
비선형 적응 백스텝핑 제어 기법과 EKF를 적용한 IPMSM의 센서리스 속도 제어

전용호* · 조 황**

Sensorless Speed Control of IPMSM Using an Extended Kalman Filter and Nonlinear and Adaptive Back-Stepping Control Technique

Yong-Ho Jeon* · Whang Cho**

요 약

비선형 적응백스텝핑 제어기법은 외부 환경에 의한 여러가지 파라미터의 변동에도 불구하고 강인한 특성을 가진다. 이를 사용하여 IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)의 정밀한 속도제어기를 설계하기 위해서는 빠른 제어 주기를 가져야만 한다. 하지만 속도 측정을 위한 엔코더의 분해능의 제약으로 연산 주기를 빠르게 가져가지 못하고, 결국 제어기의 성능을 높이지 못하게 된다. 본 논문은 빠르고 정밀한 속도 제어기를 설계하기 위하여 비선형 적응백스텝핑 제어기법을 적용한 센서리스 속도 제어기 설계 방법을 제안한다. 제어기는 EKF(Extended Kalman Filter)를 이용하여 추정된 속도정보를 이용하여 비선형 적응백스텝핑 제어기법을 사용하는 방식으로 IPMSM의 속도 제어를 수행한다. 제안된 제어기의 성능은 PSIM을 이용한 모의 실험을 통하여 검증하였다.

ABSTRACT

Adaptive back stepping control technique may provide robust control characteristics under parameter perturbation caused by changing external condition. In order to synthesize a high-precision velocity controller for IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor) using this method, the period of control loop should be very small. However, because of the resolution of the encoder for speed measurement, control cycle is limited, which makes it difficult to improve the performance of the controller. This paper proposes a velocity controller design method based on nonlinear adaptive back-stepping method to accomplish fast and accurate performance. Here, an EKF(Extended Kalman Filter) method is incorporated for the estimation of the motor speed into the design of a speed controller using adapted back-stepping control technique. The performance of the proposed controller is demonstrated through simulation using PSIM.

키워드

Nonlinear Control ,Adaptive Back-Stepping Control, Sensorless Speed Control, Extended Kalman Filter.

비선형 제어, 적응백스텝핑 제어, 속도센서리스 제어, 확장칼만필터

* 중원대학교 산학협력단(waterjliar@jwu.ac.kr)
접수일자 : 2012. 07. 25

** 광운대학교 로봇학부 정보제어공학과 교수(robot@kw.ac.kr)
심사(수정)일자 : 2012. 11. 10 게재확정일자 : 2012. 12. 10

I. 서 론

최근 자성체와 대용량, 고속 전력용 반도체의 발달로 인해 교류 전동기를 많이 사용하고 있다. 직류 전동기는 회전자 정류기의 기계적인 접촉 구조로 정기적인 유지보수가 필요하지만, 대부분의 교류전동기는 회전자 정류기가 없는 구조로 반영구적으로 사용할 수 있다. 또한, AC 드라이버의 발달로 정밀한 서보 제어가 가능하게 되어, 직류전동기가 교류전동기에 비해 별다른 장점을 갖지 못하는 실정이다[1].

교류전동기 중에서도 매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM)는 영구자석이 회전자 내부에 삽입되어 있어서 영구자석을 직접 관통하는 d축 자기저항과 그렇지 않은 q축 자기저항의 차이를 가진다. 이런 돌극성으로 인하여 d축과 q축 사이의 자기저항 차이에 따라 발생하는 킬러턴스 토크가 존재하게 되며, 이를 이용하여 전동기의 출력 토크를 증가시킬 수 있다. 또한, 고정자 전류를 이용하여 공극자속의 조정을 통해 운전속도 범위를 확장할 수 있는 장점이 있다.

IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)의 고성능 제어를 구성하기 위해 많은 노력이 되어왔다[1]-[10]. 정밀한 속도제어를 수행하기 위해서 정밀한 속도계측이 요구된다. 일반적인 위치센서는 저속이 될수록 속도의 계측 값의 신뢰도가 저하된다. 이런 단점을 극복하고자 레졸버나 고성능의 엔코더를 사용할 수도 있으나, 이는 센서에 대한 비용증가로 이어진다. 또한, 전동기에 센서를 장착하기에 어려움이 많고, 고속회전 시 전동기 내부온도의 상승으로 장착된 센서의 파손이나 오동작이 발생할 수 있다. 따라서 센서리스 운전에 대한 많은 연구가 진행되어왔다[8]-[12]. 그 중에서 확장칼만필터(Extended Kalman Filter)는 시스템 노이즈에 강건한 특징과 계측 신호에 포함된 잡음제거의 우수한 성능을 가지고 있으며, 실시간 상태추정이 가능한 방법이다[8]-[9].

