
IPMSM 전동기의 비선형 적응 백스텝핑 속도 제어

전용호* · 조 황**

Nonlinear and Adaptive Back-Stepping Speed Control of IPMSM

Yong-ho Jeon* · Whang Cho**

요 약

본 논문은 IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)의 고성능 운전을 위해 비선형 제어를 기반으로 하는 적응 백스텝핑 제어기를 제안한다. 먼저 각속도의 추종성능을 향상시키기 위해서 비선형 백스텝핑 제어기를 설계한다. 파라메타 변동의 영향을 고려하지 않고 설계된 제어기는 고성능 운전이 어렵다. 부하토크의 변동에 대해 실시간 적응할 수 있는 파라메타 추정기를 설계에 포함하여 고성능 운전이 가능하게 한다. 또한 전동기의 효율적인 전력소비를 위하여 최대토크를 얻기 위한 최소전류의 운전을 할 수 있도록 제어기를 설계하였다. 제안된 제어기로 2마력급의 IPMSM에 적용하여 각속도 레퍼런스에 대한 추종성능과 부하토크 변동에 대한 추정, 그리고 MTPA(Maximum Torque per Ampere) 운전을 시험하여 일정토크 운전영역에서 안정화된 강건한 제어기임을 시뮬레이션을 통해 확인할 수 있었다.

ABSTRACT

In this paper, a nonlinear controller based on adaptive back-stepping method is proposed for high performance operation of IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor). First, in order to improve the performance of speed tracking a nonlinear back-stepping controller is designed. Since it is difficult to control the high performance driving without considering parameter variation, a parameter estimator is included to adapt to the variation of load torque in real time. In addition, for the efficiency of power consumption of the motor, controller is designed to operate motor with minimum current for maximum torque. The proposed controller is applied through simulation to the a 2-hp IPMSM for the angular velocity reference tracking performance and load torque volatility estimation, and to test the MTPA(Maximum Torque per Ampere) operation in constant torque operation region. The result verifies the efficacy of the proposed controller.

키워드

Nonlinear Control, Adaptive Back-Stepping Control, Maximum Torque per Ampere, Constant Torque Region
비선형 제어, 적응 백스텝핑 제어, 최대토크를 얻기 위한 전류, 일정토크 영역

1. 서 론

최근 전기를 이용하여 구동장치를 구성하는 많은 시스템에서 교류전동기의 사용은 적절한 선택이라 할

수 있다. 직류전동기는 회전자 정류기의 기계적 접촉 구조로 유지 보수가 필요하지만, 이에 비하여 교류전동기는 제어기의 구성은 복잡하나, 영구자석을 회전자로 사용하여 전기적인 스위칭으로 대신함으로써 유지

* 중원대학교 산학협력단(waterjliar@gmail.com)

** 광운대학교 정보제어공학과 교수(robot@kw.ac.kr)

접수일자 : 2011. 09. 29

심사(수정)일자 : 2011. 11. 29

게재 확정일자 : 2011.12. 12

및 보수가 불필요하다. 또한, IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)은 교류전동기인 같은 용량의 인덕션 전동기에 비해 높은 파워 밀도, 효율, 신뢰도, 빠른 응답성의 장점을 가지고 있다. 전동기의 고성능 운전을 보장하기 위해서 빠르고 정확한 토크의 응답성을 가져야 한다. 일반적으로 산업현장에서 사용되는 비례미분적분 제어기는 좋은 응답성을 가지고 있지만, 부하토크의 변동이나 파라메타의 변동에 대해 민감하다.

적용 백스텝핑 제어는 가상 제어입력을 이용하여 비선형 시스템을 선형화하거나, 비선형항의 탭핑 성분을 첨가하여 시스템의 점근적인 안정을 확보하고, 실제 제어입력이 적분되어져 시스템의 입력으로 들어가는 구조로 관측 가능한 상태변수를 가상제어입력으로 구성하여 사용하기에 용이하다. 또한 시스템 파라메타 변동의 영향이 포함될 수 있도록 제어를 구성할 수 있어서, 시스템의 점근적인 안정성과 파라메타 변동에 강건한 제어를 구성할 수 있는 장점을 가지고 있다[1].

IPMSM의 고성능 제어를 구성하기 위하여 많은 노력들이 되어왔다[2-6]. IPMSM 전동기 시스템은 d축의 전류와 q축의 전류의 곱으로 원하는 출력토크를 발생하는 구조이다. 이는 좋은 성능의 전류 제어를 설계하기에 쉽지 않다. 이런 점을 해결하기 위해 많은 연구에서는 강제로 d축의 기준전류를 0으로 설정하여 원하는 출력토크를 발생하기 위해서 q축의 전류만으로 제어하는 방법을 사용하였다[2-4]. 이 방법은 q축의 제어입력만을 적분하는 형태로 백스텝핑 제어를 설계하기에 간편하다. 하지만 실제로 흐르는 d축 전류로 인해 토크의 오차가 발생하며, 이로 인해 파라메타의 적응이 어려워져서 파라메타 변동에 강건한 제어기의 장점이 감소할 수 있다. 또한 최대토크를 발생하기 위한 최소전류의 해는 d축의 전류가 0이 아닌 곳에서도 구해지므로 효율적인 전력의 사용에 적합하지 않은 방법이라 할 수 있다[5-6].

