

약계자영역에서 유도전동기의 속도센서리스 벡터제어

Speed Sensorless Vector Control of Induction Machine in the Field Weakening Region

申明昊* · 玄東石**

(Myoung-Ho Shin · Dong-Seok Hyun)

Abstract - This paper investigates the problem of the speed estimation of conventional speed sensorless stator flux-oriented induction machine drive in the field weakening region and proposes a new speed estimation scheme to estimate speed exactly in transients in the field weakening region. The error included in the estimated rotor speed is removed by not a low pass filter but Kalman filter so that exact speed estimation in transients is achieved.

Key Words : Induction motor, Vector control, Field weakening, Stator flux-oriented control

1. 서 론

2. 기존방법

공작기계, 스피들 드라이브와 같은 응용분야에서 약계자영역에서 최대토크를 유지하는 것은 중요하다. 약계자영역에서 최대토크의 유지는 전류정격과 인버터에서 공급하는 전압에 의해서 영향받는데, 약계자영역에서의 최대토크운전을 위하여 연구들이 수행되었다^{[1]-[2]}.

속도센서리스 고정자자속기준제어시스템에서 추정된 속도가 이산화될 때 이산화에 의한 오차가 발생하게 되고, 오차를 제거하기 위하여 저역통과필터를 사용하게 된다^[3], 그런데, 저역통과필터의 사용으로 인해서 과도상태에서 추정된 속도가 지연되는 현상이 발생하게 된다.

약계자영역에서 기준자속은 회전자속도에 반비례해서 저감시키는데, 이 때 기준속도는 전동기의 최대토크를 고려하여 정하게 된다. 그런데, 속도센서리스시스템에서는 과도상태에서 추정된 속도가 지연되기 때문에 약계자영역으로의 천이가 지연되는 현상이 발생하게 되며, 이 때문에 전압여유분이 부족해서 q축 전류가 제어되지 못하고 발생토크가 저감되는 문제가 발생하게 된다.

본 논문에서는 기존의 속도센서리스 고정자자속기준제어의 약계자운전의 문제를 살펴본 후 새로운 속도추정방식을 제안한다. 제안한 방법에서는 추정속도에 포함된 오차를 제거하기 위하여 Kalman 필터를 사용하였다. 제안한 방법에 의해서 과도상태에서도 추정속도가 지연되지 않고 정확하게 추정되며, 약계자영역에서 발생하는 기존방식의 문제가 해결됨을 보인다.

고정자자속기준제어에서, 약계자운전은 기준자속을 회전자속도에 반비례해서 식 (1)과 같이 저감시키는데, 기준속도 ω_b 는 최대토크성능을 고려하여 결정한다.

$$\lambda_{ds}^* = \frac{\omega_b}{\omega_r} \lambda_{ds_rated}^* \quad (1)$$

여기서, λ_{ds}^* = 기준자속, ω_b = 기준속도, ω_r = 회전자속도, $\lambda_{ds_rated}^*$ = 정격 기준자속이다. 속도센서리스시스템에서는 ω_r 에 추정된 속도가 사용되어야 한다.

고정자자속기준제어 유도전동기에서 동기각속도는 정지 2상 $\alpha-\beta$ 좌표계에서 다음과 같다^[1].

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

추정된 슬립각속도는 회전 2상 d-q 좌표계에서 식 (3)과 같으며^[1], 추정된 회전자속도 및 위치는 식 (4) 및 (5)와 같다.

$$\widehat{\omega}_{sl} = \frac{(1 + \sigma \tau_r p) L_s i_{\alpha s}}{\tau_r (\widehat{\lambda}_{ds} - \sigma L_s i_{ds})} \quad (3)$$

$$\widehat{\omega}_r = \frac{2}{P} (\widehat{\omega}_e - \widehat{\omega}_{sl}) \quad (4)$$

$$\widehat{\theta}_r = \int \widehat{\omega}_r dt \quad (5)$$

여기서 L_s = 고정자 자기인덕턴스, σ = 총 누설계수, L_m = 자화인덕턴스, L_r = 회전자 자기인덕턴스, p = 미분연산자, τ_r = 회전자 시상수, R_r = 회전자 저항, P = 극수.

