Regular paper

Journal of the KIECS. pp. 93-100, vol. 13, no. 1, Feb. 28 2018, t. 87, pISSN 1975-8170 | eISSN 2288-2189
http://dx.doi.org/10.13067/JKIECS.2018.13.1.93

IPMSM의 토크출력피드백을 이용한 속도제어

전용호*

Speed Control of the IPMSM Using The Torque Output Feedback

Yong-Ho Jeon*

요 약

본 연구는 정밀한 각속도 추종을 위해 토크오차를 보상하는 제어기와 구현에서 제어기의 안정성을 보완하는 방법을 제안한다. 또한 설계된 제어기가 점근적인 안정할 수 있음을 리아프노프 안정도이론에 근거하여 증명하였다. 제안된 제어기는 d축 기준전류를 임의 값에 대한 제어가 가능하고, 속도이득과 전류이득의 두 가지로 손쉽게 제어성능을 달성할 수 있도록 하였다. 약 750W급의 IPMSM에 적용한 결과 레퍼런스 속도 1200[RPM]에 대한 정상상태 오차는 0.1[%]이내이며, 약 5[Nm]의 상수부하에서 약 0.2초 이내에 외란을 극복하여 점근적인 안정한 제어기임을 확인 할 수 있다.

ABSTRACT

This study proposes a controller that compensates torque error for precise angular velocity tracking and a method to compensate the stability of controller in implementation. Also, it is proved that the designed controller can be asymptotically stable based on Lyapunov stability theory. The proposed controller is able to control the d-axis reference current to arbitrary values and easily achieve control performance with two gains. As a result of applying to IPMSM of about 750W class, the steady state error with reference speed 1200 [RPM] is within 0.1 [%]. And it can be seen that it is an asymptomatic stable controller overcoming disturbance within about 0.2 second in application of constant load of about 5 [Nm].

키워드

Interior Permanent Magnet Synchronous, Lyapunov stability, Back-Stepping, Output Feedback
매입형 영구 자석 동기 전동기, 리아프노프 안정도, 백스텝핑, 출력 궤환

Ⅰ. 서 론

그린에너지에 대한 관심과 에너지절감에 대한 요구가 증가하고 있는 현재 교류전동기는 기계적인 시스템의 구동장치로 폭넓게 활용되고 있다. 그 중 영구자석이 내장되어 있는 동기 전동기는 전기적인 여자방식을 사용함으로 여자 시 발생하는 손실을 최소화 할 수 있으며 고출력 밀도와 높은 역률로 인해 전기용차의 구동모터로 활용되는 예가 증가하고 있다[1-9].

영구자석을 회전자로 가지는 전동기들 중에 매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM: Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)는 고정자로 전기자를 구성하고 회전자 철심 내부에 영구자석을 삽입한 구조이다. 표면 부착형 영구자석 동기전동기(SPMSM: Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor)는 회전자 표면에 부착된 영구자석으로 자속

* 중원대학교 항공정비학과
** 교신저자 : 항공정비학과
• 접 수 일 : 2018. 01. 27
• 수정완료일 : 2018. 02. 05
• 게재확정일 : 2018. 02. 15
• Received : Jan. 27, 2018, Revised : Feb. 05, 2017, Accepted : Feb. 15, 2018
• Corresponding Author : Yong-Ho Jeon
Dept. Aviation Maintenance Engineering, Jungwon University
Email : waterjliar@jwu.ac.kr

발생축인 d축과 그에 수직인 q축의 이 거의 같아 두 축의 인덕턴스가 같고, 그에 비해 IPMSM은 d축의 공극이 q축에 공극에 비해 더 큰 구조로 d축의 인덕턴스가 q축의 인덕턴스보다 작아서 출력토크 특성이 다르다. 이에 따라 그 제어 방법도 다르게 적용된다.

일반적으로 전동기를 제어함에 있어서 제어대상의 상태는 전동기의 속도와 토크이다. 전동기의 속도제어를 위해서는 모터축의 속도를 계측하여 요구되는 토크를 계산하고 그 값을 전기적으로 발생하는 방법으로 전류제어기를 구성한다. 토크를 직접적으로 제어하기 위해서는 토크의 계측이 필요한데 이는 손쉽게 제어기를 구성하기에 어렵고, 계측에 드는 비용이 증가하는 단점이 있어서 전류 제어함으로 간접적으로 토크를 제어하는 방법을 많이 구현한다[1-9].