본 논문에서는 IPMSM 전동기의 고성능 운전을 위한 제어기의 설계를 제안한다. 2장에서는 d축 기준전류를 임의상수로 설정함으로써 d축의 전류가 흐를 때의 영향을 포함하고, q축의 기준전류는 각속도를 추종하기 위하여 필요한 토크를 발생하도록 설계하여, d축과 q축의 전류가 각기 설정된 기준전류를 추종하도록

백스텝핑 기법을 이용하여 전류제어를 설계한다. 구성된 제어를 바탕으로 3장에서는 부하토크와 파라메타 변동에 적응할 수 있는 파라메타 추정기를 설계하고, 부하토크와 파라메타의 실시간 적응방법을 보이겠다. 나머지 4장에서는 요구되는 토크를 얻기 위한 최소전류 해를 d축의 기준전류로 사용함으로써 전력효율이 개선되도록 전체 제어기의 구조를 설계하여, 설계된 제어기의 유용성을 기준각속도 추종의 성능, 부하토크의 변동에 대한 적응과 개선된 최소전류를 가상실험의 결과를 통하여 보이겠다.

II. 백스텝핑 제어기 설계

d-q 회전축에 동기화된 IPMSM 전동기의 수학적 모델은 식(1)-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 회전자의 각속도, τ_e 는 전자기적으로 발생하는 토크, τ_l 은 부하토크, R 는 고정자의 상 저항, L_d , L_q 는 d축과 q축의 인덕턴스, ψ_f 는 회전자 영구자석의 자속상수, p 는 회전자 영구자석의 극수, J_m 은 전동기의 회전자의 관성모멘트, B_m 은 전동기 회전자의 마찰계수이다.

전동기 기계방정식(1)에서 각속도 w_r 의 기준각속도 $w_{r,r}$ 에 대한 오차 e_1 은 식(5)로 정의된다.

$$e_1 = w_{r,r} - w_r \quad (5)$$

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

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{w}_{r,r} - \dot{w}_r \\ &= \dot{w}_{r,r} - \frac{1}{J_m} \tau_e + \frac{B_m}{J_m} w_r + \frac{1}{J_m} \tau_l \end{aligned} \quad (6)$$

안정화를 위한 평가함수 $V_1 = \frac{1}{2} e_1^2$ 로 선정할 때, 평가함수 V_1 의 시간에 대한 변화율은 식(7)과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\ &= e_1 (\dot{w}_{r,r} - \frac{1}{J_m} \tau_e + \frac{B_m}{J_m} w_r + \frac{1}{J_m} \tau_l) \end{aligned} \quad (7)$$

함수 V_1 의 안정화를 위한 기계적인 기준토크 $\tau_{r,r}$ 는 식(8)과 식(9)와 같이 선정할 수 있다.

$$\tau_{r,r} = B_m w_r + \tau_l + k_1 J_m e_1 + J_m \dot{w}_{r,r} \quad (8)$$

$$\tau_{e,r} = \frac{3}{2} p (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r}) i_{q,r} \quad (9)$$

기계적인 기준토크 식(8)에서 k_1 은 양의 값으로 평가함수 V_1 이 점근적인 안정을 하도록 설정하는 이득이다. 식(1)에서 전동기의 출력토크 τ_e 는 식(4)로 정의되며, d축에 흐르는 전류 i_d 와 q축에 흐르는 전류 i_q 를 적절히 제어함으로 원하는 출력토크를 조절할 수 있다. 이에 식(9)은 d축 기준전류와 q축 기준전류의 곱으로 표현된 전기적인 기준토크 식이다. 식(8), 식(9)를 이용하여 파라메타의 변동이 없다는 가정에서 $\tau_{r,r}$ 와 $\tau_{e,r}$ 이 같아지도록 $i_{d,r}$, $i_{q,r}$ 을 설계할 수 있다. 제어기 구성의 간편성을 위해 $i_d = 0$ 으로 설계할 때 식(4)의 두 번째 항이 소거됨으로 인해 출력토크의 오차가 발생한다. 또한 정밀한 토크의 구현을 위해 전동기의 $L_d - L_q < 0$ 인 경우 음의 값을 갖는 임의 상수로 $i_{d,r}$ 을 설정하고 설정된 $i_{d,r}$ 대하여 q축의 기준전류 $i_{q,r}$ 을 설계할 수 있다.