본 논문은 두 부분으로 먼저, 실시간 전동기의 속도 추정을 위해 확장 칼만 필터를 구성한다. 계측된 전류를 이용하여 출력 벡터를 구성하고, 전동기의 입력벡터에 부하토크를 포함시킨다. 부하토크를 입력벡터에 포함시킨 것은 공분산행렬을 최소화하는 칼만 필터의 특성에 따라 시스템 모델의 신뢰도를 높여 필터 이득을 쉽게 얻고, 부하토크를 입력벡터에 포함되는 외란 입력

으로 행렬 연산의 부담을 줄이기 위해서이다. 다음으로 적응 백스텝핑 제어기를 구성하여 속도 추종을 가능하게 하였다. 백스텝핑 제어기는 리아프노프 안정도 이론에 근거하여 비선형인 전동기 시스템이 점근적인 안정이 되도록 설계할 수 있기 때문이다. 또한 적응법칙을 이용하여 부하토크 추정이 가능하고, 이를 속도 추정기의 입력벡터에 사용할 수 있다.

설계된 제어기를 사용하여 센서리스 운전의 결과 속도 추종과 부하토크의 추정, 그리고 전체 폐루프 시스템의 안정함을 시뮬레이션과 실험으로 보였다.

II. 각속도 추정

d-q 회전축에 동기화된 IPMSM 전동기의 수학적 모델은 식(1)에서 식(4)와 같다.

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

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

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

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

여기서, V_d , V_q 는 d축과 q축의 입력전압, i_d , i_q 는 d축과 q축의 전류, w_r 은 회전자의 각속도, τ_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.

속도 추정을 위해 전동기의 모델을 이산화하여 표현하면 다음의 식(5)에서 식(8)과 같다.

$$x_k = f_{k-1}(x_{k-1}, u_{k-1}) + v_{k-1} \quad (5)$$

$$y_k = h_k(x_k) + \nu_k \quad (6)$$

$$f_{k-1}(x_{k-1}, u_{k-1}) =$$

$$\begin{bmatrix} \omega_r + \frac{T_s}{J_m}(\tau_e - B_m\omega_r - \tau) \\ i_d - \frac{T_s}{L_d}(R_s i_d - pL_q\omega_r i_q + V_d) \\ i_q - \frac{T_s}{L_q}(R_s i_q + pL_d\omega_r i_d + p\omega_r\psi_f + V_q) \end{bmatrix} \Bigg|_{\substack{x=x_{k-1} \\ u=u_{k-1}}} \quad (7)$$

$$h_k(x_k) = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서, T_s 는 이산 샘플링 주기이고, 식(5)는 샘플링 주기가 작다고 가정할 때, 오일러 적분을 이용하여 얻어진 이산상태 방정식이다. v_k 는 이산주기 동안 시스템에 가산되는 가우시안 노이즈로 시스템의 불확실성이다. 식(6)의 ν_k 는 관측 시스템에 포함되는 가우시안 화이트 노이즈로 모두 제로의 평균값을 갖는다. x_k 는 시간 t_k 에서 시스템의 상태변수로 $x_k = [\omega_r \ i_d \ i_q]'|_{t=t_k}$ 이고, $u_k = [\tau \ V_d \ V_q]'|_{t=t_k}$ 는 입력 벡터이다. 그리고 $y_k = [i_d \ i_q]'|_{t=t_k}$ 는 관측기 출력 벡터이다.

칼만 필터는 관측 데이터를 얻기 이전, 수학적인 모델만을 가지고 상태와 공분산 행렬의 사전추정 단계를 거치는데, 이때 공분산 행렬의 사전추정에서 사용되는 자코비안 행렬은 식(9)와 같다.

$$F_{k-1} = \frac{\partial f_{k-1}}{\partial x} \Bigg|_{x=\hat{x}_{k-1}} = \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} 1 - T_s \frac{B_m}{J_m} & T_s \frac{3p}{2J_m}(L_d - L_q)i_q & T_s \frac{3p}{2J_m}(\psi_f + (L_d - L_q)i_d) \\ T_s \frac{pL_q}{L_d}i_q & 1 - T_s \frac{R_s}{L_d} & T_s \frac{pL_q}{L_d}\omega_r \\ -T_s \frac{pL_d i_d + p\psi_f}{L_q} & -T_s \frac{pL_d \omega_r}{L_q} & 1 - T_s \frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}$$

식(9)의 자코비안 행렬은 사전 추정주기마다 새로이 계산한다. 식(5)에서 식(9)를 이용하여 상태와 공분산 행렬은 다음의 식(10)에서 식(11)과 같이 사전추정한다.

$$\tilde{x}_k = f_{k-1}(\hat{x}_{k-1}, u_{k-1}) \quad (10)$$

$$\tilde{P}_k = F_{k-1}\hat{P}_{k-1}F_{k-1}' + Q_d \quad (11)$$

식(10)에서 \hat{x}_{k-1} 는 시간 t_{k-1} 에서 얻어진 최적의 상태추정이다. 따라서, \tilde{x}_k 은 시간 t_{k-1} 에서 얻어진 최적의 추정 \hat{x}_{k-1} 를 시간이 T_s 만큼 지났을 때 변화된 상태의 사전추정 값이다. 식(11)의 \tilde{P}_k 는 시간 t_{k-1} 에서 최적 추정된 공분산 행렬 \hat{P}_{k-1} 을 시간 T_s 에 대하여 변화한 값과 시스템 수학적 모델의 불확실성 Q_d 를 포함하여 얻어진 공분산 행렬로 사전추정이 된다.

