

약계자영역에서 유도전동기 구동을 위한 속도 추정 기법에 관한 연구

김석겸*, 신명호**, 현동석*
*한양대학교, **서울 산업대학교

A Study on the Speed Estimation Methods of Induction Motor Drives in the Field Weakening Region

S.K. Kim*, M.H. Shin**, and D.S. Hyun*
*Han Yang University, **Seoul National University of Technology

Abstract

It is important to estimate the rotor speed for field weakening operation in the speed sensorless stator flux oriented (SFO) induction motor drive. Several methods have been reported to estimate exactly the speed in the speed sensorless system. In this paper, we apply two observer-based methods, the Luenberger observer (LO) and the Kalman filter (KF), to SFO induction motor drive in order to achieve a speed sensorless operation in field weakening region. Two control methods are reviewed and discussed. The operation characteristics of these methods in the field weakening region is compared by simulation and experiment.

1. 서 론

공작기계, 스피들 드라이브와 같은 가변속 구동 분야에서 전동기는 약계자영역에서의 운전을 필요로 하고, 신속한 속도제어를 위해서 최대 토크를 유지하는 것이 중요하다. 이 때문에 약계자영역에서 우수한 성능을 얻기 위해 많은 연구가 이루어졌다.^{[1][2]}

약계자영역에서의 운전 방법은 속도가 증가함에 따라 속도에 반비례해서 자속지령을 변화시켜주는 것이다. 이 경우 약계자 운전을 위한 기준속도는 최대토크를 고려하여 결정되어진다. 속도 센서를 가진 시스템에서는 측정된 속도에 의해 적절한 기준속도가 정해지지만, 속도 센서리스 시스템에서는 속도 정보 없기 때문에 적절한 기준속도를 정할 수 없다. 따라서 약계자영역에서 적절한 기준속도를 결정하기 위하여 속도를 추정하는 것이 필요하다. 이러한 속도 추정을 위해 몇 가지 제어 방법들이 제안되었다.

- 1) Kalman Filter (KF);
- 2) Luenberger Observer (LO);
- 3) Model Reference Adaptive System (MRAS);
- 4) Rotor Slot Ripple (RSR).

이와 같이 제안된 제어 기법들의 정속 및 저속에서의 구동 특성에 대한 비교 연구 논문들이 여러 편 발표되었다.^[3]

본 논문에서는, 근래 많은 저자들로부터 관심을 받아온 관측기 기반의 루엔버거 관측기와 칼만 필터를 속도 센서가 없는 유도전동기의 고정자자속 기준제어 구동시스템에 적용하였고,^{[4][5]} 시뮬레이션과 실험을 통하여 약계자영역에서 두 제어 기법이 가지는 특징과 구동 특성에 대하여 비교한다..

2. 속도 추정 기법

2.1 상태 방정식

전동기의 기계계 방정식은 식 (1)과 같으며, 식 (2)는 회전자 속도이다. 부하토크 τ_d 는 샘플링 주기가 매우 작다면 한 주기 동안 변화가 매우 적다고 가정할 수 있으므로 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$J_m \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \omega_r = u + \tau_d \quad (1)$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2)$$

$$\frac{d\tau_d}{dt} = 0 \quad (3)$$

여기서 J_m 은 관성 모멘트, ω_r 은 회전자 속도, B_m 은 마찰 계수, u 는 구동 토크, θ_r 은 회전자 위치이다.

식 (1), (2), (3)으로부터 상태 방정식을 나타내면 식 (4), (5)와 같다.

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (4)$$

$$y = Cx \quad (5)$$

여기서

$$A = \begin{bmatrix} -B_m/J_m & 0 & 1/J_m \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1/J_m \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C = [0 \ 1 \ 0], \quad x = [\omega_r, \theta_r, \tau_d]^T \text{이다.}$$

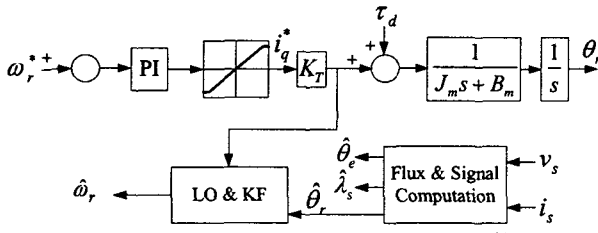


그림 1 LO와 KF를 적용한 속도제어기 블록도
Fig. 1 Block diagram of speed controller that incorporates the LO and the KF

