

# 적분 이득의 비선형 적응 백스텝핑 제어 기법을 적용한 IPMSM의 속도 제어

정승환\* · 최 익\*\* · 전용호\*\*\*

Speed Control of IPMSM Using Nonlinear and Adaptive Back-Stepping Controller Including Integral Gain

Seung-Hwan Jung\* · Ick Choy\*\* · Yong-Ho Jeon\*\*\*

요 약

본 논문은 IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)의 속도 제어를 위한 비선형 백스텝핑 제어 기법을 제안한다. 비선형 백스텝핑 제어기법의 이득은 정상상태 에러를 제거하고, 좀 더 안정한 결과를 얻을 수 있도록 에러의 적분 이득을 포함하여 설계하였다. 또한, 부하 토크를 추정할 수 있도록 설계하여 부하의 변동에 대하여 빠른 적응성을 가지도록 하였다. 모의 실험을 통하여 적분 이득을 가지는 백스텝핑 제어기가 일정한 토크 운전영역에서 안정한 제어기임을 검증하고, 적분 이득이 없는 백스텝핑 제어기와 성능을 비교하였다.

ABSTRACT

In this paper, a nonlinear and adaptive back-stepping control technique is proposed for a speed control of IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor). The gain of back-stepping controller(including integral value of the states error) is designed for stability of the system. In order to adapting fast in variation of load torque, the controller is including load torque estimator. The simulation is completed by using PSIM software. The simulation results show that the designed back-stepping controller make the system stable in the constant torque region, and has better tracking performance than a controller without the integral gain.

키워드

Nonlinear Control, Adaptive Back-Stepping Control, IPMSM  
비선형 제어, 적응 백스텝핑 제어, IPMSM

## 1. 서론

최근 들어 교류전동기는 드라이브의 발달로 인하여 정밀한 서보제어가 가능하게 되었고, 복잡했던 제어 구조는 벡터 제어등을 통하여 간략화되고 일반화되어

널리 쓰이고 있다. 교류전동기 중에서도 매입형 영구 자석 동기전동기(IPMSM : Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)는 정밀한 속도 구동에 적합하고, 높은 전력 밀도와 효율의 장점이 있다. 전동기 제어에 일반적으로 사용되는 PID 제어기는

\* 광운대학교 제어계측공학과(seungwhan1@hotmail.com)

\*\* 교신저자(corresponding author) : 광운대학교 로봇학부 교수(ickchoy@kw.ac.kr)

\*\*\* 중원대학교 메카트로닉스학과 교수(waterjlar@jwu.ac.kr)

접수일자 : 2013. 04. 05

심사(수정)일자 : 2013. 05. 20

게재확정일자 : 2013. 06. 21

좋은 응답성을 가진다. 하지만, 부하토크의 변동이나 파라미터의 변동에 대해 일정한 응답성을 가지지 못하며, 이런 변동에 의하여 제어가 잘못되는 경우가 발생할 수 있다. 이러한 문제를 극복하기 위하여 외란을 억제하기 있는 Robust 제어 방법에 대하여 많은 연구 결과들이 발표되어 왔다.[1-6]

그 중에서도 적응 백스텝핑 제어는 가상 제어입력을 구성할 때, 비선형 시스템을 선형화하기 위한 항이나 비선형항에 대한 뎀핑 성분을 첨가하여 시스템의 점근적인 안정을 확보할 수 있도록 구성한다. 또한, 실제 제어입력은 적분되어져 가상제어입력으로 들어가는 구조의 제어기이다. 이 때, 가상제어입력은 계측 가능한 상태변수를 선택하여 사용한다. 또한, 시스템 파라미터 변동의 영향이 포함될 수 있도록 제어기를 구성할 수 있기 때문에 시스템의 점근적인 안정성과 파라메타 변동에 적응하는 제어기를 구성할 수 있는 장점을 가지고 있다.[1-3], [8]

참고문헌 [1], [2]에서는 d축의 전류 지령치를 0으로 하여 백스텝핑 제어기를 설계하였다. 이는 제어기를 간단히 설계할 수 있는 장점을 가지지만, d축의 전류가 요구되는 MTPA, 약제자 운전 등의 적용이 불가능하다는 단점을 갖는다. 참고문헌 [3]은 본 논문에서 주로 참조한 논문이다. 오차의 적분 이득을 포함함으로써 제어기의 성능을 개선시켰으며, 그 차이를 검증하였다.

본 논문에서는 IPMSM의 고성능 운전을 위한 비선형 적응 백스텝핑 제어기 설계를 제안한다. 제어기 설계는 제어변수의 적분항을 넣지 않았을 때와 넣었을 때의 두 단계로 나누어 설계하여 비교하였으며, 구성된 제어기를 바탕으로 부하토크 변동에 적용할 수 있는 파라미터 추정기를 설계하였다. 3, 4절에서 설계된 제어기의 안정성은 시뮬레이션을 통하여 일정토크 운전 영역에서 속도에 대한 추종 성능과 부하토크의 변동에 대한 적응되는 결과로 입증하였다. 그리고, 백스텝핑 제어기 이득에 적분항을 넣었을 때의 속도 추종 성능을 검증하기 위하여, 적분항이 없는 경우와 비교하였다.