칼만 필터는 두 단계의 추정 과정을 거치는데, 관측된 값이 얻어지기 직전까지 시간에 대한 수학적인 모델만으로 추정을 하는 사전추정 단계이다. 그리고 관측된 값과 사전 추정된 값의 정합과정을 거치는 사후추정으로 나누어진다. 사후추정의 단계에서 전동기의 상전류를 계측하여 사용하게 된다. 사후추정은 다음 식(12)에서 식(14)로 이루어진다.

$$\hat{x}_k = \tilde{x}_k + K_k(y_k - h_k(\tilde{x}_k)) \quad (12)$$

$$\hat{P}_k = \tilde{P}_k - K_k H_k \tilde{P}_k \quad (13)$$

$$H_k = \frac{\partial h_k}{\partial x} \Bigg|_{x=\tilde{x}_k} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

식(12)의 \hat{x}_k 은 시간 t_k 에서 최적의 상태추정 값이고, 식(13)의 \hat{P}_k 는 최적 추정된 공분산 값이다. 여기서 K_k 는 칼만 이득으로 다음의 식(15)와 같이 계산된다.

$$K_k = \tilde{P}_k H_k^T [H_k \tilde{P}_k H_k^T + R_d]^{-1} \quad (15)$$

식(15)의 R_d 는 관측기에 포함되는 노이즈 ν_k 의 분산 값이다. ν_k 에 비해 시스템에 포함된 불확실성 v_k 를 크게 설정하면 칼만 이득이 크게 되고, 식(12)에서 상태 최적추정 값은 관측된 값을 더 신뢰하여 추정된 결과가 된다. 칼만 필터의 초기상태와 공분산은 다음 식(16)과 식(17)로 설정한다.

$$\hat{x}_{0,0} = E[x_0] \quad (16)$$

$$\hat{P}_{0,0} = E[(x_0 - \hat{x}_{0,0})(x_0 - \hat{x}_{0,0})^T] \quad (17)$$

이상으로 최적의 상태추정 과정을 정리하면 식(16)에서 식(17)의 초기 값을 가지고 전류계측 직전까지 식(10)에서 식(11)의 사전추정 과정을 거치고, 센서로부터 전류 값을 획득한 후, 식(12)에서 식(15)의 사후추정 과정을 거쳐 최적의 상태 값을 추정하게 되며, 이때 얻어진 최적 상태추정 값 중에서 속도의 상태 값은 다음 절에서 제어기의 상태 피드백으로 사용된다.

III. 적응 백스텝핑 제어기 설계

백스텝핑 제어기는 리아프노프 안정화 이론을 바탕으로 실제 제어입력이 적분되어 들어가는 구조의 적분 제어(Integral Control)기를 설계하는 기법이다. IPMSM의 수학적 모델의 식(4)는 d-q축 전류의 곱한 항이 포함된 전기적인 토크방정식이고, d-q축 전류는 식(2)와 식(3)의 미분방정식으로 표현된다. 그리고 미분방정식의 입력전압으로 실제 제어입력이 포함되는 구조이다. 따라서 백스텝핑 기법으로 제어기를 구성 가능한 구조이다.

3.1 백스텝핑 제어기 설계

기준각속도의 추종을 위한 각속도 제어기를 설계하기 위해 속도오차를 다음 식(18)과 같이 정의한다.

$$e_\omega = \omega_{r,r} - \omega_r \quad (18)$$

식(18)의 $\omega_{r,r}$ 은 기준각속도이다. 설정된 기준각속도에 대한 각속도 오차로부터 안정화를 위한 평가함수를 구성하면 다음 식(19)와 같다.

$$V = \frac{1}{2} e_\omega^2 \quad (19)$$

식(19)의 평가함수가 안정화할 수 있도록 제어기를 설계하기 위해 가상 제어입력과 오차를 정의하면 다음의 식(20)에서 식(21)과 같다.

$$e_d = \alpha(i_d) - i_d \quad (20)$$

$$e_q = \alpha(i_q) - i_q \quad (21)$$

식(20)에서 선정된 $\alpha(i_d)$ 는 d축 전류의 가상 입력이고, $\alpha(i_q)$ 는 q축 전류의 가상 입력이다. 선정된 가상입력에 대해 안정화하는 평가함수를 재구성하면 다음 식(22)와 같다.

$$V = \frac{1}{2} e_\omega^2 + \frac{1}{2} e_d^2 + \frac{1}{2} e_q^2 \quad (22)$$

평가함수의 시간에 대한 변화율인 \dot{V} 이 음의 정부호(Negative Definite)를 갖도록 설계한다면 점근적인 안정을 하게 되며, 오차는 0으로 수렴하게 된다. 식(22)의 시간에 대한 변화율은 식(23)과 같다.

$$\dot{V} = e_\omega \dot{e}_\omega + e_d \dot{e}_d + e_q \dot{e}_q \quad (23)$$

식(23)의 각속도 추종 오차의 시간에 대한 변화율은 식(18)을 이용하여 구하면 식(24)와 같다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_\omega &= \dot{\omega}_{r,r} - \dot{\omega}_r \\ &= \dot{\omega}_{r,r} - \frac{3p}{2J_m} [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] + \frac{B_m}{J_m} \omega_r + \frac{1}{J_m} \tau_l \end{aligned} \quad (24)$$