IPMSM의 전기적 토크는 d축 전류와 q축 전류가 모두 관여하여 발생한다. d축의 레퍼런스 전류를 0로 설정하여 q축의 레퍼런스 전류를 간단히 계산하여 전류 제어를 하는 방법을 일반적으로 사용하는데 약계자 제어, MTPA(: Maximum Torque per Ampere)제어 등은 d축 전류가 토크발생에 영향을 끼치도록 제어하는 방법이다. 따라서 전류제어기의 구성은 d축 전류제어기와 q축 전류제어기를 독립적으로 제어하게 되는데 이로 인해 설정하여야 할 제어 이득의 수가 많은 단점이 있다. 즉 PI(: Proportional Integral)제어기를 구성하여 속도제어와 전류제어를 한다면 속도에 관련된 비례이득, 적분이득과 전류 d축, q축 각 비례이득, 적분이득의 총 6개를 설정하여야 한다[7-8].

본 연구는 IPMSM의 회전축의 속도제어를 하기 위한 발생토크를 계산하고, 그에 따라 d축과 q축의 전류로 발생하는 전기적인 토크를 제어하는 간접적인 토크 제어방법을 제안한다. 백스텝핑 제어기(Back-stepping controller)를 구성함으로 제안하는 제어기의 설정 제어이득은 속도 오차에 보상 이득과 토크오차에 대한 보상 이득의 두 가지이며, 리아프노프 안정도(Lyapunov stability) 이론에 따라 제어기가 점근적인 안정을 얻을 수 있는 강건함을 포함하는 장점이 있다. 본문의 순서는 Ⅱ장에서 토크식을 출력상태로 하는 시스템 구조의 백스텝핑 제어기를 구성하는 방법을 설명하고, Ⅲ장에서는 IPMSM 전동기에 백스텝핑 제어기를 적용하여 제어기를 설계한다. Ⅳ장에서는 구성된 제어기가 점근적 안정함을 증명하고, Ⅴ장에서는 설계된 제어기를 시뮬레이션을 통하여 그 성능을 입증한다.

Ⅱ. 출력 피드백 적분제어

비선형 시스템은 다음 식 (1)과 같이 정의한다.

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u\,, \quad f(0) = 0 \tag{1}$$

여기서, 상태 x는 $x \in R_n$인 상태변수이고, 입력 u는 $u \in R_n$ 인 제어입력변수이다.

2.1 시스템 제어입력 설계

시스템의 안정성 판단을 위한 리아프노프 함수 후보(Lyapunov function candidate)는 다음 식(2)와 같이 선정한다.

$$V(x) > 0 \tag{2}$$

시간이 $t \to \infty$이고, 초기값 $x(0)$에 대해 안정점 $x(t) = 0$ 으로 수렴하게 하는 피드백 제어입력을 다음의 식(3)이라 한다면,

$$u_d = \alpha(x), \quad \alpha(0) = 0 \tag{3}$$

이때 식 (3)은 다음의 식(4)를 만족한다.

$$\frac{\partial V(x)}{\partial x}[f(x) + g(x)\alpha(x)] < 0 \tag{4}$$

식(4)를 만족하는 제어입력 u_d를 설계할 수 있고 이는 다음 식 (5)와 같다.

$$\alpha(x) = g(x)^{-1}\left(-f(x) - k\frac{\partial V(x)}{\partial x}\right) \tag{5}$$

2.2 출력식의 제어입력 설계

다음의 식(6)에서 식(9)과 같은 시스템을 생각하자.

$$\dot{x} = f(x) + g(x)y\,, \quad f(0) = 0 \tag{6}$$

$$\dot{\eta}_1 = m_1(x,\eta_1,\eta_2) + n_1(x,\eta_1,\eta_2)u_1 \tag{7}$$

$$\dot{\eta}_2 = m_2(x,\eta_1,\eta_2) + n_2(x,\eta_1,\eta_2)u_2 \tag{8}$$

$$y = h(\eta_1,\eta_2)\,, \quad h(0,0) = 0 \tag{9}$$

여기서, 식(6)에 대한 식(2)의 평가함수와 식(3)의 피드백 제어입력은 식(4)를 만족하도록 설계되어졌다. 적분제어기법을 적용하기 위해 다음 식(10)과 같이

오차를 정의할 수 있다.

$$e_y = \alpha(x) - y \tag{10}$$

이때 안정화 판단을 위한 리아프노프함수 후보를 다음 식(11)과 같이 다시 선정한다.

$$V(x,y) = V(x) + (1/2)e_y^2 \tag{11}$$

식(11)의 시간에 대한 변화율은 다음 식(12)와 같다.

$$\dot{V}(x,y) = \dot{V}(x) + e_y\dot{e}_y \tag{12}$$

또한 식(10)의 시간의 변화율은 다음 식(13)와 같다.