기준전류 $i_{d,r}$, $i_{q,r}$ 와 그에 따른 전류의 오차를 식(10), 식(11), 식(12)와 같이 정의한다.

$$i_{q,r} = \frac{B_m w_r + \tau_l + k_1 J_m e_1 + J_m \dot{w}_{r,r}}{\frac{3}{2} p (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} \quad (10)$$

$$e_d = i_{d,r} - i_d \quad (11)$$

$$e_q = i_{q,r} - i_q \quad (12)$$

새로이 정의된 식(8)-식(12)의 식을 이용하여 식(6)을 식(13)과 같이 정리할 수 있다.

$$\dot{e}_1 = \begin{bmatrix} -k_1 e_1 \\ \frac{(L_d - L_q)(\tau_l + (k_1 J_m - B_m)e_1 + J_m \dot{w}_{r,r})}{J_m(\psi_f + (L_d - L_q)i_{d,r})} e_d \\ + \frac{3p}{2J_m} (\psi_f + (L_d - L_q)i_{d,r}) e_q \\ - \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) e_d e_q \end{bmatrix} \quad (13)$$

d축 기준전류 $i_{d,r}$ 를 상수로 설정함으로 식(10)의 q축의 기준전류 $i_{q,r}$ 의 분모에 상태변수가 포함되지 않음으로 q축 전류오차의 시간에 대한 변화율을 구할 때 간편하다. 또 d축 전류 i_d 가 0이 아닌 상태로 전류가 흐르도록 전류제어기를 구성할 수 있다. 식(4)는 d축 전류 i_d 와 q축 전류 i_q 로 구성된 토크의 출력이고, 식(2)와 식(3)은 d축 전류 i_d , q축 전류 i_q 시간에 대한 변화율이다. 즉, 입력전압 V_d , V_q 의 적분으로 d축 전류 i_d , q축 전류 i_q 를 조절하여 출력토크를 발생하는 구조이다.

다음은 설정된 기준전류를 이용하여 백스텝핑 기법으로 전류제어기를 구성하는 과정이다. 식(2)와 식(3)을 이용하여 d축 전류 i_d 에 대한 전류오차 e_d 와 q축 전류 i_q 에 대한 전류오차 e_d 의 시간에 대한 변화율은 식(14)와 식(15)와 같이 구해진다.

$$\dot{e}_d = \dot{i}_{d,r} + \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{pL_q}{L_d} w_r i_q - \frac{1}{L_d} V_d \quad (14)$$

$$\dot{e}_q = \begin{bmatrix} \frac{k_1 J_m - B_m}{\frac{3}{2} p (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} \dot{e}_1 \\ + \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{pL_d}{L_q} w_r i_d + \frac{p\psi_f}{L_q} w_r - \frac{1}{L_q} V_q \end{bmatrix} \quad (15)$$

안정화를 위한 평가함수는 $V_2 = V_1 + \frac{1}{2}e_d^2$ 이고, V_2 의 시간에 대한 변화율은 식(16)과 같다.

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_d \dot{e}_d \quad (16)$$

식(13)와 식(14)를 이용하여 평가함수 V_2 를 안정화하기 위한 d축의 입력전압 V_d 는 식(17)과 같다.

$$V_d = \left[\frac{R_s i_d - pL_d w_r i_q + L_d \dot{i}_{d,r} + k_d L_d e_d + (L_d - L_q)(\tau_l + (k_1 J_m - B_m)e_1 + J_m w_{r,r})}{L_d \frac{J_m(\psi_f + (L_d - L_q)i_{d,r})}{J_m(\psi_f + (L_d - L_q)i_{d,r})}} e_1 \right] \quad (17)$$

여기서 k_d 는 양의 값으로 V_2 를 점근적인 안정화를 할 수 있도록 설정하는 d축 전류제어기의 설정이득이다. 식(17)에서 첫 행의 앞 세 항들은 피드백 선형화를 위한 성분이다. 두 번째 행의 오차 e_1 에 대한 항은 식(13)의 e_d 에 관련항을 소거하기 위해 첨가된 것이다.

다음으로 q축에 입력전압을 설계하기 위하여 평가함수를 선정하면, $V_3 = V_2 + \frac{1}{2}e_q^2$ 이고, 평가함수 V_3 의 시간에 대한 변화율은 식(18)과 같다.

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + e_q \dot{e}_q \quad (18)$$

식(13)과 식(15)를 이용하여 평가함수 V_3 의 안정화를 위한 q축의 입력전압 V_q 는 식(19)와 같다.

$$V_q = \left[\begin{array}{l} R_s i_q + pL_d w_r i_d + p\psi_f w_r + k_q L_q e_q \\ + L_q \frac{3p(\psi_f + (L_d - L_q)i_{d,r})}{2J_m} e_1 \\ - L_q \frac{3p(L_d - L_q)}{2J_m} e_1 e_d \\ + L_q \frac{2(k_1 J_m - B_m)}{3p(\psi_f + (L_d - L_q)i_{d,r})} \dot{e}_1 \end{array} \right] \quad (19)$$

여기서 첫째 행의 앞 세항들은 피드백 선형화를 위한 항들이고, 마지막항의 k_q 는 V_3 를 점근적인 안정화를 할 수 있도록 설정하는 q축 전류제어기의 설정 이

득이다. 둘째 행의 오차 e_1 에 대한 항은 식(13)의 e_q 에 관련항을, 셋째 행의 오차 $e_1 e_d$ 에 대한 항은 식(13)의 $e_d e_q$ 항을 소거하기 위해 첨가된 것이다.

식(17)과 식(19)를 제어입력으로 하여 식(14)와 식(15)에 대입하여 정리한 결과와 식(13)을 이용하면 \dot{V}_3 은 식(20)과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 \\ &= -k_1 e_1^2 - k_d e_d^2 - k_q e_q^2 \end{aligned} \quad (20)$$

적당한 양의 수 k_1, k_d, k_q 를 선택하면 \dot{V}_3 는 음의 값을 가지므로, 평가함수 V_3 는 글로벌하게 점근적 안정하다.

