nov. 16, 2012

q축의 전류의 곱해진 항을 포함하여 출력토크를 발생하는 구조이다. 이러한 점은 전류제어기를 설계하기에 쉽지 않기 때문에 많은 연구에서는 강제로 d축의 기준전류를 0 [A]로 설정하여 제어하고, q축의 전류만으로 출력토크를 제어하였다.^{[2]-[4]} 이 방법은 q축의 제어입력만이 출력 토크에 관계되는 형태로 백스텝핑 제어기를 설계하기에 간편하다. 하지만 최대토크를 발생하기 위한 최소전류의 해는 d축의 전류가 0이 아닌 곳에서도 구해지므로 효율적인 전력의 사용에 적합하지 않은 방법이라 할 수 있다.^{[5]-[6]}

본 논문에서는 IPMSM의 고성능 운전을 위한 비선형 적응 백스텝핑 제어기 설계를 제안한다. 2절에서는 q축의 기준전류는 기준각속도를 추종하기 위하여 필요한 토크를 발생하도록 설계한다. 이때 d축 기준전류를 임의 값으로 설정함으로써 d축의 전류가 흐를 때 영향을 포함하여 q축 기준전류를 설계한다. d축과 q축의 전류가 각기 설정된 기준전류를 추종하도록 백스텝핑 기법을 이용하여 전류제어기를 설계한다. 구성된 제어기를 바탕으로 변동의 영향이 큰 부하토크와 온도 상승에 따른 변화가 큰 고정자 상저항에 대해 적응할 수 있는 파라메타 추정기를 설계하고, 실시간 적응방법을 제안한다.

이후 3절에서는 임의 값으로 설정된 d축 기준전류의 효용성을 보이기 위해서 일정토크영역에서의 MTPA (Maximum Torque per Ampere) 운전이 가능하도록 d축 기준전류를 설계하였다. 그리고 4절과 5절에서는 설계된 제어기의 유용성을 기준각속도에 대한 추종 성능과 부하토크의 변동에 대한 적응성능을 시뮬레이션과 실험으로 입증한다.

2. 적응 백스텝핑 제어기 설계

d-q 회전축에 동기화된 IPMSM의 수학적모델은 식 (1)에서 식 (4)와 같이 정리된다.

$$\dot{w}_r = \frac{1}{J_m} \tau_e - \frac{B_m}{J_m} w_r - \frac{1}{J_m} \tau_l \quad (1)$$

$$\dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{pL_q}{L_d} w_r i_q + \frac{1}{L_d} V_d \quad (2)$$

$$\dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{pL_d}{L_q} w_r i_d - \frac{p\psi_f}{L_q} w_r + \frac{1}{L_q} V_q \quad (3)$$

$$\tau_e = \frac{3}{2} p (\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (4)$$

여기서, V_d , V_q 는 d축과 q축의 입력전압, i_d , i_q 는 d축과 q축의 전류, w_r 은 회전자들의 기계각속도, τ_e 는 전자기적으로 발생하는 토크, τ_l 은 부하토크, R_s 는 고정자의 상저항, L_d , L_q 는 d축과 q축의 인덕턴스, ψ_f 는 회전자 영

구자석의 자속, p 는 회전자 영구자석의 극쌍수, J_m 은 전동기의 회전자의 관성모멘트, B_m 은 전동기 회전자의 점성 마찰계수이다.

전동기 기계방정식 식 (1)에서 기계각속도 w_r 의 기준각속도 $w_{r,r}$ 에 대한 오차 e_w 은 식 (5)로 정의된다.

$$e_w = w_{r,r} - w_r \quad (5)$$

식 (5)의 각속도오차의 시간에 대한 변화율은 식 (1)을 이용하여 다음 식 (6)과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_w &= \dot{w}_{r,r} - \dot{w}_r \\ &= \dot{w}_{r,r} - \frac{1}{J_m} \tau_e + \frac{B_m}{J_m} w_r + \frac{1}{J_m} \tau_l \end{aligned} \quad (6)$$

또한, 부하토크 τ_l 의 변동과 전동기 고정자의 상저항 R_s 의 변화를 추정하기 위해서 파라메타 오차를 다음 식 (7)과 식 (8)로 정의한다.

$$\tilde{R}_s = \hat{R}_s - R_s \quad (7)$$

$$\tilde{\tau}_l = \hat{\tau}_l - \tau_l \quad (8)$$

식 (7)에서 \hat{R}_s 는 고정자 상저항의 추정치이며, \tilde{R}_s 는 추정치와 실제 값과의 오차이다. 식 (8)에서 $\hat{\tau}_l$ 은 부하토크의 추정치이며, $\tilde{\tau}_l$ 은 부하토크의 추정치와 실제 값과의 오차이다.