$$\begin{aligned}\dot{e}_y &= \dot{\alpha}(x) - \dot{y} \\ &= \dot{\alpha}(x) - \left(\frac{\partial h(\eta_1,\eta_2)}{\partial \eta_1}\dot{\eta}_1 + \frac{\partial h(\eta_1,\eta_2)}{\partial \eta_2}\dot{\eta}_2\right)\end{aligned} \tag{13}$$

식(13)이 음의 정부호를 갖게 하는 최종 제어입력 u_1과 u_2를 설계하면 다음 식(14)에서 식(15)와 같다.

$$u_1 = \frac{1}{n_1}\left[-m_1 + \left(\frac{\partial h}{\partial \eta_1}\right)^{-1}\left(\frac{\partial \alpha(x)}{\partial x}\dot{x} + k_{\eta_1}e_y\right)\right] \tag{14}$$

$$u_2 = \frac{1}{n_2}\left[-m_2 + \left(\frac{\partial h}{\partial \eta_2}\right)^{-1}\left(\frac{\partial \alpha(x)}{\partial x}\dot{x} + k_{\eta_2}e_y\right)\right] \tag{15}$$

여기서 k_{η_1} ,k_{η_2}는 양의 값을 가지는 제어 이득이다. 식(14)에서 식(15)의 제어입력은 식(12)가 음의 정부호를 갖도록 설계되어, 시스템 식(6)에서 식(9)는 적당한 양의 값을 갖는 제어이득 k_{η_1} ,k_{η_2}를 정하면 점근적인 안정할 수 있다. 그리고 식(14)와 식(15)에서 $\frac{\partial \alpha(x)}{\partial x}\dot{x}$항은 하나의 식에만 포함되어지면 된다.

III. IPMSM의 출력피드백 제어기 설계

이전에서 소개된 점근적인 안정을 취할 수 있는 출력피드백 적분제어기를 구성하는 방법을 적용하기 위해 선정된 시스템은 IPMSM 전동기로 수학적인 모델은 다음 식(16)에서 식(19)와 같다.

$$\dot{w}_r = \frac{1}{J_m}\tau_e - \frac{B_m}{J_m}w_r - \frac{1}{J_m}\tau_l \tag{16}$$

$$\dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{pL_q}{L_d}w_r i_q + \frac{1}{L_d}V_d \tag{17}$$

$$\dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{pL_d}{L_q}w_r i_d - \frac{p\psi_f}{L_q}w_r + \frac{1}{L_q}V_q \tag{18}$$

$$\tau_e = \frac{3}{2}p(\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) \tag{19}$$

여기서, V_d, V_q는 d축과 q축의 입력전압, i_d, i_q는 d축과 q축의 전류, w_r은 회전축의 각속도, τ_e는 전자기적 출력토크, τ_l은 부하에 작용하는 일정시간구간에 있어 상수인 토크이다. R_s는 고정자 권선의 상 저항, L_d, L_q는 d축과 q축의 인덕턴스, ψ_f는 회전자 영구자석의 자속, p는 회전자의 극수, J_m은 전동기의 회전자의 회전질량이고, B_m은 전동기의 회전자 축과 베어링 사이의 점성 마찰계수이다.

3.1 각속도 추종기 설계

각속도를 추종하기위해 각속도 오차를 정의하면 다음 식(20)과 같다.

$$e_\omega = \omega_{ref} - \omega_r \tag{20}$$

식(20)을 가지고 각속도 추종을 위한 평가 함수를 선정하면 다음 식(21)과 같다.

$$V(e_\omega) = (1/2)e_\omega^2 \tag{21}$$

식(21)의 평가함수를 안정하기 위해서는 식(21)의 시간에 대한 미분의 결과가 음이 되어야하는데 이를 얻기 위해 식(21)의 시간에 대한 미분은 다음의 식(22)와 같고, 식(20)의 시간 변화율은 식(23)과 같다.

$$\dot{V}(e_\omega) = e_\omega\dot{e}_\omega \tag{22}$$

$$\begin{aligned}\dot{e}_\omega &= \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega}_r \\ &= \dot{\omega}_{ref} - (1/J_m)(-B_m\omega_r + \tau_e - \tau_l)\end{aligned} \tag{23}$$

식(22)를 음이 되도록 하는 가상의 제어입력 $\alpha(\tau_e)$는 다음 식(24)와 같다.

$$\alpha(\tau_e) = B_m\omega_r + \tau_l + J_m\dot{\omega}_{ref} + J_m k_\omega e_\omega \tag{24}$$

식(24)는 전동기의 각속도를 조절하기 위한 기계적인 토크 입력이고, k_ω는 속도오차의 보상이득이다.