1.2 루엔버거 관측기 (LO)

루엔버거 관측기는 추정된 상태변수를 보정하기 위해서 추정치와 측정치의 오차를 사용하고 식 (6)과 같다.^[6]

$$\dot{\hat{x}} = (A - GC)\hat{x} + Bu + Gy = A_o\hat{x} + Bu + Gy \quad (6)$$

여기서 G 는 관측기 이득행렬이다.

추정된 오차 $\tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ 는 식 (7)과 같다

$$\dot{\tilde{x}} = (A - GC)\tilde{x} = A_o\tilde{x} \quad (7)$$

초기 추정치는 $\hat{x}(0)$ 이며, 초기 추정오차는 $\tilde{x}(0) = x(0) - \hat{x}(0)$ 이다. 추정된 오차를 빨리 제거하기 위해서 $A_o = A - GC$ 가 점근적으로 안정하도록 관측기 이득행렬 G 를 선택해야 하는데, 관측기 이득행렬 G 는 A_o 의 고유치가 음의 실수부를 갖도록 선택되어야 한다.

관측기의 극점이 $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ 로 선택되어졌을 때 식 (9)는 이득행렬 G 을 얻기 위해 계산되어야 한다.

$$\Delta_o(s) = |sI - (A - GC)| = (s - \lambda_1)(s - \lambda_2)(s - \lambda_3) \quad (8)$$

여기서 $\Delta_o(s)$ 는 관측기의 특성 방정식이다.

실제적인 구현을 위해서 식 (6)을 이산화 시키면 식

(9)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{x}_{k+1} = \Phi_k \hat{x}_k + \Gamma_k (Bu_k + Gy_k) \quad (9)$$

여기서

$$\Phi_k = \exp(A_o T), \quad \Gamma_k = \int_0^T \exp(A_o t) dt \text{이다.}$$

루엔버거 관측기 알고리즘은 선형 시불변 시스템에 적합하고 산업 응용에 쉽게 적용될 수 있다. 관측기의 성능은 관측기 이득행렬을 조정함으로써 향상시킬 수 있다.

그림 1은 루엔버거 관측기가 적용된 속도제어기 블록도를 나타내고 있다.

1.3 칼만 필터 (KF)

실제 시스템에서 모델링의 부정확, 외란, 및 전기적 노이즈가 고려되어야 하므로 랜덤 노이즈를 포함하는 상태방정식으로 나타내면 식(10), (11)와 같다.

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu + \Gamma \xi \quad (10)$$

$$y = Cx + \eta \quad (11)$$

여기서 ξ 와 η 는 평균이 0인 화이트 가우시안 노이즈이고 각각 공분산행렬 Q 와 R 을 갖으며 다음과 같다.

$$\Gamma = \begin{bmatrix} 1/J_m & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \xi = [u_{noise} \ \tau_{noise}]^T, \quad \eta = \theta_{noise}$$

여기서 u_{noise} 는 제어입력에 포함된 노이즈, τ_{noise} 는 부하 토크에 포함된 노이즈, θ_{noise} 는 추정된 회전자 위치의 이산화에 의한 노이즈이다.

Q 행렬은 이산화오차, 토크상수, 마찰계수, 관성모멘트의 모델링오차, 및 전류제어기의 부정확성에 의한 노이즈의 공분산을 의미하며, R 행렬은 추정된 회전자의 위치를 이산화 시킬 때 발생하는 노이즈의 공분산을 의미하는데 다음과 같다.

$$Q = \begin{bmatrix} q_{00} & 0 \\ 0 & q_{11} \end{bmatrix}, \quad R = [r_{00}]$$

여기서 q_{00} 은 지령토크의 공분산, q_{11} 은 외란의 공분산, r_{00} 은 추정된 회전자 위치의 공분산이다.

지령토크에 포함된 노이즈와 외란에 의한 노이즈의 상호영향은 무시할 수 있을 정도로 Q 행렬의 비대각 요소를 모두 0으로 가정한다.