각속도 추종 및 안정화를 평가할 수 있는 함수를 $V = \frac{1}{2} e_w^2 + \frac{1}{2} e_\tau^2$ ($e_\tau = \tau_{e,r} - \tau_e$, $\tau_{e,r}$ 는 토크 기준값)와 같이 구성한다면, τ_e 는 가상제어입력이 되어야 한다. 하지만, 전자기적으로 발생하는 토크 τ_e 는 계측이 불가능하기 때문에 다음의 식 (9)와 같이 평가함수를 구성한다.

$$V = \frac{1}{2} e_w^2 + \frac{1}{2} e_d^2 + \frac{1}{2} e_q^2 \quad (9)$$

식 (9)는 계측 가능한 전류항으로 가상제어입력을 선택하여 구성한 평가함수이다. 선택된 가상제어입력에 대하여 다음 식 (10), 식 (11)과 같이 오차를 정의한다.

$$e_d = \alpha(i_d) - i_d \quad (10)$$

$$e_q = \alpha(i_q) - i_q \quad (11)$$

식 (10), 식 (11)에서 $\alpha(i_d)$, $\alpha(i_q)$ 는 d-q축 가상제어입력이며, e_d , e_q 는 d-q축 가상제어입력과 실제전류와의 오차로 정의한다. 기준속도를 추종할 수 있도록 $\alpha(i_q)$ 을 설계하기 위해서 식 (6)의 오차방정식을 식 (4)와 식

(10) 그리고 식 (11)을 이용하여 정리하면, 다음 식 (12)와 같다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_w = & \dot{w}_{r,r} + \frac{B_m}{J_m} w_r + \frac{1}{J_m} \tau_l - \frac{3p}{2J_m} (\psi_f + (L_d - L_q) \alpha(i_d)) \alpha(i_q) \\ & + \frac{3p}{2J_m} (\psi_f + (L_d - L_q) \alpha(i_d)) e_q \\ & + \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) \alpha(i_q) e_d - \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) e_d e_q \end{aligned} \quad (12)$$

전동기의 전기적인 토크 방정식 식 (4)는 d-q 축의 전류를 곱한 형태를 포함하기 때문에, 독립적으로 조절하기가 용이하지 않다. 그래서 일반적으로 d축 전류 i_d 를 0 [A]로 하는 벡터제어를 많이 사용하는데, 이는 전기토크의 출력을 q축 전류로 간단히 조절할 수 있는 장점이 있다. 하지만 최소전류로 요구하는 최대토크를 내기 위한 효율적인 운전을 위해서는 i_d 의 전류를 0 [A]가 아닌 곳에서 제어되어야 한다. 따라서, 가상의 제어입력 $\alpha(i_d)$ 은 임의로 설정된 값 $i_{d,r}$ 로 한다. 이때 $\alpha(i_q)$ 는 다음 식 (13)과 같이 설계할 수 있다.

$$\alpha(i_q) = i_{q,r} = \frac{2}{3p} \frac{J_m \dot{w}_{r,r} + B_m w_r + \hat{\tau}_l + k_w J_m e_w}{(\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} \quad (13)$$

식 (13)에서 부하토크의 추정치 $\hat{\tau}_l$ 을 사용하여 설계하였는데, 이는 실제의 부하토크 τ_l 을 사용하여 식 (13)을 구성할 수 없기 때문이다. 그리고 k_w 는 속도의 추종을 위한 제어이득이다. 식 (13)을 이용하여 식 (12)를 정리하면 다음 식 (14)와 같다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_w = & -k_w e_w + \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) i_{q,r} e_d + \frac{3p}{2J_m} (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r}) e_q \\ & - \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) e_d e_q - \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) e_d \tilde{\tau}_l - \frac{1}{J_m} \tilde{\tau}_l \end{aligned} \quad (14)$$

이제 파라메타의 변동이 포함된 평가함수를 구성하고, 구성된 평가함수를 안정화 할 수 있는 제어를 백스텝 평 기법으로 설계할 수 있다. 파라메타 변동이 포함된 평가함수를 구성하면 다음의 식 (15)와 같다.

$$V = \frac{1}{2} e_w^2 + \frac{1}{2} e_d^2 + \frac{1}{2} e_q^2 + \frac{1}{2\gamma_R} \tilde{R}_s^2 + \frac{1}{2\gamma_\tau} \tilde{\tau}_l^2 \quad (15)$$

식 (15)의 시간에 대한 변화율은 식 (16)과 같다.

$$\dot{V} = e_w \dot{e}_w + e_d \dot{e}_d + e_q \dot{e}_q + \frac{1}{\gamma_R} \tilde{R}_s \dot{\tilde{R}}_s + \frac{1}{\gamma_\tau} \tilde{\tau}_l \dot{\tilde{\tau}}_l \quad (16)$$

식 (16)에서 $\frac{1}{\gamma_R}$ 는 R_s 에 대한 추정이득이고, $\frac{1}{\gamma_\tau}$ 는 τ_l

에 대한 추정이득이다. 식 (15)의 평가함수는 양의 정부호(Positive Definite)를 갖는 함수이고, 시간에 대한 변화율인 식 (16)이 음의 정부호(Negative Definite)를 가지도록 설계한다면, 점근적인 안정을 하게 된다.

식 (16)을 음의 정부호를 가지게 하는 d축의 제어입력 V_d 와 q축 제어입력 V_q 를 설계하기 위해 식 (10)과 식 (11)의 시간에 대한 변화율을 구하면 다음 식 (17)과 식 (18)이 된다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_d = & i_{d,r} - \dot{i}_d \\ = & \dot{i}_{d,r} + \frac{1}{L_d} (R_s i_d - p L_q w_r i_q - V_d) \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_q = & i_{q,r} - \dot{i}_q \\ = & \dot{i}_{q,r} + \frac{1}{L_q} (R_s i_q + p L_d w_r i_d + p \psi_f w_r - V_q) \end{aligned} \quad (18)$$

또한, $\dot{i}_{q,r}$ 은 식 (13)의 시간에 대한 변화율로 다음 식 (19)와 같다.