3.2 출력토크의 제어기 설계

IPMSM의 d축과 q축의 자기가 통과하는 경로의 차이로 자기저항의 차이가 발생하고, 이런 원인으로 릴럭턴스 토크가 존재한다. 그에 따른 전동기의 토크 출력은 식(19)로 권선에 흐르는 전류를 이용하여 토크를 출력하는 전기적인 토크출력식이다. 식(19)의 전기적인 발생 토크를 얻기 위하여 오차를 정의한 식은 다음 식(25)에서 식(26)과 같다.

$$e_d = i_{d,r} - i_d \tag{25}$$

$$e_q = i_{q,r} - i_q \tag{26}$$

전동기 회전자에 동기된 d축 기준 전류를 $i_{d,r}$라 하고, q축의 기준전류를 $i_{q,r}$라 할 때, 식(19)를 식(25)와 식(26)을 이용하여 재구성하면 다음 식(27)과 같다.

$$\tau_e = \frac{3p}{2}\begin{bmatrix} \psi_f i_{q,r} + (L_d - L_q) i_{d,r} i_{q,r} - \psi_f e_q \\ -(L_d - L_q)(i_{d,r} e_q + i_{q,r} e_d - e_d e_q) \end{bmatrix} \tag{27}$$

식(27)에서 레퍼런스 전류로 구성한 레퍼런스 토크는 다음 식(28)로 정의되고 그에 따른 토크의 오차는 다음 식(29)와 같다.

$$\tau_{e,ref} = \frac{3p}{2}\left[\psi_f i_{q,r} + (L_d - L_q) i_{d,r} i_{q,r}\right] \tag{28}$$

$$\begin{aligned} e_{\tau_e} &= \tau_{e,ref} - \tau_e \\ &= \frac{3p}{2}\left[\psi_f e_q + (L_d - L_q)(i_{d,r} e_q + i_{q,r} e_d - e_d e_q)\right] \end{aligned} \tag{29}$$

토크의 오차를 이용하여 안정한 제어입력을 구하기 위해 평가함수를 재구성하면 다음 식(30)과 같다.

$$V(e_\omega, e_{\tau_e}) = V(e_\omega) + \frac{1}{2} e_{\tau_e}^2 \tag{30}$$

평가함수의 시간의 변화율은 다음 식(31)과 같다.

$$\dot{V}(e_\omega, e_{\tau_e}) = \dot{V}(e_\omega) + e_{\tau_e} \dot{e}_{\tau_e} \tag{31}$$

평가함수 식(30)이 점근적 안정을 하기 위해서 식(31)은 음이 되도록 설계를 한다. 이를 위해 식(29)의 시간 변화율을 구하면 다음 식(32)에서 식(36)과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_{\tau_e} &= \dot{\tau}_{e,ref} - \dot{\tau}_e \\ &= \dot{\tau}_{e,ref} - \begin{bmatrix} \frac{\partial \tau_e}{\partial e_d} & \frac{\partial \tau_e}{\partial e_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{e}_d \\ \dot{e}_q \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{32}$$

$$\frac{\partial \tau_e}{\partial e_d} = \frac{3p}{2}(L_d - L_q) i_q \tag{33}$$

$$\frac{\partial \tau_e}{\partial e_q} = \frac{3p}{2}\left(\psi_f + (L_d - L_q) i_d\right) \tag{34}$$

$$\dot{e}_d = \dot{i}_{d,r} - \dot{i}_d \tag{35}$$

$$\dot{e}_q = \dot{i}_{q,r} - \dot{i}_q \tag{36}$$

식(35)와 식(36)의 전류에 대한 미분은 식(17)에서 식(18)과 같다. 식(31)이 음이 되게 하는 제어입력을 설계하면 다음의 식(37)에서 식(38)과 같다.

$$V_d = \frac{R_s i_d - p L_q \omega_r i_q + }{L_d\left(\dot{i}_{d,r} - (\frac{\partial \tau_e}{\partial e_d})^{-1} k_{teu_e} e_{\tau_e}\right)} \tag{37}$$

$$V_q = \frac{R_s i_q + p L_d \omega_r i_d + p\psi_f \omega_r + }{L_q\left(\dot{i}_{q,r} - (\frac{\partial \tau_e}{\partial e_q})^{-1}(\dot{\tau}_{e,ref} + \frac{e_\omega}{J_m} + k_{\tau_e} e_{\tau_e})\right)} \tag{38}$$

식(37)은 식(17)에 대입되는 d축 제어입력이며, 식(38)은 q축의 제어입력으로 제어기 설계의 편의성에 의해 q축의 입력에 오차를 보상하는 항을 첨가 하였다. 또한, k_{τ_e}는 적절한 양의 값을 설정함으로 식(31)이 음이 되게 한다.