## II. 백스텝핑 제어기 설계

### 2.1 IPMSM의 모델

d-q 회전축에 동기화된 IPMSM의 모델은 식 (1) - 식 (4)와 같이 정리된다. 식 (1)은 IPMSM의 기계방정식, 식 (2), (3)은 전기방정식, 그리고 식 (4)는 토크 방정식이다.[1-3]

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

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

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

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

여기서,  $V_d, V_q$ 는 d축과 q축의 입력전압,  $i_d, i_q$ 는 d축과 q축의 전류,  $w_r$ 는 회전자의 기계각속도,  $\tau_e$ 는 전자기적으로 발생하는 토크,  $\tau_l$ 는 부하토크,  $R_s$ 는 고정자의 상 저항,  $L_d, L_q$ 는 d축과 q축의 인덕턴스,  $\psi_f$ 는 회전자 영구자석의 자속,  $p$ 는 회전자 영구자석의 극쌍수,  $J_m$ 은 전동기의 회전자의 관성모멘트,  $B_m$ 은 전동기 회전자의 점성 마찰계수이다.

식 (2), (3)의 IPMSM 전기 모델을 바탕으로 등가 회로를 그리면 그림 1과 같다.

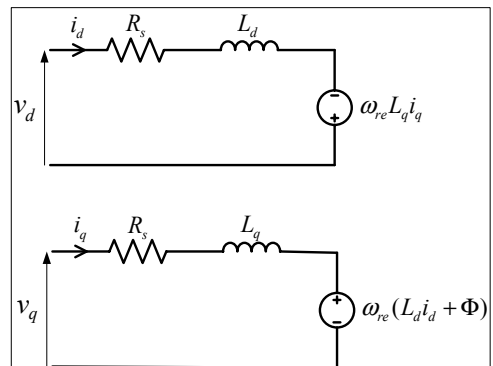


그림 1. IPMSM의 d-q축 등가회로  
Fig. 1 d-q axes equivalent circuit of IPMSM

### 2.2 평가함수 선정

식 (1)에서 기계각속도  $w_r$ 의 기준각속도  $w_{r,r}$ 에 대한 오차  $e_w$ 는 다음 식 (5)와 같다.

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

d-q축의 전류 기준값을  $i_{d,r}$ 과  $i_{q,r}$ 라고 할 때, 전류 오차를 식 (6), (7)로 정리할 수 있다.

$$e_d = i_{d,r} - i_d \quad (6)$$

$$e_q = i_{q,r} - i_q \quad (7)$$

안정화를 위한 평가함수 후보는 속도제어뿐 아니라 전류제어도 설계할 것을 고려하여 다음 식 (8)과 같이 선정한다. 전류제어기를 함께 설계하는 것은 모터와 드라이브 회로를 보호할 수 있게 되고, 토크를 직접적으로 제어할 수 있게 됨으로서 토크 제어 시에도 이점이 있기 때문이다.  $z_\omega, z_w, z_w$ 는 각 오차의 적분 값이며, 이에 대한 미분치는 식 (9)-(11)과 같다. 또한,  $k_{\omega i}, k_{\dot{d}i}, k_{\dot{q}i}$ 는 적분 이득으로써 제어 대상의 정상 상태 오차를 제거하는 효과를 기대할 수 있다.

$$V_1 = \frac{1}{2}(e_w^2 + z_w^2 + e_d^2 + z_d^2 + e_q^2 + z_q^2) \quad (8)$$

$$\dot{z}_\omega = k_{\omega i} e_w \quad (9)$$

$$\dot{z}_d = k_{\dot{d}i} e_d \quad (10)$$

$$\dot{z}_q = k_{\dot{q}i} e_q \quad (11)$$

평가함수  $V_1$ 의 시간에 대한 변화율은 식 (12)와 같다. 평가함수  $V_1$ 은 양의 정부호(Positive Definite), 시간에 대한 변화율인  $\dot{V}_1$ 은 음의 정부호(Negative Definite)를 가지도록 설계한다면, 점근적인 안정을 하게 된다. 식 (12)를 음의 정부호를 가지게 하는 d축의 제어입력  $V_d$ 와 q축 제어입력  $V_q$ 를 설계하기 위해 정리해 나가도록 한다.

$$\dot{V}_1 = e_w \dot{e}_w + z_\omega \dot{z}_\omega + e_d \dot{e}_d + z_d \dot{z}_d + e_q \dot{e}_q + z_q \dot{z}_q \quad (12)$$

### 2.3 $e_w$ 정리

식 (5)의 각속도오차의 시간에 대한 변화율은 식 (13)과 같이 나타낼 수 있으며, 식 (1)을 이용하여 정리하면 다음 식 (14)와 같다. 수식 (14)에서  $\tau_e$ 는 실제로 측정할 수 없기 때문에, 수식 (4)의 dq축 전류에 대한 토크 방정식을 사용하여 정리하면, 다음 수식 (15)를 얻을 수 있다.