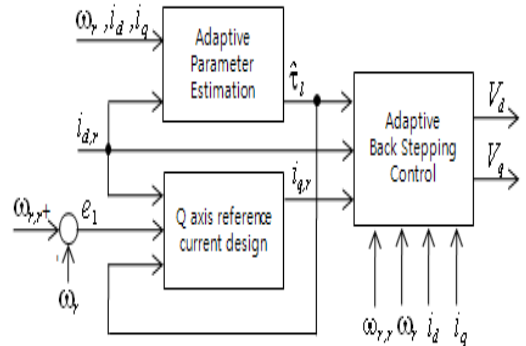


그림 1. 적응 백스텝핑 제어기 구조
Fig. 1 Block diagram of the Adaptive Back-Stepping controller

III. 실시간 파라메타의 추정

전동기의 안정된 각속도의 추정성능을 확보하기 위해서는 부하토크 변동의 영향이 실시간으로 적응되어야 한다. 앞 절에서 설계된 제어기를 바탕으로 부하토크 τ_l 의 변동에 대한 실시간 적응법칙을 얻기 위해서 파라메타 오차를 식(21)과 같이 정의한다.

$$\tilde{\tau}_l = \hat{\tau}_l - \tau_l \quad (21)$$

여기서 $\hat{\tau}_l$ 는 부하토크의 추정치이다.

식(10)을 이용하여 추정된 파라메타로 기준전류를

식(22)와 같이 얻어진다.

$$\hat{i}_{q,r} = \frac{B_m w_r + \hat{\tau}_l + k_1 J_m e_1 + J_m \dot{w}_{r,r}}{\frac{3}{2} p (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} \quad (22)$$

식(22)은 부하토크의 추정치로 만들어진 q 축 기준 전류이다. 이를 가상입력으로 식(13)의 오차방정식은 식(23)과 같이 재구성할 수 있다.

$$\dot{e}_1 = \begin{bmatrix} -k_1 e_1 - \frac{1}{J_m} \tilde{\tau}_l + \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) i_{q,r} e_d \\ + \frac{3p}{2J_m} (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r}) e_q \\ - \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) e_d e_q \end{bmatrix} \quad (23)$$

안정화를 위한 평가함수 V_4 를 식(24)와 같이 정의한다.

$$V_4 = \frac{1}{2} \left[e_1^2 + e_d^2 + e_q^2 + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\tau}_l^2 \right] \quad (24)$$

평가함수 V_4 의 시간에 대한 변화율은 식(25)와 같이 얻어진다.

$$\dot{V}_4 = \left[e_1 \dot{e}_1 + e_d \dot{e}_d + e_q \dot{e}_q + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\tau}_l \dot{\tau}_l \right] \quad (25)$$

평가함수 V_4 를 안정화하기 위한 제어입력은 식(17)과 식(19)에 파라메타 추정치를 사용하여 식(26)과 식(27)로 재구성할 수 있다.

$$V_d = \begin{bmatrix} R_s i_d - p L_q w_r i_q + L_d \dot{i}_{d,r} + k_d L_d e_d \\ + L_d \frac{3p(L_d - L_q)}{2J_m} \hat{i}_{q,r} e_1 \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$V_q = \begin{bmatrix} R_s i_q + p L_d w_r i_d + p \psi_f w_r + k_q L_q e_q \\ + L_q \frac{3p(\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})}{2J_m} e_1 \\ - L_q \frac{3p(L_d - L_q)}{2J_m} e_1 e_d \\ + L_q \frac{2(k_1 J_m - B_m)}{3p(\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} \hat{e}_1 \end{bmatrix} \quad (27)$$

여기서 각속도 오차에 대한 미분의 추정치는 식(28)과 같다.

$$\hat{e}_1 = \dot{w}_{r,r} - \frac{1}{J_m} \tau_e + \frac{B_m}{J_m} w_r + \frac{1}{J_m} \hat{\tau}_l \quad (28)$$

식(14)와 식(15)에 제어입력 식(26)과 식(27)을 대입하여 정리한 결과식과 식(23)을 사용하면 식(29)는 식(29)와 같이 정리된다.

$$\dot{V}_4 = \begin{pmatrix} e_1 \left[-\frac{1}{J_m} - \frac{(L_d - L_q)}{J_m(\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} e_d \right] \tilde{\tau}_l \\ + e_q \left[-\frac{2(k_1 J_m - B_m)}{3p(\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} \frac{1}{J_m} \right] \tilde{\tau}_l \\ - k_1 e_1^2 - k_d e_d^2 - k_q e_q^2 + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\tau}_l \dot{\tau}_l \end{pmatrix} \quad (29)$$

평가함수 V_4 를 안정화하는 파라메타의 추정된 제어입력은 식(26) 및 식(27)과 같고, 이때 파라메타를 추정하기 위한 방법은 식(30)으로 정리된다.