식 (10)과 (11)는 식 (12), (13)와 같이 이산화 된다.

$$x_{k+1} = A_k x_k + B_k u_k + \Gamma_k \xi_k \quad (12)$$

$$y_k = C_k x_k + \eta_k \quad (13)$$

여기서 $e^e \approx 1+x$ 의 근사화가 가능한 점을 고려하면

$$A_k = \exp(AT), \quad B_k = \int_0^T \exp(A\tau) B d\tau,$$

$$\Gamma_k = \int_0^T \exp(A\tau) \Gamma d\tau, \quad C_k = [0 \ 1 \ 0] \text{이다.}$$

칼만 필터 알고리즘은 식 (14)-(20)과 같다.^[7]

$$P_0 = V_{ar}(x_0) \quad (14)$$

$$\hat{x}_0 = E(x_0) \quad (15)$$

$$P_k^- = A_k P_{k-1} A_k^T + \Gamma_k Q \Gamma_k^T \quad (16)$$

$$\hat{x}_k = A_k \hat{x}_{k-1} + B_k u_{k-1} \quad (17)$$

$$K_k = P_k^- C_k^T (C_k P_k^- C_k^T + R)^{-1} \quad (18)$$

$$P_k = (I - K_k C_k) P_k^- \quad (19)$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (y_k - C_k \hat{x}_k^-) \quad (20)$$

여기서 K_k 는 칼만이득행렬, P_k 는 오차공분산행렬, y_k 는 추정된 회전자 위치이다.

칼만 필터 알고리즘은 PWM에 의한 전류리플, 모델링에서 발생하는 오차, 측정오차 등의 노이즈를 갖는 동적시스템에 적합한 특성을 갖는다.

그림 1은 칼만필터가 적용된 속도제어기 블록도를 나타내고 있다.

3. 고정자자속 기준제어 및 약계자 운전방법

그림 2는 속도 추정기법을 적용한 고정자자속 기준제어의 블록도를 보여주고 있다. 고정자자속의 크기는 정지 2상 α - β 좌표계에서 식 (21)와 같고, 회전 2상 d-q 좌표계로 변환하기 위한 변환각은 식 (22)과 같다.

$$|\hat{\lambda}_s| = \hat{\lambda}_{ds} = \sqrt{\hat{\lambda}_{\alpha s}^2 + \hat{\lambda}_{\beta s}^2} \quad (21)$$

$$\cos(\hat{\theta}_e) = \frac{\hat{\lambda}_{\alpha s}}{|\hat{\lambda}_s|}, \quad \sin(\hat{\theta}_e) = \frac{\hat{\lambda}_{\beta s}}{|\hat{\lambda}_s|} \quad (22)$$

비간섭 보상 전류는 식 (24)와 같다.^[8]

$$i_{dq}^* = \frac{\hat{\omega}_{sl} \tau_r \sigma i_{qs}^*}{1 + \sigma \tau_r p} = \frac{i_{qs}^* \sigma L_s}{\hat{\lambda}_{ds} - \sigma L_s i_{ds}^*} \quad (24)$$

고정자 자속 기준제어 시스템에서, 약계자 운전

방법은 식 (25)처럼 고정자 자속을 회전자 속도에 반비례로 감소시켜 주는 것이다.

$$\lambda_{ds}^* = \frac{\omega_b}{\omega_r} \lambda_{ds_rated}^* \quad (25)$$

여기서 '*'는 지령값, λ_{ds} 는 d축 고정자 자속, $\lambda_{ds_rated}^*$ 는 d축 정격 자속지령, ω_b 는 기준 속도, ω_r 은 회전자 속도이다. 속도 센서리스 시스템에서, 속도센서가 사용될 수 없기 때문에 추정된 회전자 속도는 고정자 자속 지령을 얻기 위해 사용되어진다.