3.3 토크제어 전류제어기 설계

제안하는 제어기 식(37)에서 식(38)은 토크 오차를 직접적으로 보상하는 제어기이다. 제어기를 실제 구현하는데 식(33)과 식(34)의 역수의 항이 포함되어 제어입력 값의 불안정이 증가하는 단점이 존재한다. 이제어기의 장점은 오차를 보상하기위해 설정되는 제어이득이 속도오차의 보상이득 k_ω와 토크오차의 보상이득 k_{τ_e}으로 제어를 위해 설정하는 제어이득이 두 개만 있는 것이다. 따라서 불안정한 제어 입력 항을 사용하지 않고, 제어이득을 두 개만 사용할 수 있도록 제안하는 수정된 제어기는 다음 식(39)에서 식(40)과 같다.

$$V_d = R_s i_d - pL_q\omega_r i_q + L_d(\dot{i}_{d,r} + k_d e_d) \quad (39)$$

$$V_q = R_s i_q + pL_d\omega_r i_d + p\psi_f\omega_r + L_q\left(\dot{i}_{q,r} + k_q e_q - \frac{3p}{2J_m}(L_d - L_q)e_d e_w\right) \quad (40)$$

식(37)의 k_d는 d축 전류오차에 대한 오차를 보상하는 이득이고, 식(38)의 k_q는 q축 전류오차에 대한 오차를 보상하는 이득이다. 두 전류 이득이 동일한 값으로 설정되어도 안정함을 다음 장에서 증명하겠다.

Ⅳ. 제어기의 안정성 판별

설계된 제어기가 점근적인 안정함을 갖는지 판단하기 위해 제안된 제어기 식(37)에서 식(38)에 대한 안정성 판단을 먼저하고, 다음으로 제어기의 불안정성이 제거된 보완된 제어기에 대한 점근적 안전성에 대한 증명을 하겠다.

4.1 토크제어기의 안정성

설계된 제어입력을 바탕으로 식(30)의 시스템이 안정함을 증명하기 위해 레퍼런스 전류의 설정을 하여야한다. 식(19)의 토크는 d축 전류와 q축 전류가 모두 관여하여 발생하는 토크이다. 약계자 제어, MTPA 제어 등은 d축 전류를 활용하는 방법이다. 본 연구에서는 속도제어를 기반으로 하여 요구되는 토크를 얻어내는 방법으로 d축 전류를 임의의 상수로 설정한다.

$$i_{d,r} = C \quad (41)$$

식(41)의 상수 C값은 일반적으로 0의 값을 가질 수도 있고, 목적에 맞게 적절히 선정할 수 있다. q축의 레퍼런스 전류는 식(24)와 식(28)이 같아지는 조건으로 구하면 다음의 식(42)에서 식(43)과 같다.

$$\alpha(\tau_e) = \tau_{e,ref} \quad (42)$$

$$i_{q,r} = \frac{2}{3p}\frac{B_m\omega_r + \tau_l + J_m\dot{\omega}_{ref} + J_m k_\omega e_\omega}{\psi_f + (L_d - L_q)C} \quad (43)$$

식(42)는 속도추종을 위해 요구되는 토크와 전기적으로 만들어 내는 토크를 일치시킨 결과로 그에 필요한 q축의 레퍼런스 전류를 얻은 결과이다.

이상으로 설계된 값으로 시스템의 안정도를 판단하면 식(31)은 다음 식(44)와 같다.

$$\dot{V}(e_\omega, e_{\tau_e}) = e_\omega\dot{e}_\omega + e_{\tau_e}\dot{e}_{\tau_e} \quad (44)$$

식(44)의 $\dot{e}_\omega$은 식(23)과 식(24) 그리고, 식(42)를 이용하여 계산을 하면 다음 식(45)와 같다.

$$\begin{aligned}\dot{e}_\omega &= \dot{\omega}_{ref} - (1/J_m)(-B_m\omega_r + \alpha(\tau_e) - e_{\tau_e} - \tau_l) \\ &= -k_\omega e_\omega + (1/J_m)e_{\tau_e}\end{aligned} \quad (45)$$

식(44)의 $\dot{e}_{\tau_e}$은 식(32)에 식(35)에서 식(38)을 이용하여 계산하면 다음 식(46)와 같다.