$$\dot{e}_w = \dot{w}_{r,r} - \dot{w}_r \quad (13)$$

$$\dot{e}_w = \dot{w}_{r,r} - \frac{1}{J_m} \tau_e + \frac{B_m}{J_m} \omega_r + \frac{1}{J_m} \tau_l \quad (14)$$

$$\dot{e}_w = \dot{w}_{r,r} - \frac{3p}{2J_m} [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] + \frac{B_m}{J_m} \omega_r + \frac{1}{J_m} \tau_l \quad (15)$$

식 (6), (7)을 대입하여 (15)식을 정리하면, 각속도 오차의 시간에 대한 변화율은 최종적으로 다음 식 (16)과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_w = & \dot{w}_{r,r} - \frac{3p}{2J_m} (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r}) i_{q,r} + \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) i_{q,r} e_d \\ & + \frac{3p}{2J_m} (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r}) e_q - \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) e_d e_q \\ & + \frac{B_m}{J_m} \omega_r + \frac{1}{J_m} \tau_l \end{aligned} \quad (16)$$

다음 식 (17)은 식 (1)에서 각속도 기준값  $\omega_{r,r}$ 이 결정되었을 때 토크 기준값  $\tau_{e,r}$ 을 설정한 식이며, 식 (18)은 식 (4)에서 전류 기준값인  $i_{d,r}$ 과  $i_{q,r}$ 로 토크 기준값  $\tau_{e,r}$ 을 나타낸 것이다.

$$\tau_{e,r} = J_m \dot{\omega}_{r,r} + B_m \omega_r + \tau_l + J_m k_{\omega i} e_w + J_m k_{\omega i} z_\omega \quad (17)$$

$$\tau_{e,r} = \frac{3}{2} p (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r}) i_{q,r} \quad (18)$$

$\frac{3}{2} p (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r}) i_{q,r}$ 로 식 (17)과 (18)을 정리하면 식 (19)와 같다.

$$\frac{3}{2} \frac{p}{J_m} (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r}) i_{q,r} = \dot{\omega}_{r,r} + \frac{B_m}{J_m} \omega_r + \frac{\tau_l}{J_m} + k_{\omega i} e_w + k_{\omega i} z_\omega \quad (19)$$

식 (19)를 식 (16)에 대입하여 최종적으로 정리한  $\dot{e}_\omega$ 는 식 (20)과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_\omega = & -k_\omega e_\omega - k_{\omega i} z_\omega + \frac{3p}{2J_m}(L_d - L_q)i_{q,r}e_d \\ & + \frac{3p}{2J_m}(\psi_f + (L_d - L_q)i_{d,r})e_q - \frac{3p}{2J_m}(L_d - L_q)e_d e_q \end{aligned} \quad (20)$$

### 2.4 $\dot{e}_d, \dot{e}_q$ 정리

다음으로  $\dot{e}_d$ 와  $\dot{e}_q$ 를 정리한다.

$$\dot{e}_d = \dot{i}_{d,r} - \dot{i}_d = \dot{i}_{d,r} + \frac{1}{L_d}(R_s i_d - pL_d \omega_r i_q - V_d) \quad (21)$$

$$\dot{e}_q = \dot{i}_{q,r} - \dot{i}_q = \dot{i}_{q,r} + \frac{1}{L_q}(R_s i_q - pL_d \omega_r i_d + p\psi_f \omega_r - V_q) \quad (22)$$

식 (21), (22)의  $i_{d,r}$ 과  $i_{q,r}$ 은 식 (17)과 (18)에서 각 속도 기준값  $\omega_{r,r}$ 을 통하여 결정된다. 토크 기준값이 결정되었을 때, dq축의 전류쌍을 찾아내는 연구는 많이 이루어져 있고, 이 논문에서는 d축 전류를 0으로 만들어 간단하게 q축 전류로 토크를 제어하는 제어기법을 사용하기로 한다. 식 (17)과 (18)을 q축의 전류 기준값으로 정리하면 식 (23)과 같고, 시간에 대한 변화율은 식 (24)로 정리된다.

$$i_{q,r} = \frac{2}{3} \frac{J_m \dot{\omega}_{r,r} + B_m \omega_r + \tau_l + J_m k_\omega e_\omega + J_m k_{\omega i} z_\omega}{p(\psi_f + (L_d - L_q)i_{d,r})} \quad (23)$$

$$\dot{i}_{q,r} = \frac{2}{3} \frac{B_m \dot{\omega}_r + J_m k_\omega \dot{e}_\omega + J_m k_{\omega i}^2 e_\omega}{p(\psi_f + (L_d - L_q)i_{d,r})} \quad (24)$$