식(24)의 d축 전류와 q축 전류의 곱해진 항을 분리하기 위해 식(20)과 식(21)을 이용하여 정리하면 다음 식(25)와 같다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_\omega &= \dot{\omega}_{r,r} + \frac{B_m}{J_m} \omega_r + \frac{1}{J_m} \tau_l \\ &\quad - \frac{3p}{2J_m} (\psi_f + (L_d - L_q) \alpha(i_d)) \alpha(i_q) \\ &\quad + \frac{3p}{2J_m} (\psi_f + (L_d - L_q) \alpha(i_d)) e_q \\ &\quad + \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) \alpha(i_q) e_d - \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) e_d e_q \end{aligned} \quad (25)$$

식(25)의 d전류의 가상입력을 $\alpha(i_d)$ 를 상수 $i_{d,r}$ 로 설정하면, $\alpha(i_q)$ 을 다음 식(26)과 같이 설계한다.

$$\alpha(i_q) = \frac{2}{3p} \frac{J_m \dot{\omega}_{r,r} + B_m \omega_r + \tau_l + k_\omega J_m e_\omega}{(\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} \quad (26)$$

식(26)의 k_ω 는 속도 추종을 위한 제어이득이다. 식(26)을 이용하여 식(20)에서 식(21), 그리고 식(25)를

정리하면 다음의 식(27)에서 식(29)와 같다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_\omega = & -k_\omega e_\omega + \frac{3p}{2J_m}(\psi_f + (L_d - L_q)i_{d,r})e_q \\ & + \frac{3p}{2J_m}(L_d - L_q)\alpha(i_q)e_d - \frac{3p}{2J_m}(L_d - L_q)e_d e_q \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_d = & \dot{\alpha}(i_d) - \dot{i}_d \\ = & \dot{i}_{d,r} + \frac{1}{L_d}(R_s i_d - pL_q w_r i_q - V_d) \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_q = & \dot{\alpha}(i_q) - \dot{i}_q \\ = & \dot{\alpha}(i_q) + \frac{1}{L_q}(R_s i_q + pL_d w_r i_d + p\psi_f w_r - V_q) \end{aligned} \quad (29)$$

평가함수가 식(23)에 식(27)에서 식(29)를 대입하여 식(23)이 음의 정부호를 갖도록 제어입력 V_d 와 V_q 를 설계하면, 다음의 식(30)에서 식(32)과 같다.

$$\begin{aligned} V_d = & R_s i_d - pL_q w_r i_q + k_d L_d e_d + L_d \dot{i}_{d,r} \\ & + \frac{3p}{2J_m} L_d (L_d - L_q) \alpha(i_q) e_w \end{aligned} \quad (30)$$

$$\begin{aligned} V_q = & R_s i_q + pL_d w_r i_d + p\psi_f w_r + k_q L_q e_q + L_q \dot{\alpha}(i_q) \\ & + \frac{3p}{2J_m} L_q (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r}) e_w \\ & - \frac{3p}{2J_m} L_q (L_d - L_q) e_d e_w \end{aligned} \quad (31)$$

$$\dot{\alpha}(i_q) = \frac{2}{3p} \frac{B_m \dot{\omega}_r + k_\omega J_m \dot{e}_\omega}{(\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} \quad (32)$$

식(30)에서 첫줄의 앞에 두 항은 피드백 선형화의 항이고, k_d 는 d축 전류 제어이득이다. 마지막 줄의 항은 식(25)의 넷째 줄 첫 항을 소거하기 위해 첨가된 항이다. 식(31)에서 첫 줄 앞의 세항은 피드백 선형화를 위한 항이고, k_q 는 q축 전류 제어이득이다. 식(31)의 두 번째 줄은 식(25)의 셋째 줄을, 식(31)의 셋째 줄은 식(25)의 넷째 줄의 마지막 항을 소거하기 위한 항이다.

식(30)과 식(31)로 설계된 제어입력을 식(28)과 식(29)에 대입하고, 정리된 식(27)에서 식(29)를 식(23)에 대입하여 정리하면 다음 식(33)과 같다.

$$\dot{V} = -k_\omega e_\omega^2 - k_d e_d^2 - k_q e_q^2 < 0 \quad (33)$$

식(33)은 적당한 양의 제어 이득을 취하면 평가함수의 시간에 대한 변화율이 음의 정부호를 갖게 한다. 이는 제어입력 V_d 와 V_q 는 시스템을 점근적인 안정을 하게하고, 오차는 0으로 수렴하게 한다.

3.2 부하토크의 적응법칙

적응 백스텝핑 제어기는 파라메타 변동에 대한 적응 법칙을 구성할 수 있는 장점을 가지고 있다. 부하토크 변동의 영향이 가장 클 것으로 가정하여 부하변동의 적응법칙을 구성하였다. 부하토크의 오차를 정의하면 다음 식(34)과 같다.

$$\tilde{\tau}_l = \hat{\tau}_l - \tau_l \quad (34)$$

식(34)에서 $\hat{\tau}_l$ 은 부하토크의 추정치이며, $\tilde{\tau}_l$ 는 부하토크의 추정치와 실제 값과 오차이다. 각속도 추종과 부하변동, 그리고 안정화를 평가할 수 있는 함수를 새로이 구성하면 다음 식(35)와 같다.

$$V = \frac{1}{2} e_w^2 + \frac{1}{2} e_d^2 + \frac{1}{2} e_q^2 + \frac{1}{2\gamma_\tau} \tilde{\tau}_l^2 \quad (35)$$

식(35)는 식(22)에서 부하변동의 영향이 포함된 평가함수이다. $1/\gamma_\tau$ 은 부하토크의 오차가 0으로 수렴하도록 조절하는 추정이득이다.

