

해외기사 소개

매입형 영구자석 동기 모터의 센서리스 제어를 위한 적응 관측기의 분석

By Antti Piippo

본 글은 IEEE Industrial Electronics Magazine 2008년 vol. 55 에 게재된 Antti Piippo 지 “Analysis of an Adaptive Observer for Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors”을 번역하여 재편집한 내용입니다.

진 창 성

(한양대 전기공학과 박사과정)

1. 서론

영구자석 동기 모터(PMSM)의 관심이 높아지는 것은 높은 토크 밀도와 높은 효율성 때문이다. PMSM의 제어를 하기 위해서는 회전자 위치와 속도는 필수적으로 알아야만 한다. 이를 위해 기존에는 위치 센서를 사용해왔지만 드라이브 시스템의 가격과 복잡함으로 인해 센서와 케이블을 없애고 이를 해결하고자 하였다. 센서리스 제어에서, 회전자 위치와 속도는 기본파 여자(Fundamental-Excitation) 방법이나 고주파 신호주입(High-Frequency Signal-Injection) 방법을 통해 전기적인 양을 측정함으로써 추정된다. 기본파 여자 방법은 모터의 수학적 모델에 기초하고 있다. 이 방법은 영구자석의 역기전력(Back electromotive force : Back EMF)이 매우 낮게 나오기 때문에 연속된 동작을 위해 저속에서는 적용할 수 없다. 신호주입 방법은 회전자의 돌극이나 자기 포화

에 의한 이방성을 검출하는데 기초하고 있다. 이 방법은 영(0) 속도를 포함하여 저속 동작에서 잘 들어맞는다. 그러나 신호 주입에 필요한 추가 전압은 제한이 있고 고주파 전류는 모터에서 불필요한 손실을 일으키기 때문에 보통은 고속에서 잘 사용하지 않는다.

회전자 위치와 속도를 추정하기 위해 다양한 기본파 여자 방법이 제안 되어 왔다. 고정자 자속과 그것의 위치는 모터의 단자 전압과 전류로부터 직접 추정된다. 그리고 회전자와 고정자 자속 사이의 부하 각은 정상상태를 가정하여 보상된다. 적응 관측기를 사용함으로써, 동적 성능을 저하시키지 않고도 추정 각에서의 잡음은 줄일 수 있다. 적응 관측기는 속도 적응 루프에 확장된 상태관측기로 구성된다. 상태 관측기는 PMSM의 전기적 동특성(dynamics)을 모사한다. 관측기 이득은 관측기의 특성을 수정하기 위해 사용될 수 있다. 오차 항은 전기적인 양을 측정하고 추정함으로써 계산되고, 회전

자 속도는 보통 PI 제어기에 의해 조절된다. 전류 또는 고정자 자속은 관측기의 상태 변수로 사용되어왔다. 상태 변수로서의 고정자 자속 오차를 사용한 관측기 설계도 역시 제안되어왔다. 관측기 구조는 만약 확장된 역기전력이 상태변수로서 선택되어진다면 더욱 복잡하게 된다. 신호 주입 방법과 비교하여 회전자 돌극이 기본과 여자 방법의 적용과 분석을 복잡하게 하는 대표적인 모터가 매입형 영구자석 모터이다.

구동 시스템의 안정성은 가장 중요한 설계 기준이다. 본 논문에서는, 시스템의 선형적 모델에 기반을 둔 안정적이고 잘 감쇄된 시스템을 만드는 관측기 이득을 제안한다. 우선, PMSM 모델과 적응 관측기를 정의한다. 그 다음, 시스템의 선형 모델을 이끌어내어 다른 이득들의 해석을 위해 사용한다. 저속에서 적응 관측기에 신호 주입의 결함을 위한 방법을 요약한다. 마지막으로 시험 결과를 제시하였다.

2. PMSM 모델

PMSM은 회전자에 고정된 d-q축 기준 좌표계에서 설계된다. d축은 영구자석 자속에 따라 맞추고, 각은 고정자 기준체계에서 전기각으로 θ_m 이다. 고정자 전압 방정식은

$$u_s = R_s i_s + \dot{\psi}_s + \omega_m J \psi_s \quad (1)$$

여기서, $u_s = [u_d \ u_q]^T$ 는 고정자 전압, $i_s = [i_d \ i_q]^T$ 는 고정자 전류, $\psi_s = [\psi_d \ \psi_q]^T$ 는 고정자 자속, R_s 는 고정자 저항, $\omega_m =$

$\dot{\theta}_m$ 는 회전자의 각속도다. 그리고 $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ 이다. 고정자 자속은

$$\psi_s = L i_s + \psi_{pm} \quad (2)$$

여기서, $\psi_{pm} = [\psi_{pm} \ 0]^T$ 은 영구자석 자속이고

$$L = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}$$

은 인덕턴스 행렬이고, L_d 와 L_q 는 각각 d축과 q축 인덕턴스이다. 전자기 토크는 다음과 같이 주어진다.

$$T_e = \frac{3p}{2} \psi_s^T J^T i_s \quad (3)$$

여기서 p 는 극 쌍수이다.