$$\begin{aligned}\dot{e}_{\tau_e} &= \dot{\tau}_{e,ref} - \begin{bmatrix}\frac{\partial\tau_e}{\partial e_d} & \frac{\partial\tau_e}{\partial e_q}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dot{i}_{d,r} - \dot{i}_d \\ \dot{i}_{q,r} - \dot{i}_q\end{bmatrix} \\ &= -\begin{bmatrix}\frac{\partial\tau_e}{\partial e_d} & \frac{\partial\tau_e}{\partial e_q}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}(\frac{\partial\tau_e}{\partial e_q})^{-1}(k_{\tau_e}e_{\tau_e}) \\ (\frac{\partial\tau_e}{\partial e_q})^{-1}(\frac{e_\omega}{J_m} + k_{\tau_e}e_{\tau_e})\end{bmatrix} \\ &= -(\frac{e_\omega}{J_m} + 2k_{\tau_e}e_{\tau_e})\end{aligned} \quad (46)$$

식(45)에서 식(46)을 식(44)에 대입하여 정리하면 다음 식(46)와 같다.

$$\begin{aligned}\dot{V} &= e_\omega\dot{e}_\omega + e_{\tau_e}\dot{e}_{\tau_e} \\ &= e_\omega(-k_\omega e_\omega + \frac{e_{\tau_e}}{J_m}) + e_{\tau_e}(-(\frac{e_{\tau_e}}{J_m} + 2k_{\tau_e}e_{\tau_e})) \\ &= -k_\omega e_\omega^2 - 2k_{\tau_e}e_{\tau_e}^2\end{aligned} \quad (46)$$

식(46)의 결과 k_ω와 k_{τ_e}를 적당한 양의 값으로 설정하면 $\dot{V}(e_\omega, e_{\tau_e})$는 음의 값을 가질 것이고 $V(e_\omega, e_{\tau_e})$는 점근적인 안정함이 증명된다. 여기서 k_ω는 속도추종을 얻는 제어이득이고, k_{τ_e}는 토크 추종을 위한 제어이득이다.

4.2 토크제어 전류제어기 안정성

토크제어기의 불안정을 제거하여 전류제어를 구성한 제어기는 식(39)에서 식(40)과 같다. 이 제어기가 안정함을 판단하기 위해 리아프노프 평가함수를 구성하면 다음 식(47)과 같다.

$$V(e_\omega, e_d, e_q) = (1/2)e_\omega^2 + (1/2)e_d^2 + (1/2)e_q^2 \quad (47)$$

식(47)의 시간에 대한 변화율은 다음 식(48)과 같다.

$$\dot{V}(e_\omega, e_d, e_q) = e_\omega \dot{e}_\omega + e_d \dot{e}_d + e_q \dot{e}_q \tag{48}$$

그리고 오차에 미분은 식(45)와 식(35)와 식(36)에 식(17)에서 식(18)을 대입하면 다음 식(49)와 같다.

$$\begin{aligned}\dot{V} &= e_\omega\left(-k_\omega e_\omega + \frac{1}{J_m} e_{\tau_e}\right) \\ &+ e_d\left(\dot{i}_{d,r} - (-\frac{R_s}{L_d} + \frac{pL_q\omega_r i_q}{L_d} + \frac{V_d}{L_d})\right) \\ &+ e_q\left(\dot{i}_{q,r} - (-\frac{R_s}{L_q} - \frac{pL_d\omega_r i_d}{L_q} - \frac{p\psi_f\omega_r}{L_q} + \frac{V_q}{L_q})\right)\end{aligned} \tag{49}$$

식(49)에 식(29)와 식(39)에서 식(40)을 대입하여 정리하면 다음 식(50)에서 식(52)와 같다.

$$\begin{aligned}\dot{V} &= -k_\omega e_\omega^2 - k_d e_d^2 - k_q e_q^2 + A e_\omega e_q + B e_\omega e_d \\ &= -k_d\left(e_d - \frac{B}{2k_d} e_\omega\right)^2 - k_q\left(e_q - \frac{A}{2k_q} e_\omega\right)^2 \\ &\quad - e_\omega^2\left(k_\omega - \frac{B^2}{4k_d^2} - \frac{A^2}{4k_q^2}\right)\end{aligned} \tag{50}$$

$$A = \frac{3p}{2J_m}\left(\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r}\right) \tag{51}$$

$$B = \frac{3p}{2J_m}(L_d - L_q) i_{q,r} \tag{52}$$

식(50)의 결과가 음의 값을 갖기 위한 조건은 다음 식(53)과 같이 정해진다.

$$k_\omega > \frac{B^2}{4k_d^2} + \frac{A^2}{4k_q^2} \tag{53}$$

즉, 전류 제어이득 양의 값으로 k_d와 k_q가 같게 설정하여 식(53)의 조건을 만족하는 k_ω를 정하면 제어기는 점근적 안정하게 동작한다.