부하토크의 실제값 τ_l 은 제어기를 구성할 때 사용할 수 없으므로 추정치 $\hat{\tau}_l$ 를 가지고 새로이 제어기를 설계한다. 먼저 식(26)을 추정치로 재구성 하면 다음 식(36)과 같다.

$$\hat{\alpha}(i_q) = \frac{2}{3p} \frac{J_m \dot{\omega}_{r,r} + B_m \omega_r + \hat{\tau}_l + k_\omega J_m e_\omega}{(\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} \quad (36)$$

식(36)은 추정치로 q축 가상제어입력을 구성한 것이다. 식(30)과 식(31)의 실제 제어입력을 추정치로 재구성하면 다음 식(37)에서 식(41)과 같다.

$$\begin{aligned} V_d = & R_s i_d - pL_q w_r i_q + k_d L_d e_d + L_d \dot{i}_{d,r} \\ & + \frac{3p}{2J_m} L_d (L_d - L_q) \hat{\alpha}(i_q) e_w \end{aligned} \quad (37)$$

$$V_q = R_s i_q + pL_d w_r i_d + p\psi_f w_r + k_q L_q e_q + L_q \hat{\alpha}(i_q) \quad (38)$$

$$+ \frac{3p}{2J_m} L_q (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r}) e_w$$

$$- \frac{3p}{2J_m} L_q (L_d - L_q) e_d e_w$$

$$\hat{\alpha}(i_q) = \frac{2}{3p} \frac{B_m \hat{\omega}_r + k_w J_m \hat{e}_\omega}{(\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} \quad (39)$$

$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{J_m} (\tau_c - B_m \omega_r - \hat{\tau}_l) \quad (40)$$

$$\hat{e}_\omega = \dot{w}_{r,r} - \tau_c + \frac{B_m}{J_m} w_r + \frac{1}{J_m} \hat{\tau}_l \quad (41)$$

식(37)에서 식(41)은 제어입력을 구성할 때 사용되는 식들로 평가함수 식(35)를 안정화하는 제어입력의 여부는 식(35)의 시간의 변화율에 대입하여 증명할 수 있다. 또한 대입하여 정리하는 과정에서 부하토크의 추정법칙이 유도된다. 식(35)의 시간에 대한 변화율을 구하면 식(42)와 같다.

$$\dot{V} = e_w \dot{e}_w + e_d \dot{e}_d + e_q \dot{e}_q + \frac{1}{\gamma_\tau} \dot{\tilde{\tau}}_l \quad (42)$$

식(36)에서 식(38)을 이용하여 식(27)에서 식(29)를 다시 정리하면 식(43)에서 식(45)와 같다.

$$\dot{e}_w = -k_w e_w - \frac{1}{J_m} \tilde{\tau}_l - \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) e_d e_q \quad (43)$$

$$+ \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) \alpha(i_q) e_d$$

$$+ \frac{3p}{2J_m} (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r}) e_q$$

$$\dot{e}_d = -k_d e_d - \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) \hat{\alpha}(i_{q,r}) e_w \quad (44)$$

$$\dot{e}_q = -k_q e_q + \frac{2}{3p} \frac{-\frac{B_m}{J_m} \tilde{\tau}_l + k_w \tilde{\tau}_l}{\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r}}$$

$$- \frac{3p}{2J_m} (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r}) e_w$$

$$+ \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) e_d e_w \quad (45)$$

식(43)에서 식(45)를 식(42)에 대입하여 정리하면 다음 식(46)과 같다.

$$\dot{V} = e_w (-k_w e_w) + e_d (-k_d e_d) + e_q (-k_q e_q) \quad (46)$$

$$+ \frac{1}{\gamma_\tau} \tilde{\tau}_l \dot{\tilde{\tau}}_l - \frac{(L_d - L_q)}{J_m (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} e_d e_w \tilde{\tau}_l$$

$$- \frac{1}{J_m} e_w \tilde{\tau}_l + \frac{k_w - B_m/J_m}{3p (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} e_q \tilde{\tau}_l$$

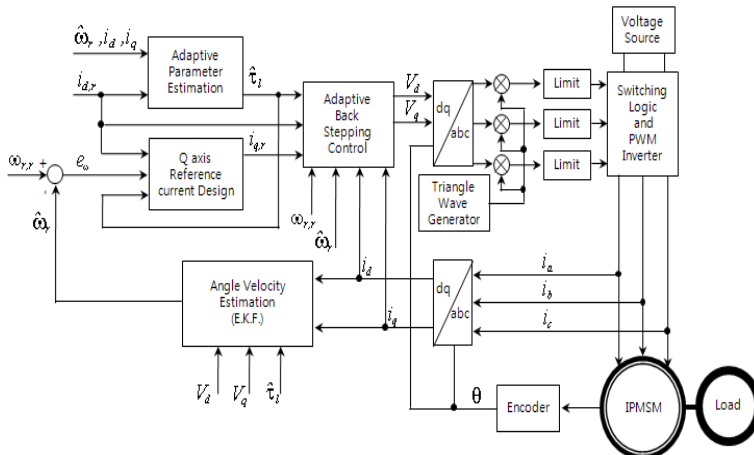


그림 1. IPMSM 전동기의 전체 제어 시스템 구성도
Fig. 1 The full control system configurations of the IPMSM