3. 적응 관측기

적응관측기에서, 회전자 속도와 위치 추정은 두 다른 모델 사이의 추정 오차를 기반으로 하고 있다. 두 모델이라 함은 기준모델로서 고려된 실제 모터와 회전자 속도 $\hat{\omega}_m$ 을 추정하는 적용모델로서 관측기를 의미한다. 적응 제어에 사용되는 오차 항은 고정자 전류의 추정 오차로부터 구성되어진다. 보통 회전자 속도로 나오는 적응 제어의 출력은 적응 모델로 피드백된다.

다음에 따르면, 적응 관측기는 추정된 회전자 기준 체계에서 나타낼 수 있다. 그림 1은 적응 관측기의 블록도를 나타낸 것이다.

적용모델에서 고정자 자속은 상태변수로서 선택된다. 모델은 식 (1)과 (2)를 기초로 하여 다음과 같이 정의된다.

$$\dot{\hat{\psi}}_s = u'_s - \hat{R}_s \hat{i}_s - \hat{\omega}_m J \hat{\psi}_s + \lambda \tilde{i}_s \quad (4)$$

여기서 추정된 양은 $\hat{\cdot}$ 표시로 나타내고 추정된 회전자 기준 체계에서 측정된 양은 $'$ 표시로 나타낸다. 추정된 고정자 전류와 고정자 전류의 추정 오차는 각각 식 (5)와 (6)으로 나타낸다.

$$\hat{i}'_s = \hat{L}^{-1}(\hat{\psi}_s - \hat{\psi}_{pm}) \quad (5)$$

$$\tilde{i}'_s = i'_s - \hat{i}'_s \quad (6)$$

그리고 관측기 이득은 다음과 같다.

$$\lambda = \lambda_1 I + \lambda_2 J \quad (7)$$

여기서 I 는 2X2 단위 행렬이고, λ_1 과 λ_2 는 스칼라 이득 파

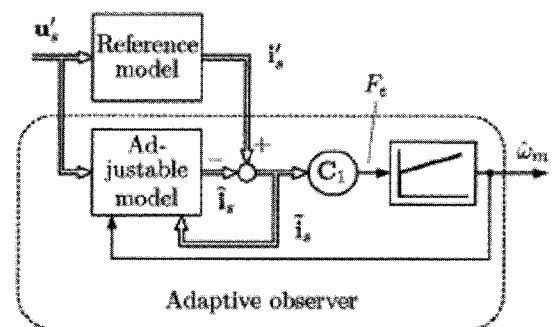


그림 1 기준 모델(실제 모델)을 포함한 적응 관측기의 블록도

라미타이다. $\lambda_1 = -\hat{R}_s$ 와 $\lambda_2 = 0$ 을 선택함으로써 순수한 전압 모델이 얻어지고, 추정된 전류 대신에 식 (4)에서 측정된 전류의 사용으로 단독으로 이끌어낼 수 있다. 만약 $\lambda_1 = 0$ 과 $\lambda_2 = 0$ 을 선택한다면 측정된 전류는 단지 속도 추정 $\hat{\omega}_m$ 을 통하여 식 (4)에 영향을 미친다.

전류 오차로부터 오차 항을 얻기 위해서 다양한 대안이 있다. 오차 항은 다음과 같이 정의 된다.

$$F_\epsilon = C_1 \tilde{i}_s \quad (8)$$

여기서, $C_1 = [0 \ \hat{L}_q]$ 이다. 그 결과, 측정된 q축 방향에서의 전류 오차는 적응을 위해 사용되어진다. 회전자 전기각속도의 추정은 다음과 같은 PI 속도 적응제어에 의해서 얻어진다.

$$\dot{\hat{\omega}}_m = -k_p F_\epsilon - k_i \int F_\epsilon dt \quad (9)$$

여기서 k_p 와 k_i 은 음이 아닌 이득이다. 회전자 위치인 추정된 $\hat{\theta}_m$ 은 $\hat{\omega}_m$ 을 적분함으로써 얻을 수 있다. 적응제어의 이득 k_p 와 k_i 는 시스템의 전기적 동특성을 제거함으로써 선택된다.

$$k_p = \frac{2\alpha_{fo}}{\hat{\psi}_{pm}}, \quad k_i = \frac{\alpha_{fo}^2}{\hat{\psi}_{pm}} \quad (10)$$

여기서 설계 파라미터 α_{fo} 는 적응 관측기의 근사한 대역폭과 일치한다.

4. 동적 해석

4.1 선형화

다음은 적응 관측기의 동적 특성에 초점을 두고 있다. 전류 추정 오차의 동특성을 다루고, 적응 관측기의 안정성과 감쇄를 연구하기 위하여 속도 적응 제어에 결합하였다. 모터 파라미터의 추정은 정확하다고 가정한다.