식 (24)를 대입하여 식 (22)의  $\dot{e}_q$ 을 최종적으로 정리하면 식 (25)와 같다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_q = & \frac{2}{3} \frac{B_m \dot{\omega}_r + J_m k_\omega \dot{e}_\omega + J_m k_{\omega i} e_\omega}{p(\psi_f + (L_d - L_q)i_{d,r})} \\ & + \frac{1}{L_q}(R_s i_q - pL_d \omega_r i_d + p\psi_f \omega_r - V_q) \end{aligned} \quad (25)$$

### 2.5 제어입력 $V_d, V_q$ 결정

식 (12)의 평가함수의 변화율  $\dot{V}_1$ 에 2.4절까지 정리

한 수식을 넣어 정리하면, 음의 정부호를 가지게 하는 제어입력  $V_d, V_q$ 를 구해낼 수 있다. 제어입력  $V_d, V_q$ 는 식 (26), (27)과 같다.

$$\begin{aligned} V_d = & R_s i_d - pL_d \omega_r i_q + L_d \dot{i}_{d,r} + k_d L_d e_d + k_{di} L_d z_d \\ & + L_d \frac{3p}{2J_m}(L_d - L_q)i_{q,r}e_\omega \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} V_q = & R_s i_q + pL_d \omega_r i_d + p\psi_f \omega_r + k_q L_q e_q + k_{qi} L_q z_q \\ & + L_q \frac{3p(\psi_f + (L_d - L_q)i_{d,r})e_\omega}{2J_m} - L_q \frac{3p(L_d - L_q)e_\omega e_q}{2J_m} \\ & + L_q \frac{2(B_m \dot{\omega}_r + k_\omega J_m \dot{e}_\omega + J_m k_{\omega i} e_\omega)}{3p(\psi_f + (L_d - L_q)i_{d,r})} \end{aligned} \quad (27)$$

식 (26), (27)의  $V_d, V_q$ 를 식 (21), (22)의  $\dot{e}_d, \dot{e}_q$ 에 대입하여 정리하면 다음 식 (28), (29)와 같다.

$$\dot{e}_d = -k_d e_d - k_{di} z_d - \frac{3p}{2J_m}(L_d - L_q)i_{q,r}e_\omega \quad (28)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_q = & -k_q e_q - k_{qi} z_q - \frac{3p}{2J_m}(\psi_f + (L_d - L_q)i_{d,r})e_\omega \\ & - \frac{3p}{2J_m}(L_d - L_q)e_\omega e_q \end{aligned} \quad (29)$$

수식 (12)의  $\dot{V}_1$ 에 식 (20), (28), (29)을 대입하여 정리하면 다음 식 (30)을 얻을 수 있으며, 항상 음의 정부호가 됨을 알 수 있다. 이 때, 각 오차에 대한 이득  $k_\omega, k_d, k_q$ 는 0보다 큰 값을 갖는다.

$$\dot{V}_1 = -k_\omega e_\omega^2 - k_d e_d^2 - k_q e_q^2 \quad (30)$$

식 (28)에서의  $\dot{V}_1$ 는 적분 이득  $z_\omega, z_d, z_q$ 이 제어 변수에 의해 삭제되어 음의 준정보호(Negative semi-definite)를 가지게 된다. 그러므로 평가함수  $V_1$ 의 점근적 안정(Asymptotic stability)을 증명하기 위하여 LaSalle의 Invariance Theorem을 도입한다.

식 (30)에서  $\dot{V}_1$ 이 0으로 수렴할 때, 식 (31)과 같이 각 오차들과 오차들의 미분이 0으로 수렴한다.

$$e_w = e_d = e_q = \dot{e}_w = \dot{e}_d = \dot{e}_q = 0, \dot{V}_1 = 0 \quad (31)$$

식 (20), (28), (29)에 이 조건을 대입하면, 식 (32), (33), (34)와 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$0 = k_{wi}z_w \quad (32)$$

$$0 = k_{di}z_d \quad (33)$$

$$0 = k_{qi}z_q \quad (34)$$

그러므로 집합  $S = \{[e_w, e_d, e_q, z_w, z_d, z_q]^T | \dot{V}_1 = 0\}$ 를 만족하는 해는 오직 자명해만 존재한다. 이를 통하여 오차의 미분방정식 (20), (28), (29)는 원점에서 점근 안정임을 증명할 수 있다.

### III. 부하토크 추정을 포함한 적응 백스텝핑 제어기 설계

2절에서 리아프노프의 평가함수를 이용하여 안정한 적응 백스텝핑 제어기를 설계하였다. 하지만 외부 환경의 변동으로 파라미터 값이 바뀌게 되면, 제어기가 안정하게 동작한다고 보장하지 못한다.