이러한 시스템에서, 정지 2상의 α - β 좌표계의 추정된 동기각 주파수는 식 (26)과 같다.

$$\hat{\omega}_e = \frac{(v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) \hat{\lambda}_{\alpha s} - (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) \hat{\lambda}_{\beta s}}{|\hat{\lambda}_s|^2} \quad (26)$$

여기서 '^'는 추정값표시, R_s 는 고정자 저항, $v_{\alpha s}$, $v_{\beta s}$ 는 고정자 전압의 α 와 β 축 성분, $i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$ 는 고정자 전류의 α 와 β 축 성분, $\lambda_{\alpha s}$, $\lambda_{\beta s}$ 는 고정자 자속의 α 와 β 축 성분이다.

회전 2상 d-q 좌표계의 추정된 슬립각속도, 추정된 회전자 기계각속도, 추정된 회전자 위치는 식 (27)-(29)과 같다.

$$\hat{\omega}_{sl} = \frac{(1 + \sigma \tau_r p) L_s i_{qs}^*}{\tau_r (\hat{\lambda}_{ds} - \sigma L_s i_{ds}^*)} \quad (27)$$

$$\hat{\omega}_r = \frac{2}{P} (\hat{\omega}_e - \hat{\omega}_{sl}) \quad (28)$$

$$\hat{\theta}_r = \int \hat{\omega}_r dt \quad (29)$$

여기서 σ 는 총 누설계수, τ_r 는 회전자시정수, P 는 미분연산자, L_s 는 고정자 자기인덕턴스, P 는 극수이다.

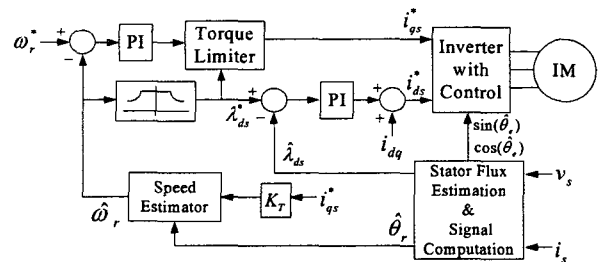


그림 2 속도 추정기법을 적용한 고정자자속 기준제어의 블록도
Fig. 2 Block diagram of stator flux-orientated control drive that incorporates the speed estimator

4. 시뮬레이션과 실험 결과

루엔버거 관측기와 칼만 필터를 비교하기 위하여 TMS320C31 DSP보드를 이용하여 실험을 수행하였다. 전동기는 표 1의 3상 5-hp 유도전동기를 사용하였다.

표 1 유도전동기 파라미터

Table 1 Induction Motor Parameters

5 hp, 220V, 4 poles, 60Hz		
정격자속	0.41	[Wb]
정격전류(peak)	18.2	[A]
고정자저항	1.26	[Ω]
회전자저항	0.21	[Ω]
고정자누설인덕턴스	4.7	[mH]
회전자누설인덕턴스	4.7	[mH]
관성모멘트	0.011	[kg m ²]

그림 3과 4는 측정된 속도와 추정된 속도를 제어했을 경우의 속도와 전류를 나타낸 실험 파형이다. 센서를 쓴 경우와 센서리스한 경우에서 두 방법은 좋은 속도응답을 보여준다. 하지만 칼만 필터에서 정상상태 오차가 루엔버거에 비해 큰 것을 볼 수 있는데 이것은 칼만 필터에서 확률론적인 노이즈의 가정된 값이 실제 값과 맞지 않기 때문이다.

그림 5는 2.5초에 2[Nm]의 부하토크를 인가했을 경우의 속도 파형을 보여주고 있다. 두 방법에서의 정상상태 오차는 1% 미만인 것을 알 수 있고 LO에 의해 추정된 속도 파형은 속도지령을 매끄럽게 잘 따라가지만 KF에 의해 추정된 속도 파형은 정상상태에서 작은 맥동이 보인다.

그림 6은 실제 회전자 저항이 제어기에 비해 두 배로 디튜닝된 경우 LO와 KF에 의해 추정된 속도와 전류 파형 보여주고 있다. LO와 KF의 경우 모두 추정된 속도가 실제 속도보다 앞서는 것을 볼 수 있다. 하지만 LO에 의해 제어되는 경우의 전류는 KF보다 더 빨리 감소하는 것을 볼 수 있다.

그림 7은 2%의 화이트 노이즈가 제어기 입력에 인가된 경우 전류와 속도 파형을 보여주고 있다. 정상상태에서 LO에 의해 추정된 속도는 KF에 의해 추정된 속도보다 더 작은 맥동을 보여준다.