식 (2)의 동기각속도는 이산화되는 과정에서 이산화를 위한 근사화 때문에 모델링오차를 포함하게 되고 이 때문에 추

* 正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 工博

** 正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 2001年 2月 14日

最終完了 : 2001年 8月 29日

정된 회전자속도에 오차가 발생하게 되는데, 이 오차는 식 (6)의 저역통과필터를 사용해서 제거한다^[3]. 그러나, 저역통과 필터의 사용으로 인해서 추정된 속도는 과도상태에서 지연되게 되며, 이 때문에 약계자영역으로의 천이가 지연되게 되고, 전압여유가 부족해서 q 축 전류제어가 되지 않는 문제가 발생하게 된다.

$$\hat{\omega}_{r,LPF} = \frac{a}{(s+a)} \hat{\omega}_r \quad (6)$$

3. Kalman 필터에 의한 속도추정

기계계의 상태방정식은 다음과 같다.

$$J_m \frac{d\omega}{dt} + B_m \omega = u + \tau_d \quad (7)$$

여기서 J_m = 관성모멘트, B_m = 마찰계수, u = 구동토크, τ_d = 부하토크, ω = 회전자속도.

회전자의 회전속도는 회전자위치 θ 를 미분하여 구한다.

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (8)$$

샘플링주기에 비해서 τ_d 의 변화가 매우 작으므로 다음과 같이 τ_d 는 한 샘플링 주기동안 일정하다고 가정한다.

$$\frac{d\tau_d}{dt} = 0 \quad (9)$$

식 (7), (8), (9)로부터 상태방정식을 쓰면 다음과 같다.

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

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

$$\text{여기서 } A = \begin{bmatrix} -B_m/J_m & 0 & 1/J_m \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = [1/J_m \ 0 \ 0]^T,$$

$$C = [0 \ 1 \ 0], \quad x = [\hat{\omega} \ \hat{\theta} \ \hat{\tau}_d]^T.$$

실제의 시스템에서는 모델링의 부정확, 외란, 및 노이즈가 고려되어야 하므로 랜덤노이즈를 포함하는 상태방정식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu + \Gamma \xi \quad (12)$$

$$y = Cx + \eta \quad (13)$$

여기서 ξ 와 η 는 평균이 0인 화이트 가우시안 노이즈이며, 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} = 제어입력에 포함된 노이즈, τ_{noise} = 부하토크에 포함된 노이즈, θ_{noise} = 식 (5)의 추정된 회전자위치의 이산화에 의한 노이즈.

Q 행렬은 이산화오차, 토크상수, 마찰계수, 관성모멘트의 모

델링오차, 및 전류제어기의 부정확성에 의한 노이즈의 공분산을 의미하며, R 행렬은 추정된 위치 식 (5)를 이산화시킬 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 식 (5)의 추정위치의 공분산이다.

지령토크에 포함된 노이즈와 외란에 의한 노이즈의 상호 영향은 무시할 수 있을 정도로 작으므로 Q 행렬의 비대각요소를 모두 0으로 가정한다.

식 (12)와 (13)은 다음과 같이 이산화된다.

$$x_{k+1} = A_k x_k + B_k u_k + \Gamma_k \xi_k \quad (14)$$

$$y_k = C_k + \eta_k \quad (15)$$

여기서 $A_k = e^{AT}$, $B_k = \int_0^T e^{A\tau} B d\tau$, $\Gamma_k = \int_0^T e^{A\tau} \Gamma d\tau$, $C_k = [0 \ 1 \ 0]$ 이며, A_k, B_k, Γ_k 는 $e^x \approx 1+x$ 를 이용해 근사화시킨다.