외부환경의 요인에 따라 가장 많이 변동하게 되는 파라미터는 부하 토크이고, 부하 토크는 q축 전류 기준값  $i_{q,r}$ 에 영향을 주기 때문에 문제가 있다. 그러므로 3장에서는 2장에서 설계한 제어기를 기반으로 하여 부하토크를 추정하는 적응 제어기로 재구성한다.[3]

#### 3.1 평가함수 선정

평가함수는 식 (35)의 부하토크의 추정치  $\hat{\tau}_l$ 과 실제 부하토크  $\tau_l$ 의 오차 성분  $\tilde{\tau}_l$ 을 추가하여 다음 식 (36)과 같이 선정한다. 단,  $\gamma_\tau$ 는 부하 토크의 추정치 이득이다.

$$\tilde{\tau}_l = \hat{\tau}_l - \tau_l \quad (35)$$

$$V_2 = \frac{1}{2} \left( e_w^2 + z_w^2 + e_d^2 + z_d^2 + e_q^2 + z_q^2 + \frac{1}{\gamma_\tau} \tilde{\tau}_l^2 \right) \quad (36)$$

평가함수  $V_2$ 의 시간에 대한 변화율  $\dot{V}_2$ 는 수식 (37)과 같다.  $\dot{V}_2$ 는 안정하기 위하여  $\dot{V}_1$ 과 같은 조건을 만족해야 한다.  $\dot{V}_2$ 가 음의 정부호를 가지게 하는 d축의 제어입력  $V_d$ 와 q축 제어입력  $V_q$ 를 설계하기 위해서  $\dot{e}_w, \dot{e}_d, \dot{e}_q$ 를 다시 정리한다.

$$\dot{V}_2 = e_w \dot{e}_w + e_d \dot{e}_d + e_q \dot{e}_q + z_w \dot{z}_w + z_d \dot{z}_d + z_q \dot{z}_q + \frac{1}{\gamma_\tau} \tilde{\tau}_l \dot{\tilde{\tau}}_l \quad (37)$$

#### 3.2 $\dot{e}_w, \dot{e}_d, \dot{e}_q$ 정리

부하토크의 추정치  $\hat{\tau}_l$ 로 연산되는 모든 연산값은 추정값에서 비롯됨으로서 모두  $\hat{\phantom{x}}$ 를 넣어 표기한다. 그러므로 토크 기준값  $\hat{\tau}_{e,r}$ 을 대입하여  $\dot{e}_w$ 를 다시 정리하면, 다음 식 (38)과 같다. 식 (20)과 비교하여 보면, 부하토크의 추정치와의 오차값  $\tilde{\tau}_l$ 이 포함되어 있는 것을 확인할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_w = & -k_w e_w - k_{wi} z_w - \frac{\tilde{\tau}_l}{J_m} + \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) i_{q,r} e_d \\ & + \frac{3p}{2J_m} (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r}) e_q - \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) e_d e_q \end{aligned} \quad (38)$$

$$\dot{e}_d = i_{d,r} + \frac{1}{L_d} (R_s i_d - p L_q \omega_r i_q - V_d) \quad (39)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_q = & \frac{2}{3} \frac{B_m \omega_r + J_m k_w \dot{e}_w + J_m k_{wi} e_w}{p(\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} \\ & + \frac{1}{L_q} (R_s i_q - p L_d \omega_r i_d + p \psi_f \omega_r - V_q) \end{aligned} \quad (40)$$

식 (36)의  $V_2$ 를 안정화하기 위한 제어입력  $V_d, V_q$ 는  $\dot{e}_d, \dot{e}_q$ 는 추정치들에 의하여 식 (41), (42)와 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} V_d = & R_s i_d - p L_q \omega_r i_q + L_d \dot{i}_{d,r} + k_d L_d e_d + k_{di} L_d z_d \\ & + L_d \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) \hat{i}_{q,r} e_w \end{aligned} \quad (41)$$

$$\begin{aligned}
 V_q &= R_s i_q + pL_d \omega_r i_d + p\psi_f \omega_r + k_q L_q e_q + k_{q1} L_q z_q \\
 &+ L_q \frac{3p(\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r}) e_\omega}{2J_m} - L_q \frac{3p(L_d - L_q) e_\omega e_q}{2J_m} \\
 &+ L_q \frac{2(B_m \dot{\hat{\omega}}_r + k_\omega J_m \dot{\hat{e}}_\omega + J_m k_{\omega i} e_\omega)}{3p(\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} \quad (42)
 \end{aligned}$$

식 (41), (42)에 사용된 추정치들은 식 (42), (43), (44)와 같이 표현된다.

$$\hat{i}_{q,r} = \frac{2}{3} \frac{J_m \dot{\omega}_{r,r} + B_m \omega_r + \hat{\tau}_l + J_m k_{\omega}^* e_\omega + J_m k_{\omega i}^* z_\omega}{p(\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} \quad (43)$$

$$\dot{\hat{\omega}}_r = \frac{1}{J_m} \tau_e - \frac{B_m}{J_m} \omega_r - \frac{1}{J_m} \hat{\tau}_l \quad (44)$$

$$\dot{\hat{e}}_\omega = \dot{\omega}_{r,r} - \frac{1}{J_m} \tau_e + \frac{B_m}{J_m} \omega_r + \frac{1}{J_m} \hat{\tau}_l \quad (45)$$

식 (41), (42)의  $V_d$ ,  $V_q$ 를 평가함수 후보의 미분치  $\dot{V}_2$ 에 대입하면 정리하면 식 (47)과 같다.