$$\hat{\tau}_l = -\gamma_1 \begin{pmatrix} \frac{e_1}{J_m} - \frac{L_d - L_q}{J_m(\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} e_1 e_q \\ - \frac{2(k_1 J_m - B_m)}{3p J_m (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} e_q \end{pmatrix} \quad (30)$$

이와 같이 식(30)은 파라메타를 추정하기 위한 방법이다. 식(30)을 사용할 때, 식(29)는 식(31)와 같이 정리된다.

$$\dot{V}_4 = -k_1 e_1^2 - k_d e_d^2 - k_q e_q^2 \leq 0 \quad (31)$$

이는 추정된 부하토크 $\hat{\tau}_l$ 를, 식(26)과 식(27)의 제어입력에 사용함으로 평가함수 V_4 를 글로벌하게 점진적으로 안정화할 수 있고, 실시간으로 파라메타를 추정하여 파라메타의 변동에도 적응하는 구조의 제어를 설계할 수 있음을 보인다.

IV. 최대토크를 얻기 위한 최소전류의 설계

2장과 3장에서 적응 백스텝핑 제어를 구성할 때, d 축의 기준전류를 임의상수로 설정하여, 기준각속도

를 추종하면서 글로벌하게 점진적으로 안정화되는 제어기를 구성할 수 있었다. 이제는 임의상수로 설정된 d축 기준전류를 대신하여 최대토크를 얻기 위해 필요한 최소전류의 해를 이용하고자 한다.

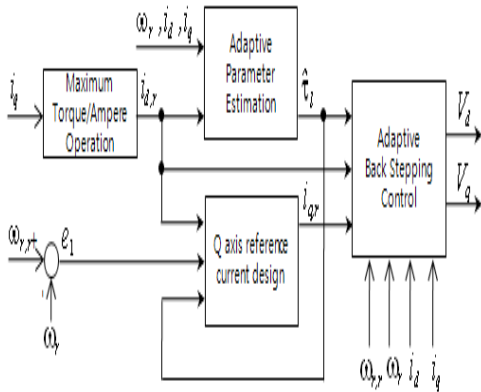


그림 2. MTPA를 이용한 적응 백스텝핑 제어기
Fig. 2 Adaptive Back-Stepping controller included the Maximum Torque per Ampere Operation

그림 2는 효율적인 전력 사용을 위해 설계된 제어기의 구조이다. 요구되는 최대토크를 내기 위한 필요한 최소전류 i_d 를 구하여 그 해를 d축 기준전류 $i_{d,r}$ 로 하여 각속도 추종에 필요한 $i_{q,r}$ 을 계산하고 최종

적으로 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 식(32)와 같이 얻어진다.

$$\frac{d\tau_e}{di_q} = \frac{3p}{2} \left[\psi_f + (L_d - L_q)i_q - (L_d - L_q)\frac{i_q^2}{i_d} \right] \quad (32)$$

이때, 전동기의 인덕턴스가 $L_d < L_q$ 인 경우, 식(32)을 0으로 하며, $\frac{d^2\tau_e}{di_q^2} < 0$ 을 만족하는 i_d 는 식(33)과 같이 얻어진다[7-8].

$$i_d^* = \frac{\psi_f}{2(L_d - L_q)} - \sqrt{\left[\frac{\psi_f}{2(L_d - L_q)} \right]^2 + i_q^2} \quad (33)$$

토크 출력방정식(4)의 두 번째 항은 리럭턴스 토크에 해당한다. 식(33)의 전류 i_d 를 음이 되도록 선택함으로써 전동기의 리럭턴스 토크의 손실을 줄일 수 있다.

그림2의 각 제어블럭의 역할을 보면, 식(8)의 기준 토크 $\tau_{r,r}$ 은 기준각속도를 추종하기 위해 필요한 기계적인 기준토크이고, 기준토크 $\tau_{r,r}$ 을 만들기 위한 q축 기준전류 $i_{q,r}$ 은 식(10)으로 구해진다. 따라서 q축

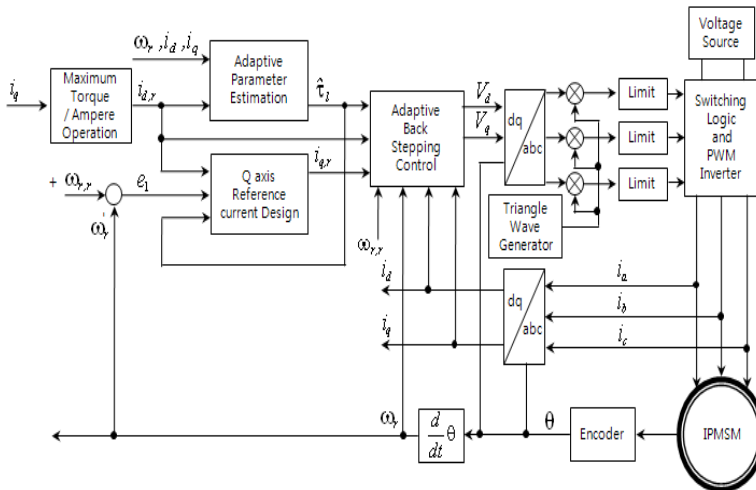


그림 3. IPMSM 전동기의 전체 제어 시스템 구성도
Fig. 3 The full control system configurations of the IPMSM

기준전류 설계블록은 기준전류 $i_{q,r}$ 이 기준각속도를 추종하기 위한 토크의 발생역할을 한다. MTPA (Maximum Torque Per Ampere) 블록은 식(33)을 사용한다. 식(33)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 사용함으로 MTPA 블록은 각속도를 추종하는 q축의 전류에 대한 d축 최소전류를 찾는 역할을 한다.