PWM에 의한 current ripple, 모델링에서 발생하는 오차, 측정오차 등의 노이즈를 갖는 동적시스템에 적합한 특성을 갖는 이산 Kalman 필터 알고리즘은 다음과 같다^[4].

$$P_0 = var(x_0) \quad (16)$$

$$\hat{x}_0 = E(x_0) \quad (17)$$

$$P_k^- = A_k P_{k-1} A_k^T + \Gamma_k Q \Gamma_k^T \quad (18)$$

$$\hat{x}_k^- = A_k \hat{x}_{k-1} + B_k u_{k-1} \quad (19)$$

$$K_k = P_k^- C_k^T (C_k P_k^- C_k^T + R)^{-1} \quad (20)$$

$$P_k = (I - K_k C_k) P_k^- \quad (21)$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (y_k - \hat{y}_k^-) \quad (22)$$

여기서 K_k = 칼만 이득행렬, P_k = 오차 공분산 행렬, y_k = 식 (5)의 추정된 회전자위치.

그림 1은 Kalman 필터를 사용한 부하관측기와 속도추정기를 갖는 속도제어기의 블록도를 나타내고 있다. 관성모멘트 J_m 은 참고문헌 [5]에서 제안한 방식을 이용하여 추정하였다.

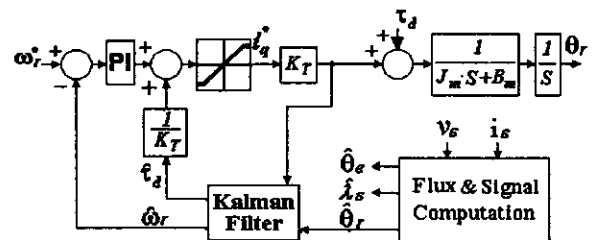


그림 1 Kalman 필터를 갖는 속도제어 블록도
Fig. 1 Block diagram of speed controller

4. 고정자자속기준 제어 알고리즘

제안한 방식의 제어알고리즘은 고정자자속기준 제어이다.

그림 2는 본 논문에서 제안한 방식을 적용한 고정자자속기준 벡터제어의 블록도를 나타내고 있다. 자속의 크기는 식 (23), 변환각은 식 (24), 비간섭전류는 식 (25)와 같다^[6].

$$|\hat{\lambda}_s| = \hat{\lambda}_{ds} = \sqrt{\hat{\lambda}_{ds}^2 + \hat{\lambda}_{qs}^2} \quad (23)$$

$$\cos(\hat{\theta}_e) = \hat{\lambda}_{ds}/|\hat{\lambda}_s|, \sin(\hat{\theta}_e) = \hat{\lambda}_{qs}/|\hat{\lambda}_s| \quad (24)$$

$$i_{dq}^* = \frac{\omega_s \tau_r \sigma i_{qs}^*}{1 + \sigma \tau_r p} = \frac{i_{qs}^* \sigma L_s}{\hat{\lambda}_{ds} - \sigma L_s i_{ds}^*} \quad (25)$$

고정자전압은 인버터의 스위칭상태로부터 구했으며^[7], 고정자자속은 역기전력을 적분하여 구하는데, 순수적분기에 의한 고정자자속의 추정은 드리프트(drift) 및 포화의 문제가 있으므로, 이러한 문제를 해결하기 위하여 본 논문에서는 프로그램머블(programmable) 저역통과필터^[8]를 이용하였다.

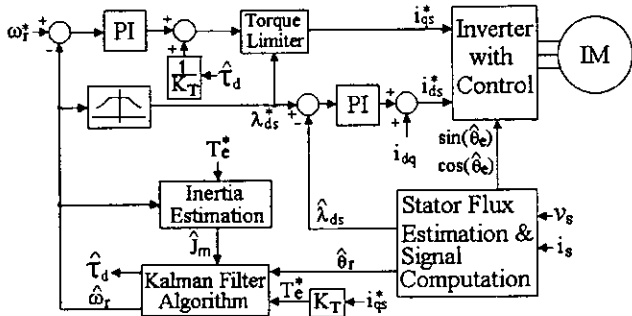


그림 2 제안한 방법을 갖는 구동시스템의 블록도
Fig. 2 Block diagram of proposed drive system

5. 시뮬레이션결과

제안한 방법의 검증은 위하여 시뮬레이션이 수행되었으며, 모터 파라미터는 표 1에 나타나 있다.