우선, 식 (6)에서 전류 추정 오차의 동특성은 선형화된다. 이 목적을 위해, 모터 전류의 동특성과 적응 관측기의 동특성 모두 고려되어야 한다. 그 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_s = & \underbrace{(-R_s L^{-1} - \omega_{m0} L^{-1} J L - L^{-1} \lambda)}_{A_1} \tilde{i}_s + \underbrace{(J i_{s0} - L^{-1} J L i_{s0} - L^{-1} J \psi_{pm})}_{B_1} \tilde{\omega}_m \\ & + \underbrace{(\omega_{m0} L^{-1} J L i_{s0} + \omega_{m0} i_{s0} + \omega_{m0} L^{-1} \psi_{pm})}_{A_2} \tilde{\theta}_m \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 동작점 양은 아래첨자 0으로 표시되고, $\tilde{\omega}_m = \omega_m -$

$\hat{\omega}_m$ 은 속도 추정오차이고, $\tilde{\theta}_m = \theta_m - \hat{\theta}_m$ 은 위치 추정오차이다. 식 (11)에서 나온 것은 부록에 제시되어 있다. 단일 입력 · 단일출력 시스템(single-input single-output)을 구성하기 위해서, 회전자 위치 오차 $\tilde{\theta}_m$ 은 전류오차를 더하여 상태 변수로써 선택되고 식 (8)도 역시 사용된다. 상태공간 표현으로 나타내면 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_s \\ \dot{\tilde{\theta}}_m \end{bmatrix} = & \underbrace{\begin{pmatrix} A_1 & A_2 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}}_A \begin{pmatrix} \tilde{i}_s \\ \tilde{\theta}_m \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{pmatrix} B_1 \\ 1 \end{pmatrix}}_B \tilde{\omega}_m \\ F_\epsilon = & \underbrace{(C_1 \ 0)}_C \begin{pmatrix} \tilde{i}_s \\ \tilde{\theta}_m \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

그 결과, 속도 오차 $\tilde{\omega}_m(s)$ 에서 오차 항 $F_\epsilon(s)$ 까지의 전달함수는 다음과 같이 주어진다.

$$F(s) = C(sI - A)^{-1} B \quad (13)$$

적용 제어 식 (9)에 따르면, 오차 항 $F_\epsilon(s)$ 에서 속도 추정 $\tilde{\omega}_m(s)$ 까지의 전달함수는 다음과 같다.

$$G(s) = -k_p - \frac{k_i}{s} \quad (14)$$

식 (13)과 (14)를 사용함으로써, 그림 2에서 보인 것과 같은 폐루프 시스템을 얻을 수 있다.

폐루프 전달함수는 다음과 같다.

$$G_c(s) = \frac{F(s)G(s)}{1 + F(s)G(s)} \quad (15)$$

$\omega_m(s)$ 에서 $\hat{\omega}_m(s)$ 까지 어느 동작 점이라도 평가될 수 있다.

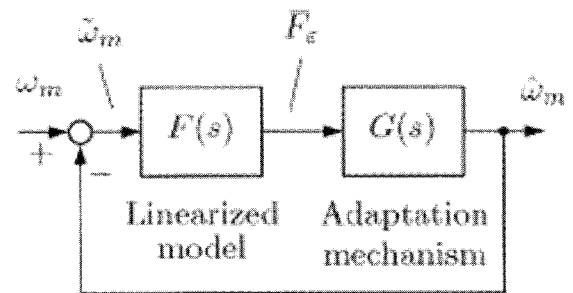


그림 2 적응 관측기의 선형화된 모델의 구성도

4.2 관측기 이득 선택

관측기 이득 $\lambda = \lambda_1 I + \lambda_2 J$ 은 다른 방식들로 선택될 수 있다. 이득 선택을 위한 극점 위치 설계 이용하는 것은 4차 페루프 전달함수이기 때문에 조금 복잡해진다. 쉬운 선택은 이득 0을 이용하는 것 이거나, 상수 이득 $\lambda_1 > -\hat{R}_s$ 와 $\lambda_2 = 0$ 을 선택하는 것이다. 기존 문헌에는, 음의 상수 이득이 PMSM 운전을 위해 사용되었다. 속도 의존 이득을 선택함으로써 더 좋은 감쇄를 이룰 수 있게 되었다.

$$\lambda_1 = \begin{cases} \lambda' \frac{|\hat{\omega}_m|}{\omega_\lambda}, & |\hat{\omega}_m| \leq \omega_\lambda \\ \lambda', & |\hat{\omega}_m| \geq \omega_\lambda \end{cases} \quad (16a)$$

$$\lambda_2 = \begin{cases} \lambda' \frac{\hat{\omega}_m}{\omega_\lambda}, & |\hat{\omega}_m| \leq \omega_\lambda \\ \lambda' \text{sign}(\hat{\omega}_m), & |\hat{\omega}_m| \geq \omega_\lambda \end{cases} \quad (16b)$$

이것은 유도 전동기 운전을 위해 적응 전 차원 자속 관측기를 사용한 이득과 유사하다. 이득 파라미터들은 그림 3에 예

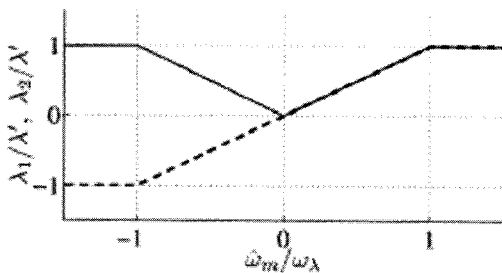


그림 3 추정된 회전자 속도 함수에서의 관측기 이득 파라미터 λ_1, λ_2

시되었다. 양의 상수 λ' 과 ω_λ 는 선형 모델을 기반으로 선택될 수 있다.