식(46)이 음이 되기 위해서는 $\hat{\tau}_l$ 에 관한 항을 모아 정리하면 다음 식(47)과 같다.

$$\hat{\tau}_l = \gamma_\tau \left(\frac{e_w}{J_m} + \frac{(L_d - L_q)e_d e_w}{J_m(\psi_f + (L_d - L_q)i_{d,r})} - \frac{(k_w - B_m/J_m)e_q}{3p(\psi_f + (L_d - L_q)i_{d,r})} \right) \quad (47)$$

식(47)을 만족함으로 식(46)은 음의 값을 가진다.

식(47)은 부하토크의 추정 법칙이다. 따라서 식(47)을 만족함으로 식(46)은 적당한 양수 k_w , k_d , k_q 에 따라 음의 값을 갖게 된다.

IV. 시뮬레이션

전동기 구동을 위한 전체 구성은 그림 1과 같다. 속도추종 및 전류제어에 관련된 적응백스텝핑 제어기와 속도상태의 추정을 위한 확장칼만필터의 부분으로 나누어지고, 전동기의 구동을 위한 전압원 인버터로 구성된다. 삼각파발생 주파수는 20 KHz이다.

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 Kgm^2
Friction coefficient, B_m	0.02 Nm/rad/s
Magnetic Flux Constant, ψ_f	0.04135 volt/rad/s

시뮬레이션 프로그램으로는 PSIM을 사용하였다. IPMSM의 모델은 PSIM에서 제공되는 모델을 이용하였으며, 전동기로 사용된 파라메타는 표 1을 사용하였다[13].

전동기의 운전은 시간 2초까지 125.6 rad/s의 각속도로 운전을 하고, 시간 2초 이후 3.14 rad/s의 각속

도로 한다. 2 Nm의 상수부하를 적용하여 시뮬레이션한 결과는 그림 2와 그림 4에 해당하고, 0.1 Nm의 상수부하에 대해 운전되는 모습의 결과는 그림 3과 그림 5에 해당한다. 이때 적용된 이득들은 표 2와 같다.

표 2. 제어이득 및 추정노이즈
Table 2. Control gain and noise

Aaptive Back-Stepping Control Gain		System and measurement Noise	
k_d	10000	Q_{00} (A^2)	0.064
k_q	10000	Q_{11} (A^2)	0.064
k_w	10	Q_{22} ($\text{rad}^2/\text{sec}^2$)	0.08
γ_τ	0.0002	R_{00} (A^2)	0.04
		R_{11} (A^2)	0.04

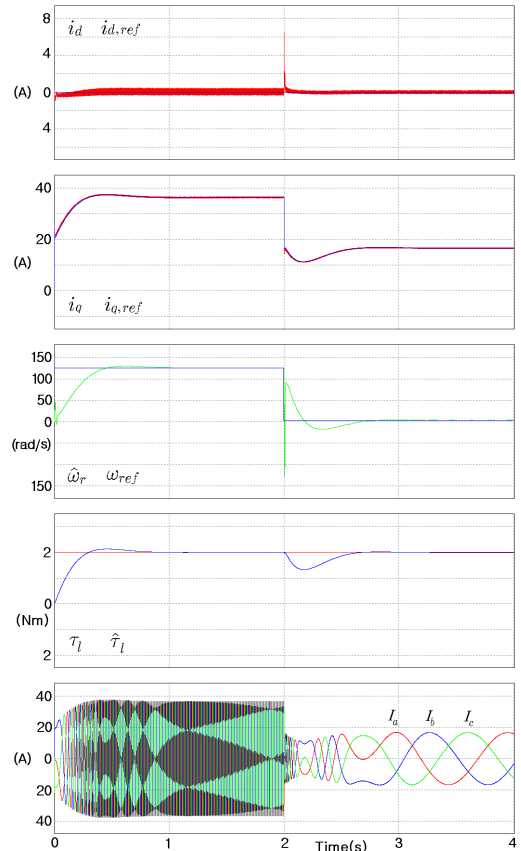


그림 2. 부하 2 Nm에서 적응백스텝핑 제어기
Fig. 2. ABSC when load 2 Nm

그림 2의 첫 번째와 두 번째는 d축 기준전류 0 A에 전류제어가 되는 모습과 q축 기준전류에 대해 전류제어가 되는 모습으로 정상상태 오차는 약 0.1 A 이내 값을 가진다. 세 번째 그림은 시간 2초까지 기준 각속도 125.6 rad/s에 대한 속도 추종 모습을 나타낸 그림으로 정상상태 오차는 1 %이내로 부하토크의 추정 값에 비례하여 오버슈트가 발생한다. 또한 네 번째 그림은 부하토크에 대한 추정 값으로 약 7 %의 오버슈트가 발생한 모습을 보이며, 오버슈트를 줄이기 위해 추정이득을 작게 조절하면 정상상태에 도달시간이 커지게 된다. 시간 2초 이후 기준속도를 3.14 rad/s로 하였을 때 각속도에 대한 정상상태오차가 약 20 %로 증가함을 보인다.