$$\dot{V}_2 = \frac{1}{\gamma_\tau} \tilde{\tau}_l \dot{\tilde{\tau}}_l + e_\omega \left( -k_\omega - \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) i_{q,r} e_d + \frac{\tilde{\tau}_l}{J_m} \right)$$

$$\begin{aligned}
 &+ e_d \left( -k_d e_d - \frac{3p}{2J_m} (L_d - L_q) \hat{i}_{q,r} e_\omega \right) \\
 &+ e_q \left( -k_q e_q - \frac{2B_m (\dot{\omega}_r - \dot{\hat{\omega}}_r) + J_m k_\omega (\dot{e}_\omega - \dot{\hat{e}}_\omega)}{3p(\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} \hat{i}_{q,r} e_\omega \right) \quad (46)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_2 &= -k_\omega e_\omega^2 - k_d e_d^2 - k_q e_q^2 \\
 &- \frac{\tilde{\tau}_l}{J_m} e_\omega - \frac{(L_d - L_q)}{J_m (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} \tilde{\tau}_l e_\omega e_q \\
 &+ \frac{2(B_m - J_m k_\omega)}{3pJ_m (\psi_f + (L_d - L_q) i_{d,r})} \tilde{\tau}_l e_q - \frac{1}{\gamma_\tau} \tilde{\tau}_l \dot{\tilde{\tau}}_l \quad (47)
 \end{aligned}$$

평가함수 후보의 미분치  $\dot{V}_2$ 가 안정하기 위해서 각 오차의 제곱치들을 제외한 요소들이 0이 되면, 식 (30)과 같아진다. 이를 만족하기 위한 조건으로 부하토크의 추정치의 미분치  $\dot{\tilde{\tau}}_l$ 는 식 (47)로 정리할 수 있다. 또한,  $\dot{V}_2 = \dot{V}_1$ 이 성립한다는 것은 부하토크의 추정치가 부하토크의 참값과 같아짐을 의미하고 있으므로, 식 (48)의 미분치를 적분하게 되면 부하토크의 참값을 얻을 수 있다.[3]

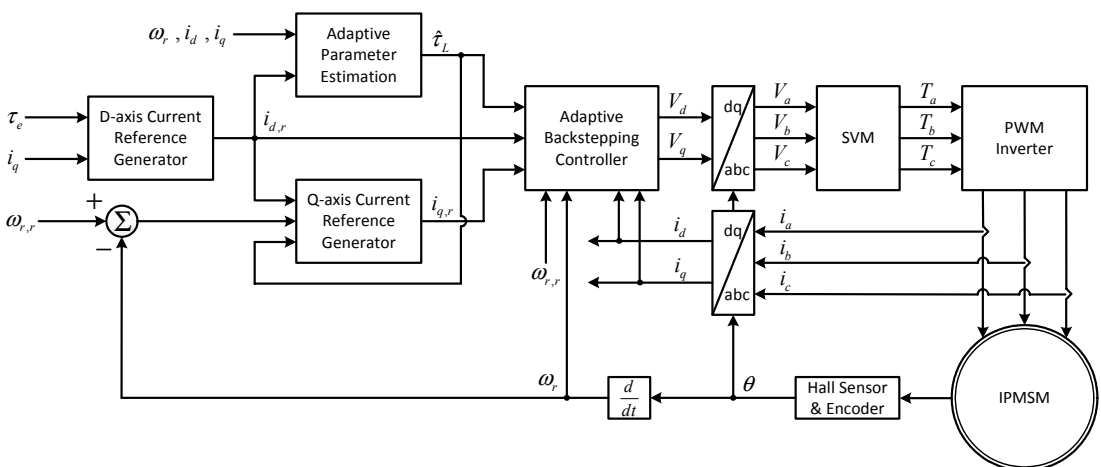


그림 2. IPMSM의 속도 제어기 블록다이어그램  
 Fig. 2 Speed controller block diagram of IPMSM

$$\dot{\tau}_l = -\gamma_\tau \left( -\frac{e_\omega}{J_m} - \frac{(L_d - L_q)}{J_m(\psi_f + (L_d - L_q)i_{d,r})} e_\omega e_q \right) + \frac{2(B_m - J_m k_w)}{3pJ_m(\psi_f + (L_d - L_q)i_{d,r})} e_q \quad (48)$$

결론적으로 부하토크 추정치의 미분치가 (48)을 만족하게 되면, 평가함수 후보  $V_2$ 는 원점에서 점근적으로 안정하다. 또한, 부하토크의 변동에도 빠르게 적응할 수 있음을 보인다.

그림 2는 설계한 백스텝핑 속도 제어기의 블록 다이어그램이다. 본 논문에서는  $I_d=0$  제어를 사용하기 때문에 d축 전류기준값을 결정하는 블록은 사용하고 있지 않지만, MTPA(Maximum Torque per Ampere)와 최대효율제어등의 각종 제어 기법들을 적용할 수 있도록 수식을 전개하였기에 표시하였다. 이와 같이 d축의 전류기준값이 각 제어기법에 의하여 결정되면, 3절에서 설계한 순서에 의하여 제어입력  $V_d, V_q$ 가 결정된다.