페루프 전달 함수 $G_c(s)$ 의 극점들은 MATLAB 소프트웨어의 Control System Toolbox를 사용함으로써 구할 수 있다. 6절에서 주어진 데이터들은 모터와 속도 적응을 위해서 사용되어지고, 동작점 고정자 전류 i_{s0} 은 전류당 최대토크 제어에 따라 정의되었다.

그림 4는 양의 정격 토크와 속도 변화 ($-1p.u. \leq \omega_{m0} \leq 1p.u.$)에 대한 $G_c(s)$ 의 극점들의 변화를 보여주고 있다. 전동기는 양의 속도에서는 전동 모드로, 음의 속도에서는 회생 모드로 동작한다.

그림 4에서, 관측기 이득은 : (a) 0 이득; (b) 상수 이득 $\lambda_1 = -0.5\hat{R}_s$ 와 $\lambda_2 = 0$; (c) $\lambda' = 2\hat{R}_s$ 와 $\omega_\lambda = 1p.u.$ 을 가진 속도 의존 이득 (16)이다. 매우 낮은 속도를 제외하고, 극점들은 복소평면 좌 반면에 위치되고, 선형 시스템은 안정하다. 그림 4(a)에서 0 이득의 경우는, 위쪽 반 평면에 보여진 극점들의 하나는 허수축 가까이에 남지만 속도가 증가하면 실수축으로부터 먼 쪽으로 이동된다. 이 극점 위치는 높은 속도에서 좋지 않은 감쇄를 나타낸다. 그림 4(b)에서 상수 이득의 경우에서 일치하는 극점은 허수축에 근접해있다. 감쇄는 0 이득에서 얻어진 것 보다 더 좋지 않다. 그림 4(c)에서는 속도 의존 이득이 사용되었기 때문에 극점들은 속도가 증가함에 따라 허수축으로부터 멀리 이동한다. 그러므로 높은 속도에서 감쇄는 개선된다.

전동 모드나 회생모드 동작에서 같은 속도에서도 다른 극점 위치들은 얻어진다는 것에 대해 주목할 필요가 있다. 이 차이 점은 회전자 돌극으로 부터 나온다. 만약 $L_d = L_q$ 라면 부하 상태에 따른 의존성은 사라진다.

전동 모드에서 매우 낮은 속도(거의 $|\omega_m| < 0.02p.u.$)라면, 극점들 중 하나는 조사한 모든 관측기 이득에 대해서 실수축을 따라 우반 평면으로 이동한다. 이 현상은 그림 4(c)의

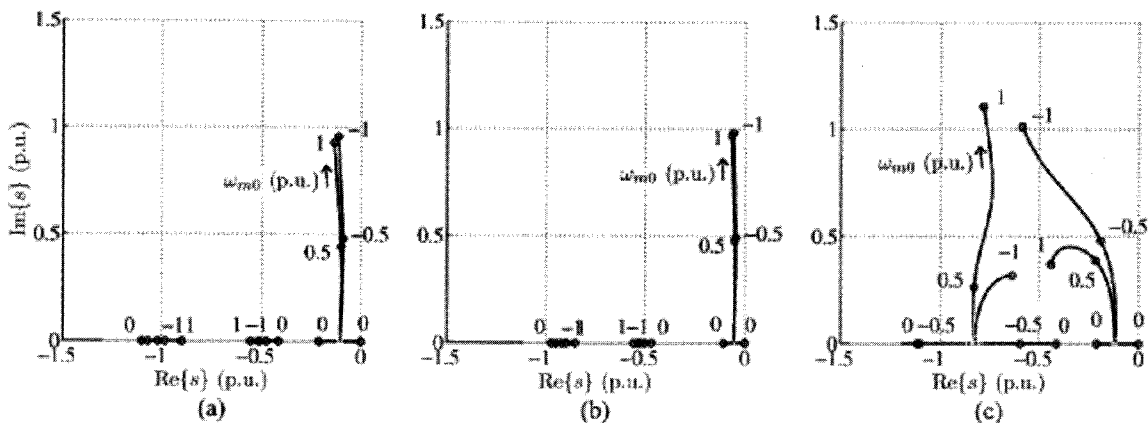


그림 4 정격 부하에서의 회전자 속도 ω_{m0} 의 변화에 따른 $G_c(s)$ 의 극점들의 변화
(a) 0 관측기 이득, (b) 상수 이득, (c) 속도 의존 이득(대칭이므로 위 평면만 보였다.)

원점 근처에서 확대 된 그림 5에 나타나 있다. 저속에서 불안정성은 회전자의 돌극으로 부터 나타나지만 만약 $L_d = L_q$ 라면 전체 동작영역에서 선형 시스템은 안정하다(속도 0에서는 임계 안정). 유사한 불안정 영역은 다른 관측기를 사용했을 때 낮은 속도에서 발견되어 왔다.