그림 8은 루엔버거 관측기와 칼만 필터의 관성계수에 +50%의 오차가 있는 경우 LO와 KF에 의해 추정된 속도 및 전류 파형이다. 추정된 속도는 과도상태에서 지연이 일어나며 따라서 전류 제어를 잃어버리는 것을 볼 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는, 루엔버거 관측기와 칼만 필터를 속도 센서가 없는 유도전동기의 고정자자속 기준제어 구동시스템에 적용하여 시뮬레이션과 실험결과를 통하여 약계자 영역에서 두 제어방법의 구동 특성을 살펴보았다.

루엔버거 관측기와 칼만 필터 모두 정확한 속도 추정으로 약계자영역에서의 과도상태와 정상상태에서 좋은 성능을 보여주었다. 하지만 루엔버거 관측기가 노이즈나 파라미터 민감도와 같은 부분에서 칼만 필터보다 더 좋은 성능을 보여준다. 위의 결과들로 미루어 동작기계와 스피들 드라이브와 같은 가변속 구동 분야에서 루엔버거 관측기가 칼만 필터보다 더 적합할 것이라고 생각한다.

참 고 문 헌

- [1] X. Xu and D. W. Novotny, "Selection of the Flux Reference for Induction Machine Drives in the Field Weakening Region," IEEE Trans. Indus. Appl., vol. 28, no. 6, Nov.-Dec. 1992, Pages 1353-1358.
- [2] S.-H. Kim and S.-K. Sul, "Maximum Torque Control of an Induction Machine in the Field Weakening Region," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 31, no. 4, July-Aug. 1995, Pages 787-794.
- [3] Du, T and Brdys, M.A, "Shaft speed, load torque and rotor flux estimation of induction motor drive using an extended Luenberger observer." Electrical Machines and Drives, 1993. Sixth International Conference on (Conf. Publ. No. 376), Sep.1993, Pages 179-184.
- [4] M H Shin and D S Hyun, "Speed sensorless stator flux-oriented control of induction machine in the field weakening region," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 18, Feb. 2003, Pages 580-586.
- [5] T. S. Kuen, M. H. Shin, and D. S. Hyun, "Speed Sensorless Stator Flux-orientated Control of Induction Motor in the Field Weakening Region Using Luenberger Observer," Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03. IEEE 34th Annual Conference on vol.3, Pages 1460-1464.
- [6] Flank L. Lewis, Applied Optimal Control & Estimation, Prentice-Hall International, Inc., 1992. Pages 459-525.
- [7] M. S. Grewal and A. P. Andrews, Kalman Filter Theory and Practice, Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1993.
- [8] X. Xu, R. D. Doncker and D. W. Novotny, "A Stator Flux oriented Induction Machine Drive," Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record, 19th Annual IEEE, vol.2, 1114 Apr.1988, Pages 870-876.

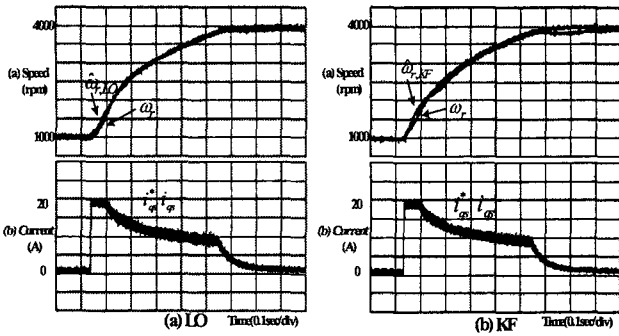


그림 3 측정된 속도를 제어했을 경우 실제속도와 LO와 KF에 의해 추정된 속도파형
 Fig. 3 Estimated speeds by the LO and KF when the measured speed is controlled