표 1 유도전동기 파라미터
Table 1 Induction motor parameters

5 hp, 220 V, 4 poles, 60 Hz		
정격자속	0.42	[Wb]
정격전류(peak)	18.2	[A]
고정자저항	1.26	[ohm]
회전자저항	0.2	[ohm]
자화인덕턴스	50	[mH]
고정자누설인덕턴스	4.7	[mH]
회전자누설인덕턴스	4.7	[mH]
관성모멘트	0.01	[kg·m]

그림 3은 측정된 속도 ω_r이 제어되고, 약계자운전을 위하여 사용될 때, LPF에 의한 추정속도 ω̂_{r,LPF}(식 (6), 차단주파수 : 6.366Hz) 및 칼만필터에 의한 추정속도 ω̂_{r,KF}를 나타내고 있다. 기준속도는 1805 [rpm]이며, 이 속도 이상에서 시작하게 되면 전압여유가 부족해서 전류제어가 안되게 된다. 그림에서, 과도상태에서 LPF에 의한 지연 때문에 ω̂_{r,LPF}는

지연이 되지만 제안한 방식에 의한 ω̂_{r,KF}는 지연되지 않고 있는 모습을 나타내고 있다.

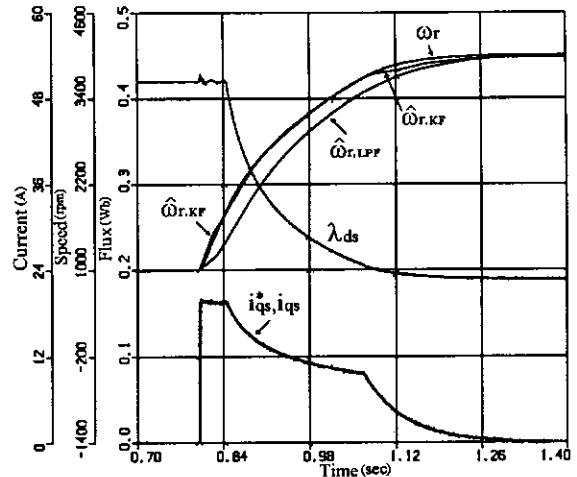


그림 3 기존방법과 제안한 방법에 의한 추정속도
Fig. 3 Estimated speed by conventional and proposed method

그림 4는 ω̂_{r,LPF}를 제어하고 약계자운전에 사용한 경우의 결과이다. 추정속도의 지연으로 약계자영역의 천이가 지연되어서 전압여유가 부족하게 되고 이 때문에 q축 전류제어가 안되는 모습을 나타내고 있다.

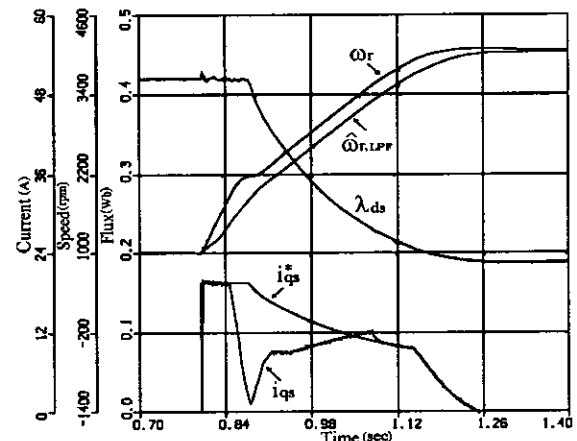


그림 4 기존방법의 추정속도를 제어한 결과
Fig. 4 Results of conventional method

그림 5는 제안한 방법으로서, ω̂_{r,KF}를 제어하고 약계자운전에 사용한 결과를 나타내고 있다. 칼만필터에 의해서 추정된 속도 ω̂_{r,KF}가 지연되지 않기 때문에 약계자영역으로의 천이가 지연되지 않아서 q축 전류제어가 잘 되고 있는 모습을 나타내고 있다.