그림 6에서 시뮬레이션 결과는 매우 낮은 속도에서의 동작을 보여준다. 정확한 전동기 파라미터의 추정과 속도 의존 관측기 이득 (16)이 사용된다. 그림 6(a)와 (b)에서 전동기 모드와 일치하는 양의 정격 부하 토크는 $t=1$ 에서 점차적으로 적용된다. 반면에 음의 부하는 회생 모드에 일치하여 그림 6(c)에서 적용된다. 속도 기준은 그림 6(a)와 (c)에서 0.01p.u. 이고 그림 6(b)에서는 0.03p.u.이다. 선형 모델에 의해서 예상한대로 시스템은 그림 6(a)의 경우 불안정하게 되는 반면에 그림 6(b)와 (c)는 안정한 상태로 남는다.

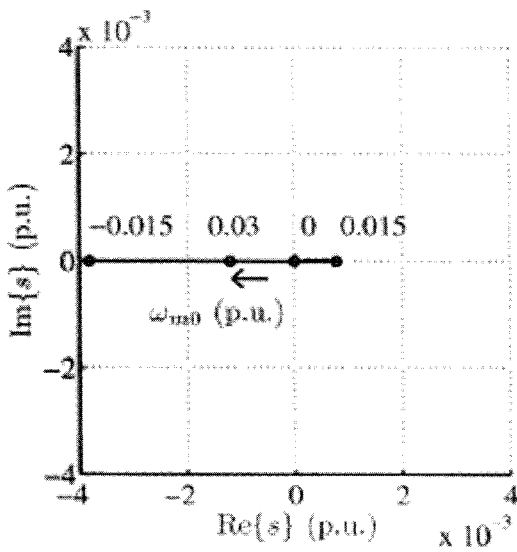


그림 5 그림4(c)의 확대 그림

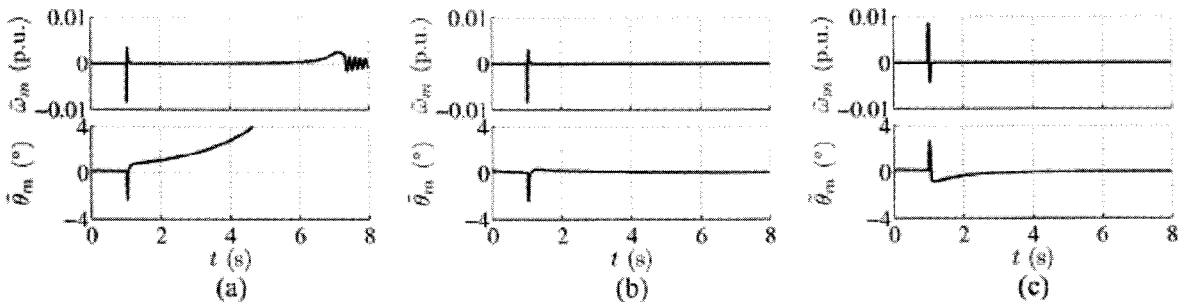


그림 6 정격 부하 토크의 저속에서의 시뮬레이션 결과
 (a) $\omega_m = 0.01$ p.u., 전동 모드 (b) $\omega_m = 0.03$ p.u., 전동 모드 (c) $\omega_m = 0.01$ p.u., 회생 모드
 ⇒ 위 그래프는 추정 오차를 나타내고 아래 그래프는 위치 추정 오차를 나타낸다.

5. 적응 관측기에 고주파(HF) 신호 주입 결합

저속 운전은 저속에서 고주파 신호 주입한 적응 관측기를 적용함으로써 안정화된다. 더구나, 신호주입 방법은 측정과 전동기 파라미터에 오차에 대하여 강건한 시스템을 만든다. 적응 관측기에 신호주입을 결합하기 위한 방법은 기존에 소개되어 있고, 요약은 여기에 있다.

고주파 신호 주입을 위해 교류 전압이 선택되었다. 각 주파수 ω_c 와 크기 \hat{u}_c 를 가지고 정현적으로 변화하는 반송 여자 신호는 식 (17)과 같다.

$$u_c = \hat{u}_c \cos(\omega_c t) \tag{17}$$

식 (17)은 추정된 회전자 기준체계에서 고정자 전압의 d 성분 이 첨가되어 있다. 추정된 회전자 기준체계의 q 방향에서 고주파 교류전류 응답이 검출되고, 크기는 회전자 위치 추정 오차에 의해 변조되었다. 측정된 전류의 q 성분은 대역 통과 필터링(band-pass filter) 되었고, 주어진 고주파 전류 신호 i_{qc} 는 신호 주입 주파수에서 변한다. 그때 전류 신호는 복조되고 같은 오차신호를 이끌어내기 위해 다시 조정되고 저역 통과 필터링 (low pass filter)된다.

$$\epsilon = LPE\{i_{qc} \sin(\omega_c t)\} \tag{18}$$

이상적으로, 이 오차신호는

$$\epsilon = \frac{\hat{u}_c (L_q - L_d)}{\omega_c \underbrace{4L_q L_d}_{K_\epsilon}} \sin(2\tilde{\theta}_m) \tag{19}$$

이다. 여기서, K_ϵ 은 신호주입 이득이고 $\tilde{\theta}_m = \theta_m - \hat{\theta}_m$ 은 회전자 위치의 추정 오차이다.