그림 3은 상수 0.1 Nm의 경부하에 대한 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 그림 3의 세 번째에서 속도 제어가 되는 모습으로 기동 시에 약 19 %의 오버슈트가 발생하였는데, 이는 부하토크의 추정이득을 그림 2의 시뮬레이션에서 설정한 0.0002로 고정된 결과이다. 또한, 네 번째 그림의 부하토크의 추정 값이 약 82 %의 오버슈트가 발생한 원인으로 판단된다. 시간 2 초까지의 속도에 대한 정상상태 오차는 약 1 %이내이며, 시간 2초 이후는 10 %이내이다. 그림 2와 그림 3의 결과로 부하토크의 적응이득이 속도제어기의 오버슈트에 많은 영향이 있음을 판단할 수 있다.

그림 4의 첫 번째와 두 번째의 그림은 2 Nm의 상수부하에 대한 d축과 q축 전류의 실제전류와 최적 추정된 전류 값을 나타내며, 네 번째에서 다섯 번째 그

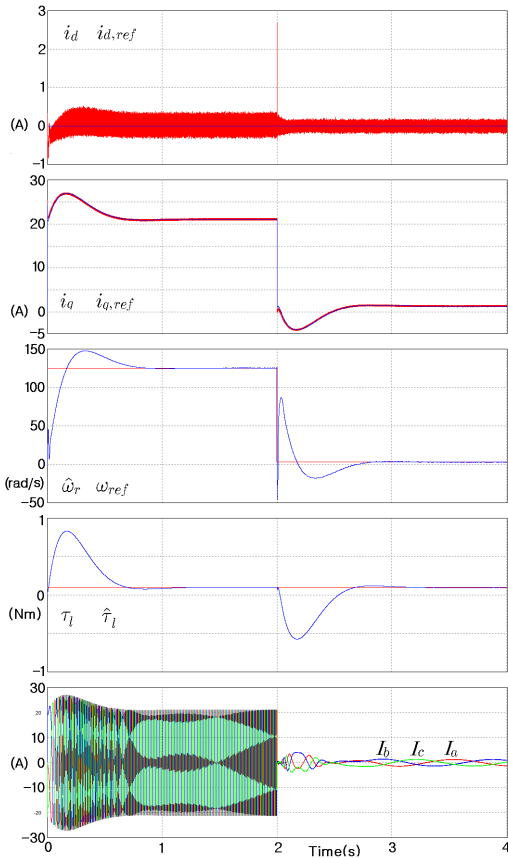


그림 3. 부하 0.1 Nm에서 적응백스텝핑 제어기
Fig. 3 ABSC when load 0.1 Nm

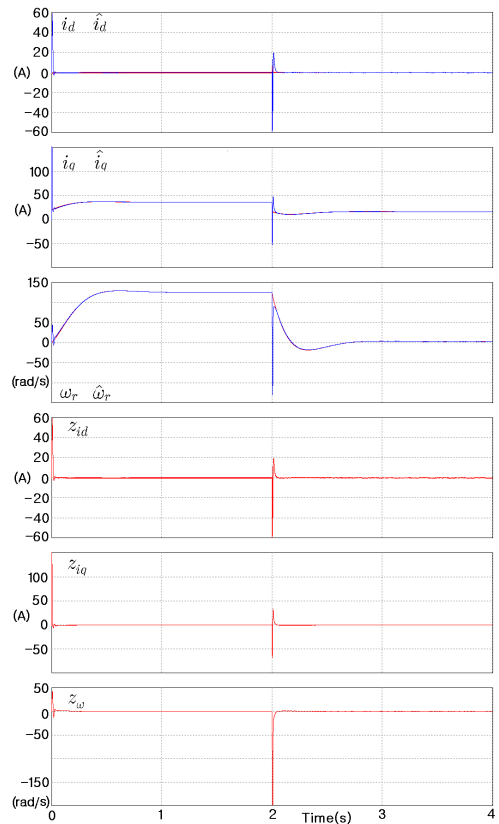


그림 4. 부하 2 Nm에서 속도추정
Fig. 4 Speed estimation when load 2 Nm

림은 실제 전류와 최적추정 값의 오차를 각기 나타낸 그림으로 시간 0 초의 기동상태와 시간 2 초의 속도 변속구간에서 추정 오차가 크게 발생하며, 이후 약 0.1 A 이하의 정상상태 오차가 발생하여 추정기가 수렴함을 보인다. 그림 4의 셋째 그림은 전동기의 실제 속도와 최적 추정된 속도를 나타내며 여섯째 그림은 실제 속도와 추정된 속도의 오차로 시간 0 초 이후 정상상태의 오차는 약 0.1 rad/s 이하의 값을 가지고, 2 초 이후에서는 약 0.5 rad/s의 정상상태 오차를 나타낸다. 저속 영역의 정상상태에서 추정오차가 커짐을 보이는데, 이는 입력과 상태에 포함되는 불확실성의 크기와 저속영역에서 운전되는 상태 값들의 크기가 비슷해지기 때문으로 판단된다.