V. 시뮬레이션

시뮬레이션 프로그램으로는 PSIM을 사용하였다. IPMSM의 모델은 PSIM에서 제공되는 모델을 이용하였다. 전동기의 파라메타는 표 1과 같다. 전동기의 파라메타는 실제로 실험에 사용하는 IPMSM의 파라메타를 적용하였고, 식(39)에서 식(40)의 제어기를 DLL기능을 사용하여 작성하였다. 운전은 다음 표 2의 방법으로 실행하였는데. 초기 무부하로 기동 후 시간 0.5초에서 상수부하 5[Nm]를 인가하고, 1.5초에서 상수부하를 제거하였다. 실제 전류는 센서 오차가 존재하므로 각 상전류에 0.1[A]의 노이즈를 가산하였다.

표 1. 전동기 파라메타
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	0.002 Kgm2
Friction coefficient, B_m	0.01 Nm/rad/s
Magnetic Flux, ψ_f	0.04135volt/rad/s

표 2. 전동기 운전조건
Table 2. Condition of IPMSM driving

Times (s)	0~0.5	0.5~1	1~1.5	1.5~2
w_{ref}(RPM)	1200		-1200	
τ_l(Nm)	0	5	5	0

그 결과는 다음 그림 1과 같다. 그림 1의 첫 번째는 각속도에 추종에 대한 성능을 나타내는 것으로 목표치 1200[RPM]의 99[%]에 도달하는데 약 0.2초의 시간이 소모되었고, 레퍼런스 속도에 대한 정상상태 오차는 0.1[%] 이내이다. 이는 속도 오차이 보상 이득 k_ω을 20으로 설정한 결과이다. 이 이득을 더 크게 설정하면 기동시간을 더욱 줄일 수 있으나 기동시 상전류에 순간의 과전류가 흐를 수 있어 적정한 값을 설정할 필요가 있다. 시간 0.5초에서 상수 부하 5[Nm]를 적용한 결과 약 988[RPM]의 속도로 212[RPM]의 언더슈팅이 발생하는 결과를 확인할 수 있고 약 0.7초 이후에 정상상태로 부하를 극복하는 모습을 보인다. 시간 1초에서 전동기의 회전방향을 역으로 가동한 결

과로 정상상태의 도달시간이 약0.2초로 기동상태와 같은 응답 특성을 갖는다. 그리고 시간 1.5초에서 상수부하를 제거한 후 회전 속도는 약 -1317[RPM]으로 117[RPM]의 오버슈트가 발생하고 약 1.6초 이후 정상상태로 회복하는 모습을 보인다.

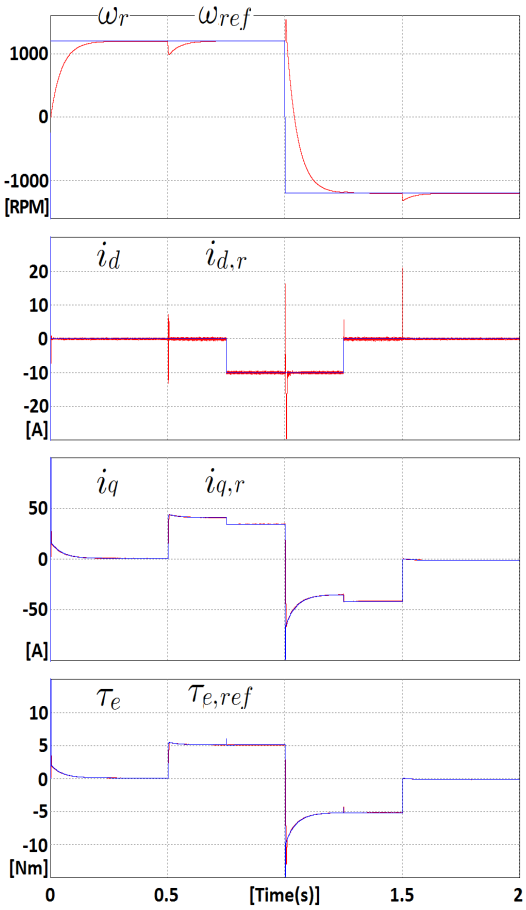

그림 1. 개선된 제어기의 운전성능
Fig. 1 Driving performance of the Improved controller

d-q축 전류가 독립적으로 제어됨을 확인하기 위해 $i_{d,r}$을 초기 기동에서 0[A], 시간 0.75초에 -10[A]로, 이후 1.25초에 다시 0[A] 동작하였다. 전류제어기의 제어이득 k_d와 k_q를 식(53)의 조건을 고려하여 10000의 동일한 값으로 설정하였다. 그림 1의 두 번째 그림은 기동 시 0[A]로 설정하다가 시간 0.75초에 $i_{d,r}$을 -10[A]로 설정하고 시간 1.25초에 0[A]로 한 결과 전류제어가 정확히 되고 있다. 세 번째 그림은 요구되어지는 토크에 대해 계산되어지는 $i_{q,r}$전류와 그에 대해 추종하는 모습으로 두 번째 그림의 d축 전류 변화에 따라 q축의 전류가 41.3[A]에서 35.7[A]로 보완되는 모습을 보이며, 네 번째 그림에서는 발생되는 토크가 약 5.13[Nm]로 d-q축 전류가 변하여도 결과적으로 만들어내는 토크는 일정하게 유지하는 것을 보인다.