V. 시뮬레이션 및 결과

5.1 시뮬레이션 시스템

전동기에 적응 백스텝핑 제어기를 구성하여 시뮬레이션하기 위한 전체시스템은 그림3과 같다. 사용된 전동기 파라메타는 표1과 같다[9].

표 1. 전동기 파라메타[9]
Table 1. IPMSM Parameter[9]

Motor Rated Power	3-phase 2hp
Pole Pair Number (p)	2
Stator Resistance, R_s	3.0 Ω
D-axis Inductance, L_d	0.027 mH
Q-axis Inductance, L_q	0.067 mH
Moment of Inertia, J_m	0.00179 kgm ²
Friction coefficient, B_m	0.0179 Nm/rad/s
Magnetic Flux Constant, ψ_f	0.272 volt/rad/s

먼저 d축의 기준전류를 -20A에서 -1A까지 4초 동안 램프입력으로 하였을 때 제어응답에 대한 가상실험을 하였고, 다음으로 MTPA 동작의 식(33)을 d축의 기준전류로 하여 가상실험을 하였다. 제어기의 이득은 $k_1=10$, $k_d=10000$, $k_q=10000$ 으로 하였다. 그리고 파라메타 추정이득은 $\gamma_1=0.005$ 로 하였다.

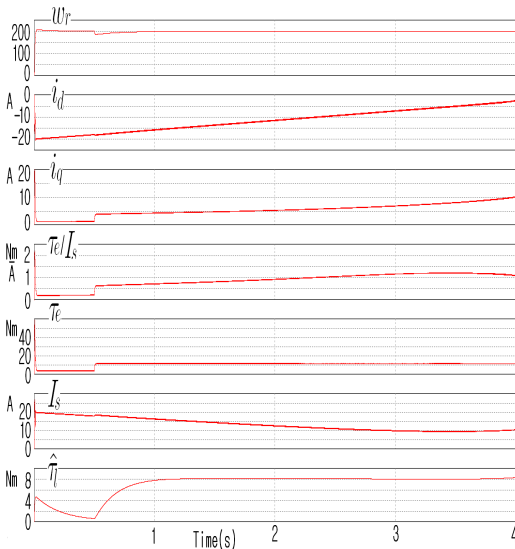


그림 4. 기준각속도 200rad/s, 상수부하 8Nm에서 전동기운전

Fig. 4 Motor driving with $\tau_l = 8\text{Nm}$ when w_{ref} is 200 rad/s

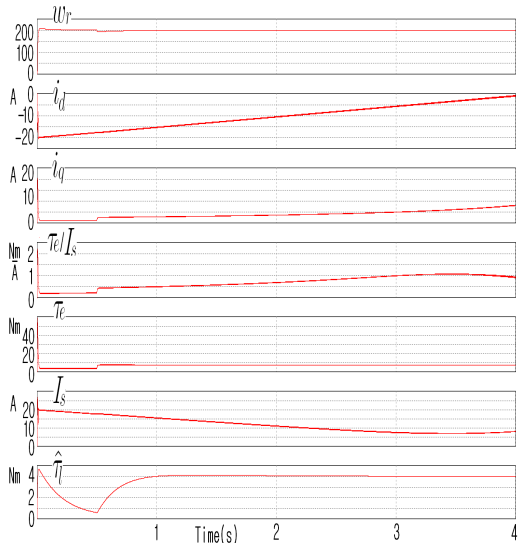


그림 5. 기준각속도 200rad/s, 상수부하 4Nm에서 전동기운전

Fig. 5 Motor driving with $\tau_l = 4\text{Nm}$ when w_{ref} is 200 rad/s

5.2 시뮬레이션 결과 검토

그림 4에서 그림 7까지는 d축의 기준전류를 임의 상수로 설정하는 것을 대신하여 -20A에서 -1A까지 4 초 동안 램프입력으로 하여 음의 전류구간에 대해 제어되는 모습을 나타내었다. 또한, 부하토크는 처음 0.5 초까지는 무부하 상태에서의 운전을 하다가 0.5초 이후 그림 4와 그림 6은 상수부하 8Nm을 적용하고, 그림 5와 그림 7은 상수부하 4Nm를 적용하였을 때 부하토크의 변동을 추정한 결과이다.

모두 약간의 오버슈트가 발생하는데 그림 4와 그림 5는 약 3.5% (207.11 rad/s) 이내의 최대 오버슈트가 발생하고, 그림 6과 그림 7은 약 2.4% (102.44rad/s) 이내의 최대 오버슈트가 발생하였다.