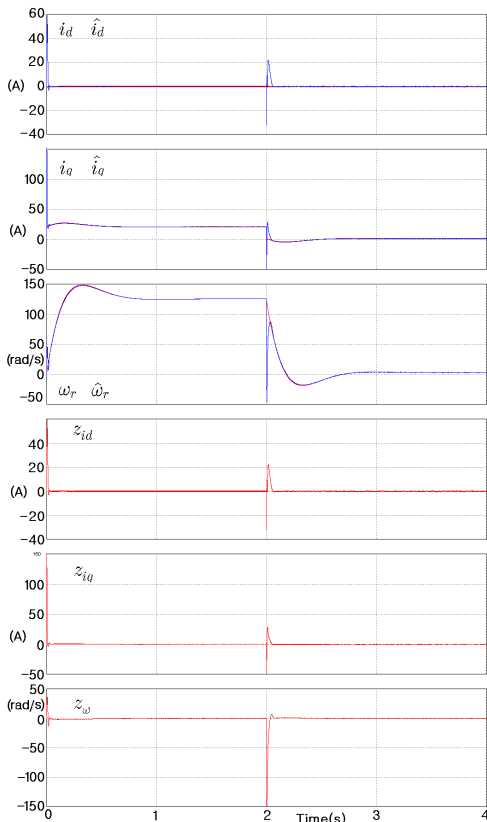


그림 5. 부하 0.1 Nm에서 속도추정
Fig. 5 Speed estimation when load 0.1 Nm

그림 5는 상수 0.1 Nm의 부하에서 추정된 상태 값

들과 오차를 나타낸 그림이다. 그림 4와 비슷한 결과를 나타내며, 차이점은 기동 시와 변속 구간에서 발생한 오차의 크기가 작고, 여섯 번째의 그림에서 정상상태 오차가 약 0.5 rad/s가 발생함을 볼 수 있다. 이 또한 부하의 크기가 2 Nm의 부하에 비해 0.1

Nm의 작은 부하로 불확실성의 크기가 상태변수 값들에 비해 상대적으로 커지기 때문으로 판단된다.

VI. 결론

정밀한 속도제어를 위해 기계적인 센서에 의지하지 않고 수학적 모델만으로 속도를 추정하는 확장 칼만 필터는 60 RPM 이하의 저속 영역에서도 속도추정과 제어가 가능함을 볼 수 있었다. 이는 적응방식으로 추정된 부하토크를 확장칼만필터의 입력으로 사용하여 수학적 모델의 불확실성을 줄일 수 있었던 결과로 판단된다. 또한 실시간 추정된 부하토크는 1% 이하의 추정오차를 가질 수 있어서 속도제어기가 부하변동에 적응하며, 속도 추종과 점근적인 안정하게 됨을 보일 수 있었다.

추후 상태추정기의 수학적 모델의 정확도를 개선하여 시스템 모델의 불확실성을 줄이는 연구와 파라메타변동에 적응법칙을 구하고, 그에 따른 시변파라메타에 대한 상태 추정기를 구성하는 연구를 하여 더 낮은 저속 영역에서의 안정된 속도제어가 가능하도록 개선 보완이 요구된다.

감사의 글

본 논문은 2011년도 광운대학교 교내학술연구비 지원에 의해 연구되었음.

참고 문헌

- [1] B.K.Bose, "Modern power electronics and AC drives", Printice Hall, 2002.
- [2] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, and P. Kokotovic, "Nonlinear and Adaptive Control Design", Willey, pp. 87-121, 1995.
- [3] M.S. Merzoug, H. Benalla, "Nonlineare Back stepping Control of Permanent Magnet Syn-

chronous Motor (PMSM)", International Journal of System Control, Vol. 1, pp. 30-34, 2010,

[4] M. Muminul, I. Chy, M.N. Uddin, "Nonlinear controller Based High Speed Control of IPMSM", 4th ICECE 2006. pp. 477-480, December 2006.

[5] 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, March/April 2003.

[6] D.F. Chen, T.H. Liu and C.K. Hung, " Non-lineare Adaptive Backstepping controller Design for a Matrix- converter based PMSM Control System", InConf Rec. IEEE-IES Annual Meeting, Vol. 1, pp. 673-678, 2003.

[7] 전용호, 조황, "IPMSM 전동기의 비선형 적응백 스텝핑 속도제어", 한국전자통신학회논문지, 6 권, 6호, pp. 855-864, 2011.

[8] Z.Q Song, Z.J. Hou, C.W. Jiang, X.H. Wei, "Sensorless Control of Surface Permanent Magnet Synchronous Motor Using a new Method", Elseiver, Energy Conversion and Management, Vol. 47, pp. 2451-2460, September 2006.

[9] K. Khadija, M. Benyounes, B.I. Khalil, B.M. Rachid, "A Simple and Robust Speed Tracking Control of PMSM", PRZEGLAD ELECTRO-TECHNICZNY, pp. 202-206, July 2011.

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

[11] 김태균, 고낙용, 노성우, 이영필, "몬테카를로 위치추정 알고리즘을 이용한 수중로봇의 위치추정", 한국전자통신학회논문지, 6권, 2호, pp. 288-295, 2011.

[12] Dan Simon, "Optimal State Estimation", Wiley-InterScience, pp. 123-130, pp. 395-409, 2006

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

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



조황(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