$$\dot{i}_{q,r} = \frac{2}{3p} \frac{B_m \dot{w}_r + k_w J_m \dot{e}_w}{(\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} \quad (19)$$

식 (14)와 식 (17)에서 식 (19)를 사용하여 식 (16)을 음이 되게 하는 제어입력 V_d 와 V_q 를 구성하면 다음 식 (20)와 식 (21)과 같다.

$$V_d = \hat{R}_s i_d - p L_q w_r i_q + k_d L_d e_d + \frac{3p}{2J_m} L_d (L_d - L_q) i_{q,r} e_w \quad (20)$$

$$\begin{aligned} V_q = & \hat{R}_s i_q + p L_d w_r i_d + p \psi_f w_r + k_q L_q e_q + L_q \dot{\hat{i}}_{q,r} \\ & + \frac{3p}{2J_m} L_q (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r}) e_w - \frac{3p}{2J_m} L_q (L_d - L_q) e_d e_w \end{aligned} \quad (21)$$

식 (20)과 식 (21)은 식 (17)과 식 (18)의 비선형항과 식 (14)의 오차항들을 소거하도록 구성하였다. 그리고, 파라메타에 대한 추정치들로 제어입력을 설계하였다. 여기서 k_d 는 d축 전류에 대한 제어이득이고, k_q 는 q축 전류에 대한 제어이득이다.

식 (19)에서 $\dot{i}_{q,r}$ 이 식 (21)에서의 사용을 위해 다음 식 (22)에서 식 (24)와 같이 파라메타 추정치를 포함하도록 수정된다.

$$\dot{\hat{i}}_{q,r} = \frac{2}{3p} \frac{B_m \hat{w}_r + k_w J_m \hat{e}_w}{(\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} \quad (22)$$

$$\hat{w}_r = \frac{3p}{2J_m} (\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{B_m}{J_m} w_r - \frac{\hat{\tau}_l}{J_m} \quad (23)$$

$$\hat{e}_w = \dot{w}_{r,r} - \frac{3p}{2J_m} (\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) + \frac{B_m}{J_m} w_r + \frac{\hat{\tau}_l}{J_m} \quad (24)$$

식 (20)에서 식 (24)는 제어입력을 구성할 때 사용되는 식들이고, 이 식들이 평가함수 V_{LF} 를 안정화하는 제어입력인지를 식 (16)에 직접 대입하여 증명할 수 있다. 또한, 대입하여 정리하는 과정에서 식 (16)의 \dot{V}_{LF} 을 음이 되도록 하는 파라메타의 추정법칙이 유도된다.

식 (17)과 식 (18)은 식 (19)에서 식 (24)를 사용하여 정리하면, 다음 식 (25)와 식 (26)으로 정리된다.

$$\dot{e}_d = -\tilde{R}_s i_d - k_d e_d - \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) i_{q,r} e_w \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_q = & -\tilde{R}_s i_q - k_q e_q + \frac{2}{3p} \frac{-\frac{B_m}{J_m} \tilde{\tau}_l + k_w \tilde{\tau}_l}{\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r}} \\ & - \frac{3p}{2J_m} (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r}) e_w + \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) e_d e_w \end{aligned} \quad (26)$$

식 (14)와 식 (25)에서 식 (26)을 사용하여 식 (16)을 정리하면, 다음 식 (27)과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_{LF} = & e_w \left(-k_w e_w - \frac{(L_d - L_q)}{J_m (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} e_d \tilde{\tau}_l - \frac{1}{J_m} \tilde{\tau}_l \right) \\ & + e_d \left(-k_d e_d - \frac{\tilde{R}_s}{L_d} i_d \right) \\ & + e_q \left(-k_q e_q - \frac{\tilde{R}_s}{L_q} i_q - \frac{k_w - B_m/J_m}{3p (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} \tilde{\tau}_l \right) \\ & + \frac{1}{\gamma_R} \tilde{R}_s \dot{\tilde{R}}_s + \frac{1}{\gamma_\tau} \tilde{\tau}_l \dot{\tilde{\tau}}_l \end{aligned} \quad (27)$$

식 (27)이 음의 값을 갖도록 파라메타 추정에 관련된 항을 정리하면, 다음 식 (28)에서 식 (30)과 같다.

$$\dot{V}_{LF} = -k_w e_w^2 - k_d e_d^2 - k_q e_q^2 \quad (28)$$

$$\dot{\tilde{R}}_s = -\gamma_R \left(\frac{i_d e_d}{L_d} + \frac{i_q e_q}{L_q} \right) \quad (29)$$

$$\dot{\tilde{\tau}}_l = -\gamma_\tau \left(\frac{e_w}{J_m} + \frac{(L_d - L_q) e_d e_w}{J_m (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} - \frac{(k_w - B_m/J_m) e_q}{3p (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} \right) \quad (30)$$

식 (28)에서 적당한 양의 이득 k_w , k_d , k_q 를 선택한다면, \dot{V}_{LF} 가 음의 준정부호를 가지며 평가함수 V_{LF} 는 점근적인 안정할 수 있음을 보인다. 또한 식 (29)는 고정자 상저항의 추정법칙이고, 식 (30)은 부하토크에 대한 추정법칙이다.