#### IV. 모의 실험

모의 실험에 사용된 IPMSM의 파라미터는 표 1과 같다. PSIM을 사용하여 모의 실험을 진행하였고, 전동기에서의 스위칭 주파수는 20Khz, 백스텝핑 제어기는 1Khz의 주기로 동작한다.[9]

표 1. IPMSM의 파라미터 값  
Table 1. Parameters of IPMSM

Rated power	1(HP)
Rated torque	5.94(Nm)
Rated speed	1200(RPM)
Number of pole pair	2
Stator resistance (per phase)	0.048( $\Omega$ )
D-axis Inductance	0.42(mH)
Q-axis Inductance	1.2(mH)
Flux leakage of magnet	0.04135(Wb)

백스텝핑 제어기를 시뮬레이션한 것이다. 부하 토크와 속도를 가변하여 속도 제어를 수행하였으며, 이는 표 2에 나타내었다. 첫 번째 파형은 전동기의 속도 기준 값과 속도, 두 번째 파형은 dq축의 전류값 그리고, 마지막 파형은 추정된 부하 토크의 값을 나타내었다. 이 때, 설정한 이득은  $k_w = 200$ ,  $k_{\omega_i} = 2000$ ,  $k_d = k_q = 3000$ ,  $k_{d_i} = k_{q_i} = 10000$  이다.

구간 1에서는 60 rad/s의 속도 지령치를 40ms만에 정상상태 오차 없이 추종하는 것을 볼 수 있다. 또한, 구간 2에서 부하의 변동에도 불구하고 50ms에 속도를 추종하는 것을 볼 수 있다. 이 때, 부하는 1Nm에서 2Nm로 변경하였다. 구간 3에서 부하의 변동없이 속도를 120rad/s로 변동하였을 때는 50ms에 속도를 추종한다. 이것은 부하토크를 추종하는데 걸리는 시간에 의해 속도의 추종이 영향을 받고 있음을 나타낸다. 부하 토크의 추정 이득  $\gamma_\tau$ 은 구간 2에서 부하가 변동할 때를 보면 다소 느리게 동작하는 것 같다. 하지만, 구간 3에서 추종되는 것을 보면 속도의 차이에 대한 영향으로 부하 토크의 추정치가 큰 오버슈트를 발생하는 것을 알 수 있다. 하지만, 속도 제어기는 안정하다고 할 수 있고, 또한 부하 토크의 추종 이득의 값을 낮춤으로서 오버슈트를 줄이고 좀 더 안정하게 할 수 있다.

표 2. IPMSM의 구간별 운전표  
Table 2. Operation timetable of PMSM

parameters	1 part 0-0.2s	2 part 0.2-0.4s	3 part 0.4-0.6s
$w_{r,r}$ (rad/s)	60	60	120
$\tau_l$ (Nm)	1	2	2



다음의 그림 3은 부하 토크의 추정을 포함한 적응

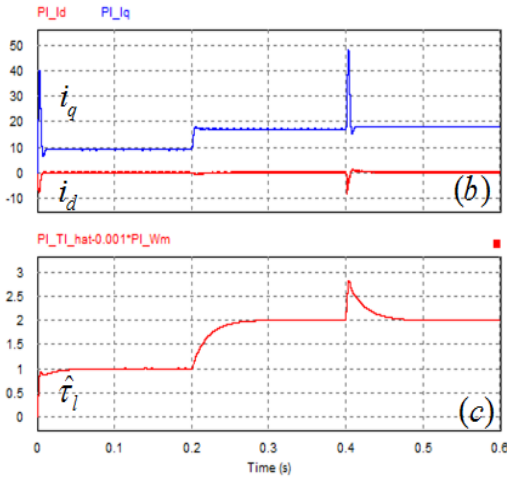


그림 3. 적분 이득을 포함한 적응 백스텝핑 제어기의 시뮬레이션 결과  
 Fig. 3 Simulation results of adaptive backstepping controller with Integral gain,  
 (a) Motor speed reference and motor speed,  
 (b) Dq-axes currents  
 (c) Estimation value of the load torque

다음 그림 4는 제어기의 적분 이득 영향을 나타내기 위한 시뮬레이션 결과 파형이다. 적분 이득을 포함하지 않은 제어기는  $k_{wi}$ ,  $k_{di}$ ,  $k_{qi}$ 의 적분 이득을 0으로 하였으며, 다른 파라미터들은 동일하다.

그림 4의 (a)를 보면, 초기 속도의 추종과 부하 토크의 변동시 속도의 추종 능력이 적분 이득을 포함한 제어기가 우수함을 알 수 있다. 특히 부하 토크가 변동할 때 (b)에서의 0.2s구간에는 서로의 부하 추정 능력이 같지만, 적분 이득의 영향으로 추종 속도에 20ms 정도 빠르게 반응하여 수렴하는 것을 볼 수 있다.