Ⅵ. 결 론

본 연구는 전동기의 정밀한 각속도 추종을 위해 토크오차를 보상하는 제어기와 제어구현에서 안정성을 보완하는 제어기를 제안하였다. 또한 설계된 제어기가 점근적인 안정할 수 있음을 리아프노프 안정도이론에 근거하여 증명해 보이고, 설계된 제어기가 만족할 만한 추종성능을 가짐을 시뮬레이션으로 입증해 보였다. 또한, 제안된 제어기는 d축 기준전류를 임의 값에 대한 제어가 가능하도록 설계하였고, 공극의 유효자속을 줄이는 제어가 가능함을 보일 수 있었다. 그리고 기존 PI제어기의 속도, 전류제어에 요구되는 6가지 제어이득을 두 가지 제어이득으로 줄여 손쉽게 제어성능을 달성함을 보일 수 있었다. 그 결과 속도상태의 정상상태 오차는 0.1[%]이내이며 약 0.2초 이내에 외란을 극복하여 점근적인 안정한 제어기임을 확인 할 수 있다.

추후에 약자속 제어까지 가능함을 확인 보완하고, 더욱 향상된 토크제어의 성능을 위해 적분기 포워딩(Integrator Fowarding)방법에 대한 연구가 필요하다.

감사의 글

본 논문은 2017년도 미래창조과학부의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임.(No.2017R1E1A1A03070483)

References

[1] J. Kim, “A robust sensorless speed control of sensorless BLDC motor,” *J. of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol. 3, no. 4,

2008, pp. 266-275.

[2] H. Lee, W. Cho, and K. Lee, "Improved switching method for sensorless BLDC motor drive," *J. of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol. 5, no. 2, 2010, pp. 164-170.

[3] S. Kwak, H. Kim, and J. Yang, "Design and Implementation of Oil Pump Control System Driven by a Brushless DC Electric Motor," *J. of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol. 9, no. 1, 2014, pp. 83-90.

[4] Y. Jeon and M. Cho, "A Speed Control of BLDC Motor using Adaptive Back stepping Technique," *J. of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol. 9, no. 8, 2014, pp. 899-905.

[5] J. Zhou and Y. Wang, "Adaptive backstepping speed controller design for a permanent magnet synchronous motor," *Electric Power Applications IEE Proceedings*, vol. 149, no. 2, 2002. pp. 165-172.

[6] L. Dongliang and Z. Lixin, "Application of back stepping control in PMSM servo system ," *Electronic Measurement & Instruments 2009*, ICEMI '09. 9^{th} *Int. Conf. on*, vol. 3, Beijing, China, Aug., 2009, pp. 638-641.

[7] M. Ouassaid, M. Cherkaoui, and Y. Zidani, "A Nonlinear Speed Control for a PM Synchronous Motor Using an Adaptive Back -stepping Control Approach," *IEEE Int. Conf. on Industrial Technology* (*ICIT*), vol. 3, Hammamet, TUNISIE, Dec., 2004, pp. 1287- 1292.

[8] S. Rebouh, A. Kaddouri, R. Abdessemed, and A. Haddoun, "Adaptive Back stepping speed Control for a Permanent Magnet Synchronous Motor," *Management and Service Science 2011 Int. Conf.,* Wuhan, China, Aug., 2011.

[9] L. Yuan, H. Feng-you, and W. Feng "Nominal Model-Based Control for Permanent Magnet Synchronous Motor," 2009 *Int. Conf. on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics*, vol. 2, Hanzhou, China, Aug., 2009, pp. 343-346.

저자 소개

전용호(Yong-Ho Jeon)

1996년 광운대학교 제어계측공학과 졸업(공학사)

1998년 광운대학교 대학원 제어계측공학과 졸업(공학석사)

2008년 광운대학교 대학원 정보제어공학과 졸업(공학박사)

2013.~2017.8 중원대학교 메카트로닉스학과 교수

2017.9~현재. 중원대학교 항공정비학과 교수

※ 관심분야 : 가변속 시스템, 지능로봇 시스템