3. 최대토크를 얻기 위한 최소전류의 설계

이전의 2장에서 적응백스텝핑 제어기를 구성할 때, d축의 기준전류를 임의상수로 설정하여, 기준각속도를 추종하면서 글로벌하게 점진적으로 안정화되는 제어기를

구성할 수 있었다. 또한, 파라메타의 추정과 부하토크의 추정을 통해 부하토크의 변동에 적응하는 제어기를 구성할 수 있었다.

다음으로 임의상수로 설정된 d축 기준전류를 대신하여 최대토크를 얻기 위해 필요한 최소전류의 해를 이용하고자 한다.

그림 2는 효율적인 전력 사용을 위해 설계된 제어기의 구조이다. 요구되는 최대토크를 내기 위한 필요한 최소전류 i_d^* 를 구하고, 그 해를 d축 기준전류 $i_{d,r}$ 로 하여 각속도 추종에 필요한 $i_{q,r}$ 을 계산한다. 그리고 최종적으로 제어입력 V_d , V_q 를 구성하는데 사용하였다.

먼저, 요구되는 토크를 내기 위해 필요한 최소전류를 구하기 위해 식 (4)의 전기적인 토크 방정식의 i_q 에 대한 변화율은 다음 식 (31)과 같이 얻어진다.

$$\frac{d\tau_e}{di_q} = \frac{3p}{2} \left[\psi_f + (L_d - L_q) i_q - (L_d - L_q) \frac{i_q^2}{i_d} \right] \quad (31)$$

이 때, 전동기의 인덕턴스가 $L_d < L_q$ 인 경우, 식 (31)을 0으로 하며, $\frac{d^2\tau_e}{di_q^2} < 0$ 을 만족하는 i_d 는 다음 식 (32)와 같이 얻어진다^{[7]-[8]}.

$$i_d^* = \frac{\psi_f}{2(L_d - L_q)} - \sqrt{\left[\frac{\psi_f}{2(L_d - L_q)} \right]^2 + i_q^2} \quad (32)$$

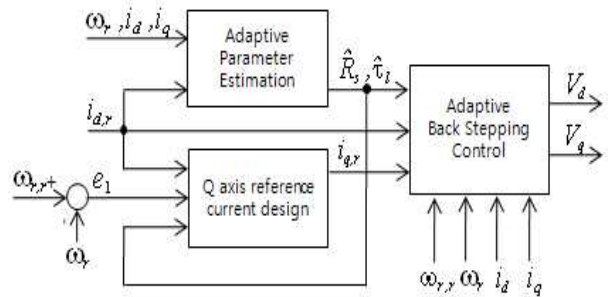


Fig. 1 Block diagram of the adaptive back-stepping controller

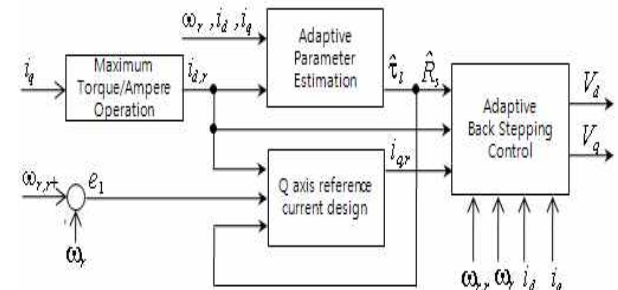


Fig. 2 Adaptive back-stepping controller included the maximum torque per ampere operation

진기적인 토크 출력방정식 식 (4)의 두 번째 항은 릴럭턴스 토크에 해당한다. 식 (32)의 전류 i_d 를 음이 되도록 선택함으로써 전동기의 릴럭턴스 토크의 손실을 줄일 수 있다.

그림 2의 각 제어블럭의 역할을 보면, 기준각속도를 추종하기 위해 필요한 토크를 만들기 위한 q축 기준전류 $i_{q,r}$ 은 식 (12)로 구해진다. 따라서 q축 기준전류 설계블럭은 기준전류 $i_{q,r}$ 이 기준각속도를 추종하기 위한 토크의 발생역할을 한다. MTPA 블럭은 식 (32)을 사용한다. 식 (32)의 전류 i_d^* 는 q축의 기준전류 $i_{q,r}$ 을 추종하면서 흐르는 전류 i_q 를 포함한다. 전류 i_d^* 를 기준전류 $i_{d,r}$ 로 사용함으로써 MTPA 블럭은 각속도를 추종하는 q축의 전류에 대한 d축의 최소전류를 찾는 역할을 한다.

4. 시뮬레이션

시뮬레이션 프로그램으로는 PSIM을 사용하였다. IPMSM의 모델은 PSIM에서 제공되는 모델을 이용하였으며, 전동기의 파라메타는 표 1을 사용하였다. 전동기의 파라메타는 실제로 실험에 사용된 모터의 파라메타를 사용하였다. 핵심이 되는 제어기 부분은 DLL 지원 기능을 사용하여 프로그램으로 작성하였고, 이 부분을 실제 실험에 사용된 DSP보드에 그대로 적용하였다. 이렇게 함으로서 시뮬레이션과 실험 사이에서 발생할 수 있는 오차를 줄였다.

실험을 위한 전체시스템은 그림 3과 같이 구성하였다. 전동기에 토크미터와 히스테리시스 부하기를 연결하여, 부하실험이 가능한 구조로 설계되어 있다.

이 때, 백스텝핑 제어기의 전류이득은 $k_p=k_i=5000$ 이며, 속도 이득은 $k_w=100$ 으로 하였다. 그리고, 파라메타 및 부하변동을 추정하기 위한 적응이득은 $\gamma_R=0.01$ 이며, $\gamma_r=0.00005$ 이다.