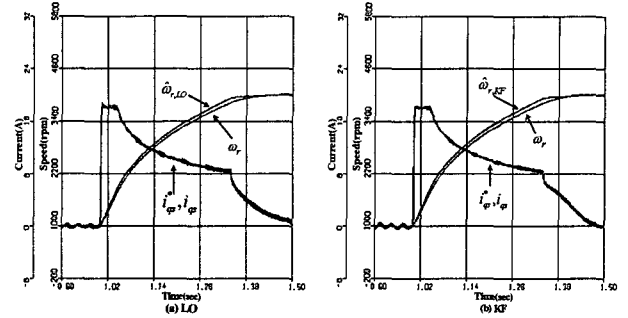


그림 6 회전자 저항이 디튜닝 된 경우 LO와 KF에 의한 추정 속도와 전류파형
 Fig. 6 Estimated speeds by the LO and KF when the rotor resistance is detuned (100% increase)

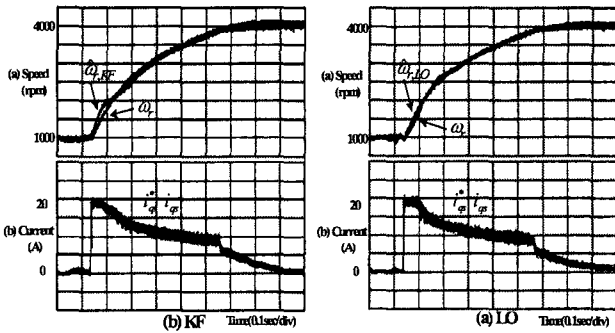


그림 4 추정된 속도를 제어했을 경우 실제속도와 LO와 KF에 의한 추정 속도와 전류파형
 Fig. 4 Estimated speeds by the LO and KF when the estimated speed is controlled

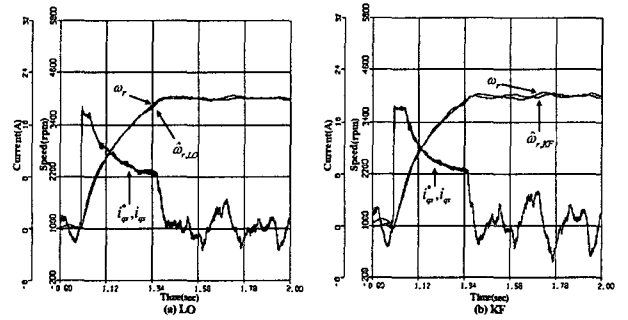


그림 7 2%의 노이즈 환경에서 LO와 KF에 의한 추정 속도와 전류파형
 Fig. 7 Estimated speeds by the LO and KF when the white noise is applied to the measured rotor position (2%)

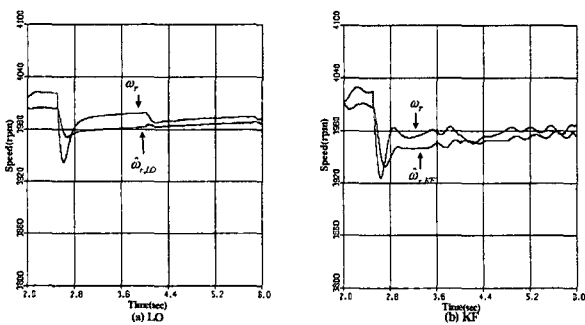


그림 5 2.5초에 2(Nm)의 부하토크가 인가되었을 경우 LO와 KF에 의해 추정된 속도파형
 Fig. 5 Estimated speeds by the LO and KF when 2(Nm) of load torque is applied at 2.5(sec)

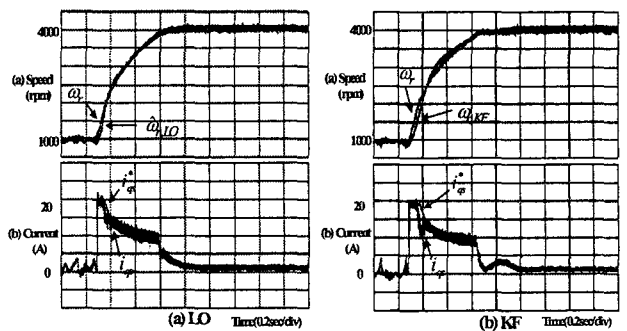


그림 8 관측기의 관성모멘트에 +50% 오차가 생긴 경우 LO와 KF에 의한 추정 속도와 전류파형
 Fig. 8 Estimated speeds by the LO and KF when the inertia moment of the observer is detuned (50% increase)