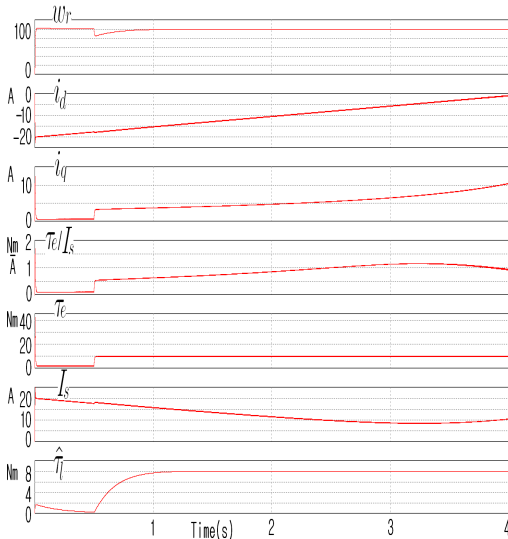


그림 6. 기준각속도 100rad/s, 상수부하 8Nm에서 전동기운전

Fig. 6 Motor driving with $\tau_l = 8\text{Nm}$ when w_{ref} is 100 rad/s

약간의 각속도의 변화가 시간 0.5초 이후에 보이는데, 이는 상수부하를 적용함으로 부하토크를 추정해나가는 영향이 반영된 결과이다. 이후 정상상태의 오차는 모두 0.01% 이내로 안정된 결과를 보인다.

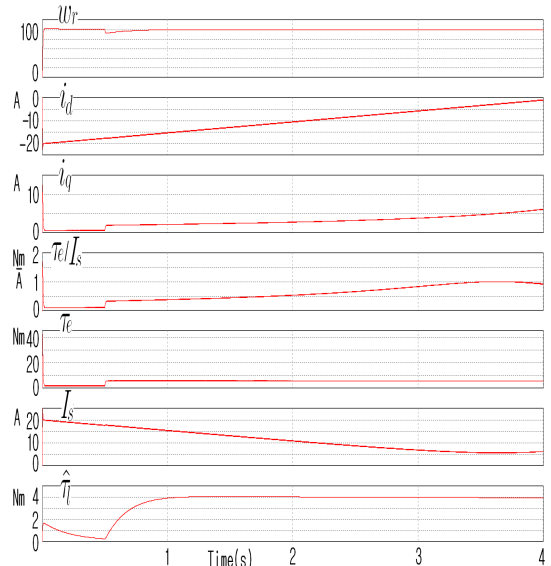


그림 7. 기준각속도 100rad/s, 상수부하 4Nm에서 전동기운전

Fig. 7 Motor driving with $\tau_l = 4\text{Nm}$ when w_{ref} is 100 rad/s

임의로 설정된 d축 기준전류에 대해 기준각속도를 추정하기 위해 q축 기준전류를 구하고, 기준전류에 대해 전류제어기가 동작하는 모습은 각 그림의 두 번째와 세 번째의 그림에 해당한다. 각 그림의 다섯 번째의 그림은 전동기 출력 τ_e 이고, 여섯 번째의 그림은 $I_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$ 를 나타낸다. 따라서 네 번째 그림은 전동기 출력 τ_e 를 I_s 로 나눈 값으로 최대의 값인 MTPA 동작인 지점으로 판단된다. 각 그림의 결과는 표 2에 나타내었다.

표 2. MTPA 동작점
Table 2. MTPA Operation Point

	운전 I	운전 II	운전 III	운전 IV
w_{ref} (rad/s)	200	200	100	100
τ_l (Nm)	8	4	8	4
	그림 4	그림 5	그림 6	그림 7
w_r (rad/s)	200.04	199.99	100.01	100.00
i_d (A)	-5.47	-3.69	-4.54	-2.80

i_q (A)	8.03	6.16	7.30	5.09
τ_e/I_s	1.22	1.08	1.16	1.01
τ_e (Nm)	11.92	7.80	9.97	5.88
I_s (A)	9.77	7.21	8.62	5.82
$\hat{\tau}_l$ (Nm)	8.05	4.02	7.98	3.97

시간 0.5초까지는 무부하 운전을 하였고, 이후 시간에서는 상수부하의 운전에 대해 부하토크의 추정오차는 각 1% 이하를 보임을 알 수 있다.

이상에서 d축 기준전류가 상수로 설계된 제어기도 정상상태의 각속도 추종오차와 부하토크에 대한 추종오차는 만족할 만한 결과를 보임을 알 수 있었다. 다음은 d축의 기준전류를 MTPA 동작으로 설정할 때 가상실험 결과로 처음 1초 동안 무부하 운전이며, 그림 8은 표 2의 운전 III, 운전 I, 운전 II, 운전 IV의 순서로 전동기를 운전하고, 그림 9는 운전 순서를 운전 III, 운전 IV, 운전 II, 운전 I로 한 결과이다. 각 운전의 시간 구간은 1초이며, 표 2의 MTPA 동작점에서 그림 8과 그림 9와 같이 전동기가 제어됨을 보이고 있다.