전동기의 운전결과는 그림 4와 표 3과 같다. 표 3은 운전 조건에 따라 정상상태에서의 결과 값을 표현한 것이다. 그림 4의 네 번째 각속도는 오버슈트 없이 정상상

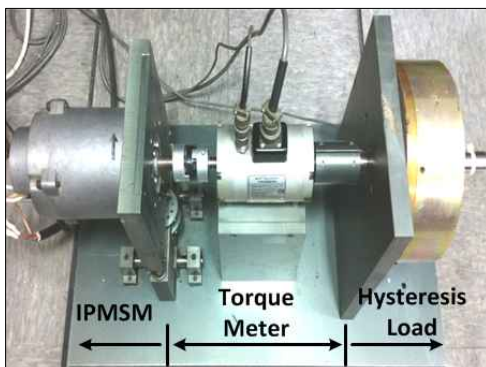


Fig. 3 IPMSM system for experiment

Table 1 IPMSM parameter

Motor Rated Power	3-phase 1hp
Motor Rated Speed	1200 RPM
Pole Pair Number (p)	2
Stator Resistance, R_s	0.048 Ω
D-axis Inductance, L_d	0.42 mH
Q-axis Inductance, L_q	1.2 mH
Moment of Inertia, J_m	0.0002 Kg m^2
Friction coefficient, B_m	0.001 Nm/rad/s
Magnetic Flux Constant, ψ_f	0.04135 volt/rad/s

가상실험의 운전은 다음 표 2와 같이 실행하였다.

Table 2 Condition of IPMSM driving

Times (s)	0~1	1~1.5	1.5~2	2~3	3~4
w_{ref} (rad/s)	125			162.5	
i_{dr} (A)	0		MTPA		
τ_l (Nm)	1	1.6		1	

태에 도달하고, 모든 상태에서 정상상태 오차는 1 [%] 이하의 성능을 보임을 알 수 있다. 또한 1 [s]에는 부하를 1 [Nm]에서 1.6 [Nm]로 증가하는 상수부하의 영향으로 언더슈트가 발생하지만, 빠르게 각속도가 정상상태로 회복하는 모습을 보인다. 3 [s]에서는 부하가 1.6 [Nm]에서 1 [Nm]로 감소하는 상수부하의 영향으로 오버슈트가 발생하는 모습이 보인다. 그리고 2 [s]에서는 정격 속도 이상의 운전이 가능함을 보이고 있다.

그림 4의 다섯 번째 그림은 부하토크를 추정하는 모습으로 초기의 값을 0 [Nm]로 하였다. 정상상태에서의 추정오차는 1 [%] 이내로 오버슈트 없이 빠르게 추정해 나감을 알 수 있다. 2 [s]에서는 추정된 값에서는 오버슈트가 발생함을 볼 수 있는데, 이는 각속도의 변화로 발생한 것으로 추정에 관련된 상태 값과 오차 값들의 변화로 인한 것이다. 여섯 번째의 그림은 전동기 고정자의 상저항을 추정된 값으로 약 40 [%]의 정상상태의 오차가 발생하는데, 식 (28)의 추정법칙의 구성을 보면 전류의 변화 값으로만 내부저항을 추정하기에는 부족함을 보인다. 하지만 저항의 추정 오차에도 불구하고 각속도의 추종 성능이나 부하토크의 추정 성능, 그리고 제어되는 상태 값이 일정한 값으로 수렴하는 강건한 제어기로 판단된다.

시뮬레이션의 결과 그림 4와 표 3에 보듯이 적응백스텝핑 제어기는 만족할만한 성능을 보이는데, 실제 시스템을 구성하였을 때의 성능을 판단하기 위해 PID 제어기와의 비교 실험을 다음에서 하였다.

Table 3 Simulation result of adaptive back-stepping controller

Time(s)	0~1	1~1.5	1.5~2	2~3	3~4
w_r (rad/s)	124.99	124.95	124.99	162.5	162.5
i_d (A)	0	0	-3.0	-3.3	-1.5
i_q (A)	9.1	13.9	13.1	13.4	8.9
I_s (A)	9.1	13.9	13.5	13.9	9.0
$\hat{\tau}_l$ (Nm)	1.002	1.599	1.600	1.604	1.006
\hat{R}_s (Ω)	0.030	0.0330	0.0329	0.031	0.029

5. 실험

실험은 두 단계로 나누어 진행하였다. 첫 번째로 적응 백스텝핑 제어기의 각속도 추종능력을 검증하고, 두 번째로 PID 제어기와의 성능을 비교하였다. PID 제어기의 구조는 각속도와 전류의 연속 (Cascade) 제어방식을