오차신호는 적응 모델 (4) 의 고정자 자속 추정 방향의 영향에 의한 추정위치를 정확하게 하기 위하여 사용된다. 알고리즘은 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{\psi}_s = u'_s - \hat{R}_s \hat{i}'_s - (\hat{\omega}_m - \omega_\epsilon) J \hat{\psi}_s + \lambda \tilde{i}'_s \quad (20)$$

$$\omega_\epsilon = \gamma_p \epsilon + \gamma_i \int \epsilon dt \quad (21)$$

여기서 γ_p 와 γ_r 은 오차 신호 ϵ 에서 0까지 PI 제어 운전의 이득이다. 이 이득은 다음과 같이 선택되어진다.

$$\gamma_p = \frac{\alpha_i}{2K_\epsilon}, \quad \gamma_i = \frac{\alpha_i^2}{6K_\epsilon} \quad (22)$$

여기서 α_i 는 PI 제어에 근접한 대역폭이다. 저속에서, 결합된 관측기는 신호주입 방법과 적응 관측기에 의존하고 있다. 고주파 신호 주입의 영향은 전달 속도 ω_Δ 에서 0에 도달함에 의해 \hat{u}'_c 와 α_i 모두 줄어들고 속도 증가와 함께 선형적으로 줄어들게 된다. ω_Δ 이상의 속도에서, 추정은 단지 적응 관측기에 기초하고 있다. (21)에서 적분은 파라미터와 측정오차의 효과를 보상한 값을 결정한다. 과도 상태에서 동작을 항상 시키기 위해서 적분은 합리적인 제한 치로써 경계를 설정해야 한다.

6. 실험 결과

다른 관측기 이득은 시뮬레이션과 실험실 연구에 의해 조사된다. 속도와 전류 제어 루프가 직렬 연결된 제어 시스템의 블록도가 그림 7과 같다. 추정된 회전자 기준체계에서 IP타입 속도 제어가 사용되고, 전류 제어는 PI타입 제어로 수행된

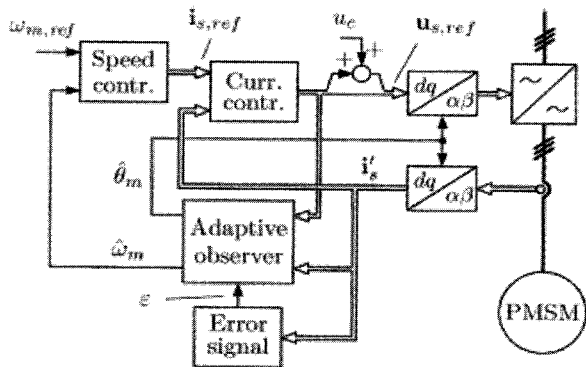


그림 7 제어 시스템의 블록도

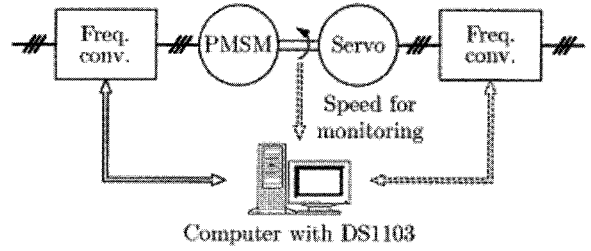


그림 8 실험 셋업. 기계적인 부하는 서보드라이브에 의해 주어짐

TABLE I
MOTOR DATA

Nominal power	2.2 kW
Nominal voltage	370 V
Nominal current	4.3 A
Nominal frequency	75 Hz
Nominal speed	1500 r/min
Nominal torque T_N	14.0 Nm
Number of pole pairs p	3
Stator resistance R_s	3.59 Ω
Direct-axis inductance L_d	0.036 H
Quadrature-axis inductance L_q	0.051 H
Permanent magnet flux ψ_{pm}	0.545 Vs
Total moment of inertia	0.015 kgm ²

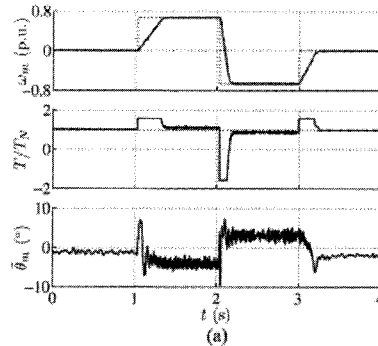


TABLE II
CONTROL SYSTEM PARAMETERS

Current controller bandwidth	$2\pi \cdot 400$ rad/s
Speed controller bandwidth	$2\pi \cdot 5$ rad/s
Speed adaptation bandwidth α_{f0}	$2\pi \cdot 50$ rad/s
Bandwidth α_i at zero speed	$2\pi \cdot 5$ rad/s

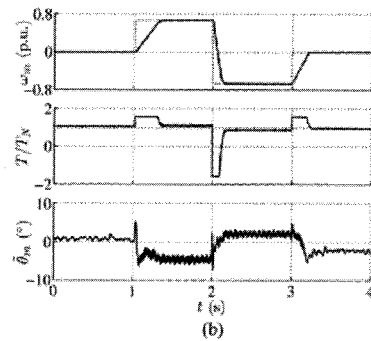


그림 9 정격 부하 토크에서 속도 기준에 따른 실험 결과 (a) 상수 이득 (b) 속도 의존 이득

다. 전류 성분 기준 $i_{d,ref}$ 과 $i_{q,ref}$ 는 단위 전류당 최대 토크 제어에 따라 계산된다. 컨버터의 DC 링크 전압은 측정되고, 데드 타임과 파워 디바이스 전압 강하를 위한 간단한 전류 예측 보상이 적용된다.