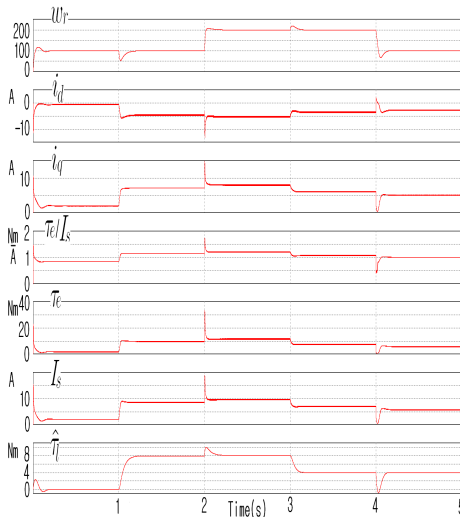


그림 8. MTPA 동작을 가진 제안된 제어기의 전동기 운전 (운전 III->I->II->IV)

Fig. 8 Response of the proposed controller with the MTPA operation (Driving III->I->II->IV)

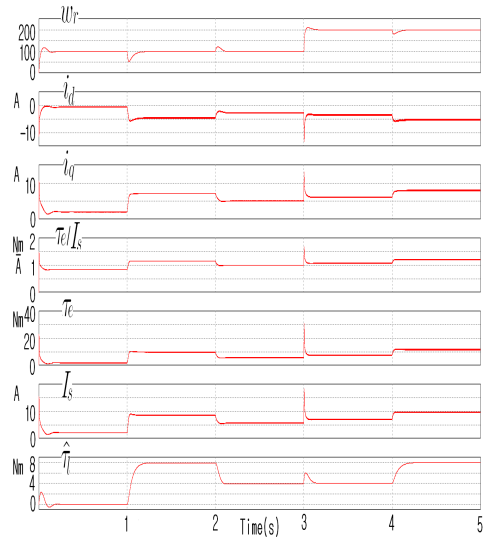


그림 9. MTPA 동작을 가진 제안된 제어기의 전동기 운전(운전 III->IV->II->I)

Fig. 9 Response of the proposed controller with the MTPA operation (Driving III->IV->II->I)

임의로 설정한 d축의 기준전류 대신 램프입력을 통하여 임의로 설정된 d축의 음의 전류에 대하여 설계된 제어기가 잘 동작함을 보였고, 이때 τ_e/I_s 값의 최대 지점이 MTPA 동작을 포함한 두 번째 가상실험을 한 결과의 동작점과 거의 같음을 알 수 있었다. 따라서 설계된 제어기가 최대토크를 낼 수 있는 최소전류의 운전이 가능함을 보였다. 동시에 부하토크의 변동을 실시간으로 추종하여 약 0.2초 이내에 정상상태에 도달하며 추종오차도 1% 이내로 정밀함을 보일 수 있었다.

VI 결론

본 연구는 전동기의 각속도 추정을 위해 적응 백스텝핑 제어를 사용하였고, 비선형 제어의 적응 백스텝핑 제어기는 만족할만한 추종성능을 보였다. 또한 부하변동에 대한 적응법칙으로 부하토크를 실시간 추종해 나감으로 부하 변동에 강건한 제어기임을 보일 수 있었다. 제안된 제어기는 효율적인 전력사용을 위해 MTPA(Maximum Torque Per Ampere) 동작이 가능하도록 d축 기준전류를 설계함으로써 일정 토크 운전

영역에서 최대토크를 얻기 위한 최소전류의 동작으로 부하변동에 강건하면서 안정한 제어로 판단된다.

추후에 상수부하 이외 기계적 파라메타들의 변동과 전동기의 전기적인 파라메타의 변동을 적용할 수 있는 제어기로 개선의 연구가 필요하다. 또한 전동기의 에너지의 손실을 최소화 할 수 있는 연구가 필요하며 이에 대한 연구와 실험을 하고자 한다.

감사의 글

본 논문은 2011년도 광운대학교 연구년에 의하여 연구되었음.

참고 문헌

[1] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, and P. Kokotovic, "Nonlinear and Adaptive Control Design", Wiley, pp. 87-121, 1995.

[2] M.S. Merzoug, H. Benalla, "Nonlinear 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., 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., 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, Jun., 2002.

[9] PowerSim Inc, "PSIM User's Guide", pp. 68-72, Jan., 2010.

[10] 김종선, "센서리스 BLDC전동기의 강인한 속도 제어", 한국전자통신학회논문지, 3권, 4호, pp. 266-275, 2008.

저자 소개



전용호(Yong-Ho Jeon)

1996년 광운대학교 제어계측공학과 졸업(공학사)
 1998년 광운대학교 대학원 제어계측공학과 졸업(공학석사)
 2008년 광운대학교 대학원 정보제어공학과 졸업(공학박사)
 2008년 ~현재 중원대학교 산학협력단 선임연구원
 ※ 관심분야 : 가변속 시스템, 지능로봇 시스템



조 황(Whang Cho)

1981년 인하대학교 기계공학과 졸업(공학사)
 1985년 University of Texas Austin 기계공학과 졸업(공학석사)
 1989년 University of Texas Austin 기계공학과 졸업(공학박사)
 1990년~현재 광운대학교 로봇학부 정보제어공학과 교수
 ※ 관심분야 : 지능 로봇 시스템, 모빌리티 메커니즘 설계 및 제어