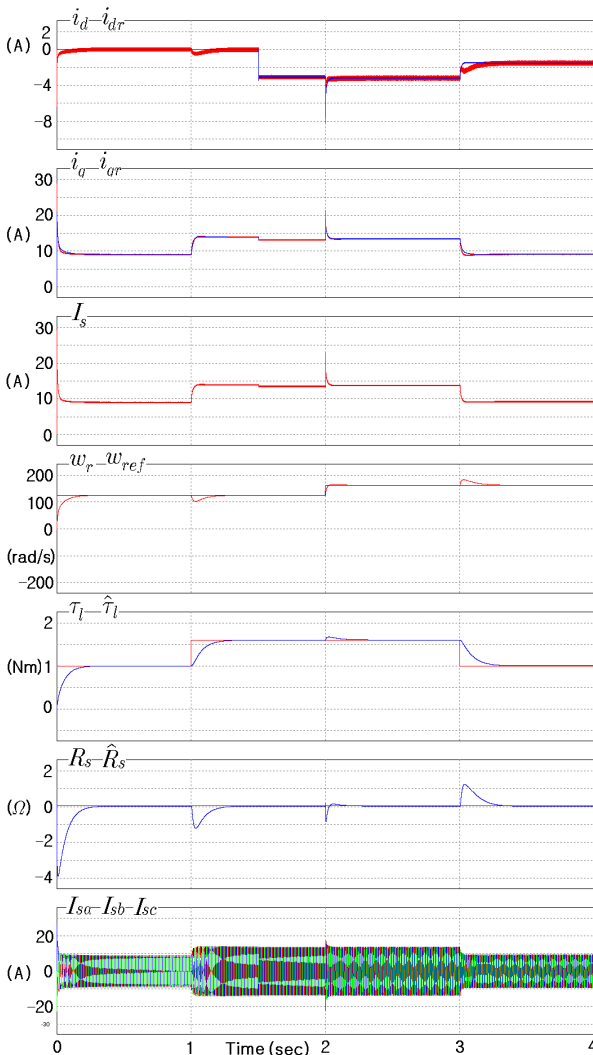


Fig. 4 Simulation result of adaptive back-stepping controller

사용하였으며, 속도제어기의 동작주파수는 500 [Hz]이고, 전류제어기는 10 [kHz]로 동작시켰다. 인버터의 SVPWM 주파수는 10 [kHz]이다.

적응백스텝핑 제어기의 동작주파수는 500 [Hz]로 설정하였다. PID제어기의 전류제어 루프의 동작주파수보다 느리기 때문에, PID제어기의 전류제어처럼 부드럽게 제어되지 않는다. 적응백스텝핑 제어기의 동작주파수를 빠르게 할 수 없는 이유는 1회전에 4000 [Pulse]를 가지는 고성능의 증가형 엔코더 (Increment Encoder)를 사용하였으나, 전동기의 각속도가 1200 [RPM]에서 10 [kHz]마다 각속도를 측정할 때 분해능은 150 [RPM/pulse]가 된다. 속도의 측정을 빠르게 수행할 때, 각속도 분해능이 커짐으로 인하여 각속도 제어출력이 불안정해질 수 있다. 빠르고 정밀한 속도측정을 위해서는 리졸버 (Resolver)와 같은 계측기나, 더욱 분해능이 높은 정밀한 엔코더를 사용하여 속도를 측정하거나, 수학적 모델을 통해 옵저버 (Observer)를 구성하여 속도를 추정하는 방법을 적용해야한다. 이런 이유로 본 실험에서는 적응 백스텝핑 제어기의 동작주파수를 500 [Hz]로 하였다.

실제 측정할 수 없는 내부변수는 디지털에서 아날로그 변환기 (Digital to Analog Converter : DAC)를 사용하여, 실제의 값과 비교가능하게 하였다.

5.1 적응백스텝핑 제어기의 성능 실험

다음 그림 5는 각속도 기준값을 60 [rad/s]의 스텝으로 설정하여 전동기를 운전하였을 때의 실험결과이다. 그림 5(b)는 모터의 회전각속도 값이다. 기동 시에 오버슈트의 발생 없이 빠르게 정상상태에 도달하는 것을 볼 수 있다. 각속도 과형 후반의 램프 감속구간은 전동기의 안전한 운전을 위해 구성된 것으로 램프에 대한 정확한

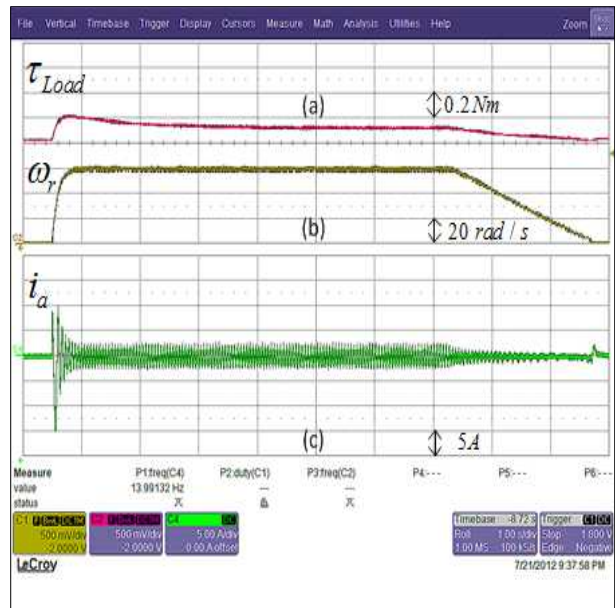


Fig. 5 Step response of adaptive back-stepping controller

추종이 이루어지는 모습을 보인다. 그림 5(a)는 부하토크에 대한 추정 값을 나타낸 것이며, 그림 5(c)는 전동기 고정자의 a상 전류를 측정 한 것이다.

5.2 적응백스텝핑 제어기와 PID 제어기 성능비교

적응백스텝핑 제어기와 PID제어기를 가능한 객관적으로 비교하기 위하여, PID제어기의 속도/전류 제어기의 이득은 적응백스텝핑 제어기의 각속도 추종오차와 동일하도록 설정하였다.