실험 셋업은 그림 8에 예시되어있다. 6극점 매입 자석 PMSM (2.2 kW, 1500 rpm)은 dSpace DS1103 PPC/DSP 보드로 제어되는 주파수 컨버터에 의해서 구동된다. 전동기 데이터는 표 I에 주어져 있다. 기계적인 부하는 PMSM 서보드라이브에 의해서 제공된다. 증분형 엔코더는 실제 회전자 속도와 위치의 모니터링을 위해 사용된다. 정격 DC링크 전압은 540V이고, 스위칭 주파수와 샘플링 주파수는 모두 5kHz이다. 고주파 반송 여자 신호는 833Hz의 주파수와 40V의 크기를 가지고 있고, 변이 속도 $\omega_\lambda = 0.13p.u.$ 이다. 전자기 토크는 정격 토크 T_N 의 1.57배인 $22N \cdot m$ 로 제한되어 있다. 제어시스템의 다른 파라미터는 표 II에 주어져 있다. 전동기는 영구자석 자속과 고정자 인덕턴스에서 토크와 추정된 위치에서 몇몇 6차 고조파 리플을 일으키는 고조파를 가지고 있다.

그림 9는 정격 부하 토크에서 얻어진 실험결과를 보여주고 있다. 속도 기준은 처음에 $t=1$ 초에서 0에서 0.67 p.u.까지 단계적으로 변화하고, $t=2$ 초에서 -0.67 p.u.로 바뀐다. 그리고 마지막으로 $t=3$ 초에서 0으로 된다. 상수 이득 $\lambda_1 = -0.5R_s$ 와 $\lambda_2 = 0$ 은 그림 9(a)에서 사용되었고, $\lambda' = 2\hat{R}_s$ 와 $\omega_\lambda = 1p.u.$ 와 함께 속도 의존 이득 (16)은 그림 9(b)에서 사용되었다. 두 경우에서는, 추정된 회전자 속도는 전자기 토크에서 빠르게 변화하는 동안 실제 속도에 근접하게 따라온다. 속도 의존 이득은 진동을 상수 이득 보다 효과적으로 감소시킨다. 게다가, 속도 의존 이득을 사용할 때 회전자 위치의 추정 오차는 더 작게 남아 있게 된다. 기존 문헌에 나와

있는 전압 모델을 사용함으로써 얻어진 결과들의 비교는 성능 면에서 상당한 개선을 나타내고 있다. 이 비교는 기존 문헌과 같은 실험 셋업 때문에 타당하다. 정격 부하가 있는 상태에서 속도 0에서의 영속적인 동작은 저속에서 사용하는 고주파 신호 주입 때문에 가능하다.

그림 10은 속도 의존 이득의 경우에서 저속 반전으로부터의 실험결과를 보여주고 있다. 정격 부하 토크는 $t=2$ 초와 $t=28$ 사이의 값들을 유지하고 있고, 속도 기준은 $t=4$ 초와 $t=26$ 사이에서 0.67 p.u.에서 -0.67 p.u.까지 변화되었다. 추정된 회전자 속도는 전동모드와 회생모드 모두 전체 속도범위에서 실제 속도에 부드럽게 따라온다. 노이즈는 효과적으로 제거되고, 정격 부하 토크 계단 입력이 적용될 때 회전자 위치의 추정오차는 한층 작아진다. 고주파 주입의 효과는 저속에서 보여 질 수 있다. 회전자 위치의 추정오차는 속도가 줄어들어 따라 증가하지만, $\hat{\omega}_m = 0.13p.u.$ 에서 신호 주입이 사용될 때 급격하게 줄어들게 된다. 저속에서 나타나는 리플은 측정된 상전류에서 고정자 인덕턴스 고조파와 오차에 민감한 고주파 신호 주입 방법과 관계가 있다.

7. 결론

다른 관측기 이득들에 따른 적응 관측기의 동적 특성과 다양한 운전 조건은 전동기와 관측기로부터 나온 선형화 모델을 사용함으로써 연구된다. 해석에 따르면, 고속에서의 감쇄는 속도 의존 관측기 이득을 선택함으로써 향상될 수 있다. 실험 결과들은 해석의 결과와 일치한다. 회전자 속도와 위치는 저속에서 고주파 신호 주입 기술을 적용한 적응 관측기에 의하여 속도 0을 포함하여 넓은 속도 범위에서 추정될 수 있다. 제안된 속도 의존 관측 이득은 원하지 않는 진동과 노이즈 감쇄의 능력을 향상시킬 수 있다.