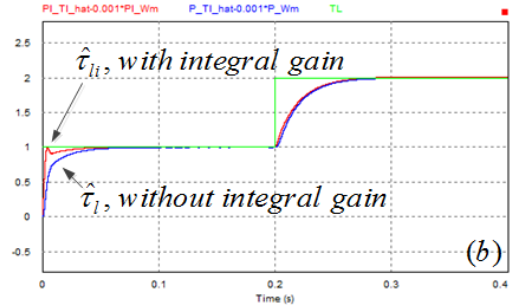
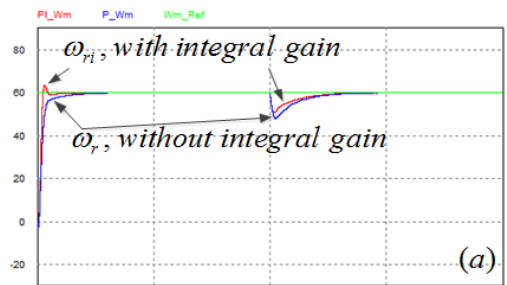


그림 4. 적분 이득을 가지지 않는 제어기와의 비교 시뮬레이션 결과 파형  
 Fig. 4 Comparative simulation results of controller without integral gain,  
 (a) Motor speed comparison,  
 (b) Estimation value of the load torque comparison

## VI. 결론

본 논문에서는 IPMSM의 고성능 운전을 위한 비선형 적응 백스텝핑 제어기 설계를 제안하였다. 제어 이득에 적분항이 포함된 제어기를 설계하고, 부하토크 변동에 적응할 수 있는 파라미터 추정기를 설계하였다.

또한, 제어기의 안정성을 시뮬레이션을 통하여 검증하였다. 그리고 제어기 이득에 적분항을 넣었을 때와 그렇지 않았을 때의 속도 추종 성능을 비교하여 논문에서 제안한 적분항을 포함한 제어기의 성능이 우수함을 검증하였다. 추후, 실험을 통하여 이를 검증해야 하는 과정이 남아있다.

## 감사의 글

이 논문은 2012년도 광운대학교 교내학술연구비 지원에 의해 연구되었음.

## 참고 문헌

[1] Wang Limei, Shi Jia, Zhao Xin, "Nonlinear backstepping design of IPMSM controller", Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS International Conference, pp. 642-644, 2007.  
 [2] Md. Muminul I. Chy. and M. Nasir Uddin,



“Nonlinear Controller Based High Speed Control of IPMSM”, 4th International Conference on Electrical and Computer Engineering, pp. 19-21, ICECE 2006.

- [3] Yongho Jeon, Whang Cho, “Nonlinear and Adaptive Back-Stepping Speed Control of IPMSM”, The Journal of The Korea Institute of Electronic Communication Sciences, Vol. 6, No. 6, pp. 855-864, 2011.
- [4] Hyunbae Kim, Hartwig, J., Lorenz, R.D., "Using on-line parameter estimation to improve efficiency of IPM machine drives", Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual, Vol. 2, pp. 815-820, 2002.
- [5] Jongseon Kim, “A Robust Sensorless speed control of Sensorless BLDC Motor”, The Journal of The Korea Institute of Electronic Communication Sciences, Vol. 3, No. 4, pp. 266-275, 2008.
- [6] Changhwan Kim, “Robust Disturbance Suppression Control for AC Servo Motors”, The Journal of The Korea Institute of Electronic Communication Sciences, Vol 7, No. 4, pp. 839-849, 2012.
- [7] Yongjin Kim, Kwangheon Kim, Youngchul Bae, “An Implementation of Vector Control of AC Servo Motor based on Optical-EtherCAT”, The Journal of The Korea Institute of Electronic Communication Sciences, Vol. 8, No. 4, pp. 583-588, 2013.
- [8] Hassan K.Khail, Nonlinear Systems, Prentice Hall, pp. 111-180, 589-603, Third Edition 2002.
- [9] PowerSim Inc, PSIM User’s Guide, 2010.

저자 소개



**정승환(Seung-Hwan Jung)**

2006년 광운대 제어계측공학과 졸업  
 2008년 광운대 대학원 제어계측공학과 졸업(석사)

2008년~현재 동대학원 정보제어공학과 박사과정  
 ※ 관심분야 : 서보 제어, 전력 전자



**최 익(Ick Choy)**

1979년 서울대 전기공학과 졸업  
 1981년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사)  
 1987년 동대학원 졸업(공학박사)

1982년~2003년 한국과학기술연구원 책임연구원  
 2003년~현재 광운대 로봇학부 교수  
 ※ 관심분야 : 서보 제어, 지능 제어, 전력 전자



**전용호(Yong-Ho Jeon)**

1996년 광운대 제어계측공학과 졸업  
 1998년 광운대 대학원 제어계측공학과 졸업(석사)

2008년 동대학원 졸업(공학박사)  
 2008~현재 중원대 메카트로닉스학과 교수  
 ※ 관심분야 : 가변속 시스템, 지능로봇 시스템