다음의 그림 6은 적응백스텝핑 제어기의 부하변동 실험결과이고, 그림 7은 PID제어기의 부하변동 실험결과이다. 두 실험 모두 각속도 120 [rad/s]의 정상상태에서 부하를 변동하였다.

그림 6(a)와 그림 7(a)의 파형을 보면, 부하의 변동에도 불구하고 속도의 변동이 거의 없는 적응백스텝핑 제어기의 속도 추종성능이 더 우수하다고 할 수 있다.

그림 6(b)는 추정된 부하토크를 표시하고 있으며, 그림 7(b)는 PID제어기에서 부하토크를 추정하고 있지 않기 때문에, 비교를 위하여 부하토크를 임의로 계산한 것이다. 이때 계산된 부하토크는 $\tau_l = \tau_e - B_m \omega_r$ 의 값으로 정상상태에서의 계산된 값이다. 추정된 부하토크와 계산한 부하토크의 값이 거의 일치하므로, 식 (29)의 부하토크 추정식이 올바르게 계산됨을 알 수 있다. 하지만, 적응백스텝핑 제어기를 사용하였을 때, 측정된 상전류 값이 PID제어기를 사용하였을 때보다 약 1.5배 증가했음을 알 수 있다. 이것은 앞서 500 [Hz]로 동작하는 적응백스텝핑 제어기와 10 [kHz]로 동작하는 PID 전류제어기와의 차이로 발생하는 것으로 판단된다.

5.3 MTPA 운전 실험

그림 8은 전동기를 120 [rad/s]의 기준각속도에 대한 적응백스텝핑 제어기의 운전 실험결과이다. 이 때, 초기에는 기준전류 값을 $i_{d,r} = 0$ [A]로 운전하고, 정상상태에서 MTPA 운전을 하여, 각속도 상태의 변화와 전류 상태를 비교하였다.

그림 8(a)는 120 [rad/s]로 속도가 제어되고 있음을 보여주고 있다. $i_d = 0$ [A]로 전류제어가 되고 있다가, MTPA 운전을 하였을 때, 각속도는 120 [rad/s]로 변동 없이 잘 제어되고 있음을 알 수 있다. 그림 8(b)와 그림