그림 6은 기존방법에서 추정된 속도의 지연을 저감시키기 위하여 식 (6)의 차단주파수를 47.7Hz로 증가시킨 경우의 결과이다. 그림 4와 비교할 때, 과도상태에서 추정된 속도의 지연이 저감되어 특성이 향상되나 1000rpm과 4000rpm에서 추정된 속도의 오차가 대단히 증가되었음을 알 수 있다. 만일

차단주파수를 더욱 증가시키면 추정된 속도의 오차가 더욱 증가하여 제어가 안된다.

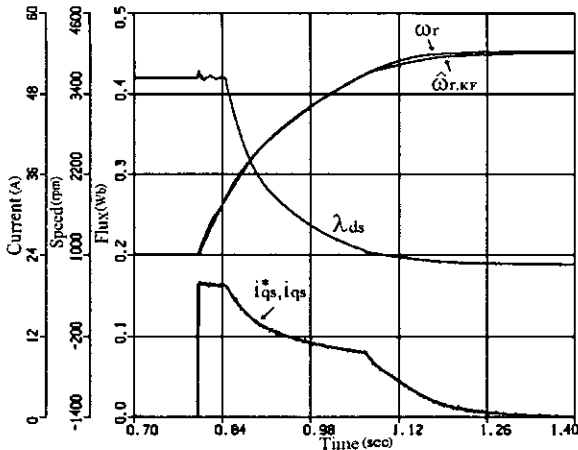


그림 5 칼만필터에 의한 추정속도 제어시의 결과
Fig. 5 Results of the proposed method

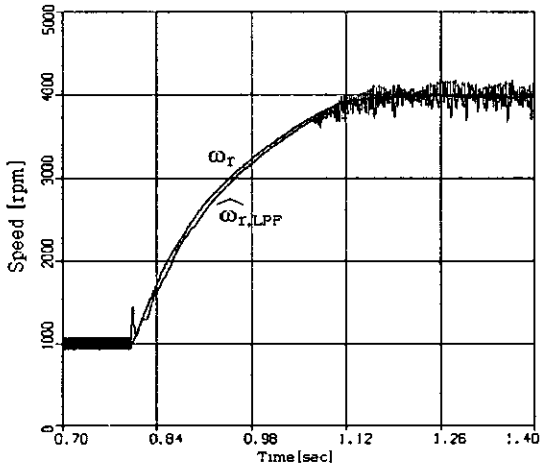


그림 6 기존방법의 속도(차단주파수 : 47.7Hz)
Fig. 6 Speeds in the conventional method

6. 실험결과

제안한 방법의 타당성을 입증하기 위하여 TMS320C31을 사용한 인버터를 사용하여 실험하였다. DC링크전압 V_{dc} 는 325[V]이며, 스위칭주파수는 4[kHz]이다. 전류제어는 125 [μs], 속도제어 및 자속제어는 각각 1.25[ms]마다 반복 수행했으며, 고정자전류는 Hall CT를 사용하여 검출하였고, 모터의 회전속도는 1024[ppr] 엔코더를 사용해서 검출하였다. 칼만필터 알고리즘은 2개의 부분으로 나누어서 250 [μs] 주기로 수행하였다. q_{00} , q_{11} , r_{00} 는 각각 1.0, 0.01, 0.01이다. 사용한 모터는 표 1의 3상 유도전동기이다.

그림 7은 측정된 속도를 제어한 때의 결과이다. 그림 (a)는 LPF로 추정된 속도를 나타내며, 그림 (b)는 칼만필터로 추정된 속도를 나타내고 있는데, 제안한 방법에 의해서 과도상태에서 추정속도에 지연이 없음을 알 수 있다. 그림 (c)는 전류

제어가 잘되는 모습을 나타내는데, 기준속도(1805[rpm])를 높이면 전류제어가 안되게 된다. 그림 (d)는 추정자속이다.