부록

전류 오차 선형화

식 (1)과 (2)에 기반한 고정자 전류의 도함수는 다음과 같다.

$$i'_s = L^{-1}u_s - R_s L^{-1}i_s - \omega_m L^{-1}JLi_s - \omega_m L^{-1}J\psi_{pm} \quad (23)$$

실제 회전자 기준 체계로부터 추정된 회전자 기준 체계로 변환한 고정자 전류는 다음과 같다.

$$i'_s = Ti_s \quad (24)$$

$$T = \cos\tilde{\theta}_m I + \sin\tilde{\theta}_m J \text{ 이 좌표 변환 행렬일 때, } \tilde{\theta}_m = \theta_m$$

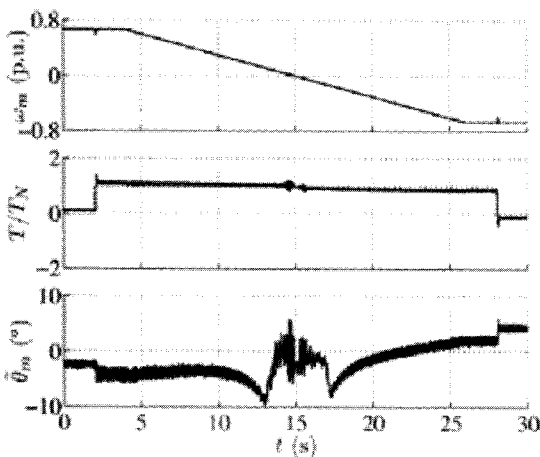


그림 10 속도 의존 이득의 경우 정격 부하 토크에서의 저속 반전을 보여준 실험 결과

$-\hat{\theta}_m$ 은 회전자의 위치 오차이다. 식 (23)과 (24)를 조합하여 추정된 회전자 기준 체계에서 전류 동특성을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} i'_s &= \tilde{\omega}_m J i'_s - R_s T L^{-1} T^{-1} i'_s - \omega_m T L^{-1} J L T^{-1} i'_s, \\ &- \omega_m T L^{-1} J \psi_{pm} + T L^{-1} T^{-1} u_s \end{aligned} \quad (25)$$

$\tilde{\omega}_m = \omega_m - \hat{\omega}_m$ 는 회전자의 속도 오차이고 $u'_s = T u_s$ 이다. 이 식의 결과를 선형화하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{i}'_s &= (-1R_s L^{-1} - \omega_{m0} L^{-1} J L) i'_s \\ &+ J i_{s0} \tilde{\omega}_m + (-L^{-1} J L i_{s0} - L^{-1} J \psi_{pm}) \omega_m \\ &+ (R_s L^{-1} J i_{s0} - R_s J L^{-1} i_{s0} + \omega_{m0} L^{-1} J L J i_{s0} \\ &- \omega_{m0} J L^{-1} J L i_{s0} - \omega_{m0} J L^{-1} J \psi_{pm}, \\ &- L^{-1} J u_{s0} + J L^{-1} u_{s0}) \tilde{\theta}_m + L^{-1} u'_s. \end{aligned} \quad (26)$$

관측기의 적응 모델 (4)는 추정된 전류 (5)의 텀으로 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{i} &= R_s L^{-1} \hat{i}'_s - \hat{\omega}_m L^{-1} J L \hat{i}'_s \\ &- \hat{\omega}_m L^{-1} J \psi_{pm} + L^{-1} u'_s + L^{-1} \tilde{\lambda}'_s. \end{aligned} \quad (27)$$

선형화하고 식을 간단히 하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}} &= (-R_s L^{-1} - \omega_{m0} L^{-1} J L - L^{-1} \lambda) \hat{i}'_s \\ &+ (-L^{-1} J L i_{s0} - L^{-1} J \psi_{pm}) \tilde{\omega}_m \\ &+ L^{-1} \lambda i'_s + L^{-1} u'_s. \end{aligned} \quad (28)$$

마지막으로, 식 (26)에서 (28)을 빼고 다음의 식으로 치환하면

$$u_{s0} = R_s i_{s0} + \omega_{m0} J L i_{s0} + \omega_{m0} J \psi_{pm} \quad (29)$$

동작점 전압에 대한 전류 오차 $\tilde{i}'_s = i'_s - \hat{i}'_s$ 의 선형화된 식을 얻는다.

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}'_s &= (-R_s L^{-1} - \omega_{m0} L^{-1} J L - L^{-1} \lambda) \tilde{i}'_s \\ &+ (J i_{s0} - L^{-1} J L i_{s0} - L^{-1} J \psi_{pm}) \tilde{\omega}_m \\ &+ (\omega_{m0} L^{-1} J L J i_{s0} + \omega_{m0} i_{s0} + \omega_m L^{-1} \psi_{pm}) \tilde{\theta}_m. \end{aligned} \quad (30)$$

〈 필 자 소 개 〉



진창성(陳昌成)

1976년 10월 26일생. 2001년 한양대 전기전자공학부 졸업. 2003년 한양대 전기공학과 졸업(석사). 2003년~2007년 대우일렉트로닉스 재직. 2007년~현재 한양대 전기공학과 박사과정 재학중.