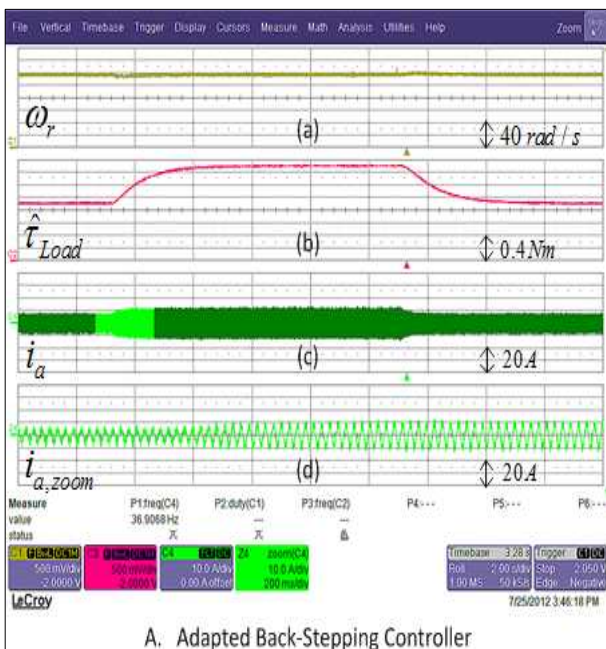


Fig. 6 Load changing experiment of adaptive back-stepping controller

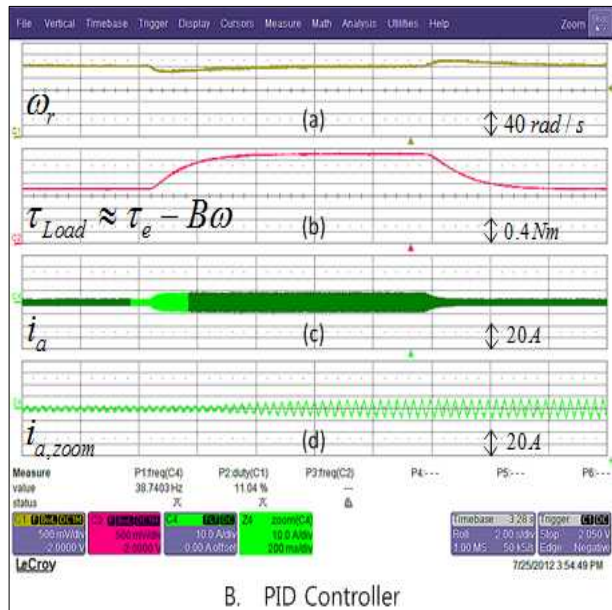


Fig. 7 Load changing experiment of PID controller

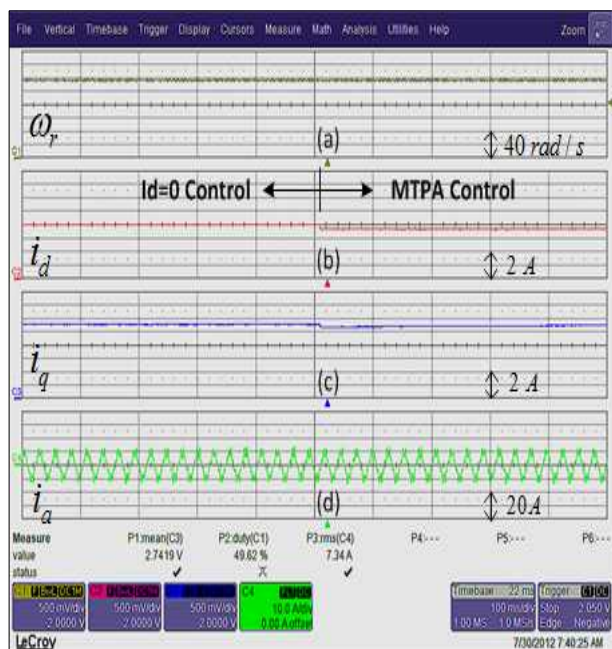


Fig. 8 Comparison of Id=0 control and MTPA control on the adapted back-stepping controller

8(c)는 전류 i_d 와 i_q 의 값을 보여주고 있다. $i_d = 0$ [A]로 전류제어를 하는 구간에서 i_d 는 0 [A], i_q 는 11.5 [A]로 제어되고 있다. 이후 MTPA운전으로 전환되면서 i_d 는 0.5 [A], i_q 는 10.5 [A]로 바뀌게 됨을 알 수 있다. 이는, 전류 대 토크의 효율이 상승하였음을 알 수 있다.

6. 결 론

본 연구는 전동기의 정밀한 각속도 추종을 위해 적응 백스텝핑 제어기를 설계하였다. 적응백스텝핑 제어기는 만족할만한 추종성능을 보였다. 또한 부하변동에 대한 적응법칙으로 부하토크를 실시간 추정해 나감으로 부하토크의 변동에 강건한 제어기임을 보일 수 있었다. 또한, 제안된 제어기는 d축 기준전류를 임의 값에 대한 제어가 가능하도록 설계하였다. 설계된 바를 MTPA (Maximum Torque Per Ampere) 운전을 하여 공극의 유효자속을 줄이는 제어가 가능함을 보일 수 있었다.

추후에 전압제한 조건을 고려하여 약자속 제어까지 확장할 수 있음을 확인하며, 상수부하 이외 기계적 파라메타들의 변동과 전동기의 전기적인 파라메타의 변동을 적용할 수 있는 제어기로 개선의 연구가 필요하다. 또한 더욱 향상된 각속도의 추종 성능을 위해 각속도의 추정에 대한 보완이 필요하다.

참 고 문 헌

- [1] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, and P. Kokotovic, "Nonlinear and Adaptive Control Design," *Wiley*, pp. 87-121, 1995.
- [2] M.S. Merzoug, H. Benalla, "Nonlineare Backstepping Control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM)," *International Journal of System Control*, Vol. 1, pp. 30-34, 2010.
- [3] M. Muminul, I. Chy, M.N. Uddin, "Nonlinear controller Based High Speed Control of IPMSM," 4th *ICECE* 2006. pp. 477-480, Dec. 2006.
- [4] M.A. Rahman, M. Vilathgamuwa, M.N. Uddin, K. Tseng, "Nonlinear Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor," *IEEE Trans on Industry Application*, Vol. 39, No. 2, pp. 408-416, Mar./Apr. 2003.
- [5] D.F. Chen, T.H. Liu and C.K. Hung, "Nonlinear Adaptive Backstepping controller Design for a Matrix-converter based PMSM Control System," *InConf Rec. IEEE-IES Annual Meeting*, Vol. 1, pp. 673-678, 2003.
- [6] T.M. Jahns, G.B. Kliman, and T.W. NeuMann, "Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor For Adjustable-Speed Drives," *IEEE Trans. on Industrial. Application.*, Vol. 22. No. 4, pp. 738-747, Jul./Aug. 1986.
- [7] M.T. Elsayed, O.A. Mahgoub and S.A. Zaid, "Simulation study of Conventional Control versus MTPA-Based for PMSM Control," in *proceedings of the 14th International*

Middle East Power Systems Conference, Cairo Univ, Egypt, pp. 382-385, Dec. 2010.

- [8] H.B. Kim, J.Hartwig, R.D. Lorenz, "Using on-line parameter estimation to improve efficiency of IPM Machine drives," *IEEE 33rd Power Electronics Specialists Conference*, Vol. 2, pp. 815-820, June 2002.
- [9] PowerSim Inc, "PSIM User's Guide," pp. 68-72, Jan. 2010.



전용호(全龍鎬)

1968년 8월 21일생. 1996년 광운대 제어계측공학과 졸업. 1998년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2008년 동 대학원 졸업(공학). 2008년~현재 중원대 산학협력단 선임연구원. 2012년~현재 중원대 메카트로닉스학과 겸임교수.



정승환(鄭丞桓)

1981년 10월 1일생. 2006년 광운대 제어계측공학과 졸업. 2008년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2008년~현재 동 대학원 정보제어공학과 박사과정.



최익(崔翼)

1956년 6월 5일생. 1979년 서울대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 졸업(공학). 1982년~2003년 한국과학기술연구원 책임연구원. 2003년~현재 광운대 로봇학부 교수.



조황(趙滉)

1959년 1월 7일생. 1981년 인하대 기계공학과 졸업. 1985년 University of Texas Austin 기계공학과 졸업(석사). 1989년 동 대학원 기계공학과 졸업(공학). 1990년~현재 광운대 로봇학부 교수.