그림 8에서 (a)는 $\hat{\omega}_{r,LPF}$ 를 제어했을 때의 측정된 속도 $\omega_{r,LPF}$ 와 $\hat{\omega}_{r,KF}$ 를 제어했을 경우의 측정된 속도 $\omega_{r,KF}$ 이며, (b)는 $\hat{\omega}_{r,KF}$ 를 제어했을 경우의 전류파형이고, (c)는 $\hat{\omega}_{r,LPF}$ 를 제어했을 경우의 전류파형이며, (d)는 $\hat{\omega}_{r,LPF}$ 를 제어했을 때의 추정자속과 $\hat{\omega}_{r,KF}$ 를 제어했을 경우의 추정자속을 나타내고 있다. 그림 (a)에서, 제안한 방식에 의해서 빨리 가속됨을 나타내고 있으며, 그림 (b)에서는 제안한 방법에 의해서 전류제어가 잘 되지만, 그림 (c)에서는 기존의 방법의 추정속도의 지연으로 전류제어가 안 되는 모습을 나타내고 있다. 그림 (d)는 제안한 방법의 가속이 더 빠르므로 자속이 더 빨리 저감되는 모습을 나타내고 있다.

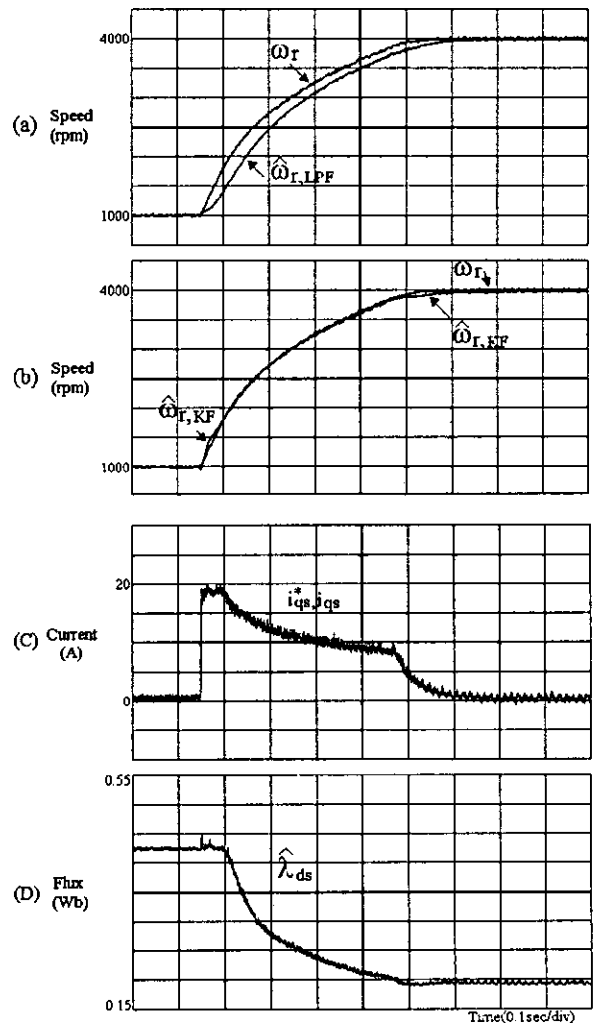


그림 7 측정된 속도 제어시 기존방법과 제안한 방법에 의한 추정속도
Fig. 7 Estimated speeds of conventional and proposed method when measured speed is controlled

7. 결 론

본 논문에서는 기존의 속도 센서리스 고정자자속 기준제어 시스템의 약계자운전시, 추정된 속도가 과도상태에서 지연되어서 발생하는 문제에 대해서 고찰하였으며, 기존방식의 문제를 해결하기 칼만필터를 이용한 속도추정방법을 제안하였다.

시뮬레이션 및 실험결과 제안한 방법에 의해서는 과도상태에서 추정속도에 지연이 발생하지 않았으며, 약계자영역에서의 운전성능이 기존의 방법에 비해서 향상되었음을 확인하였다.

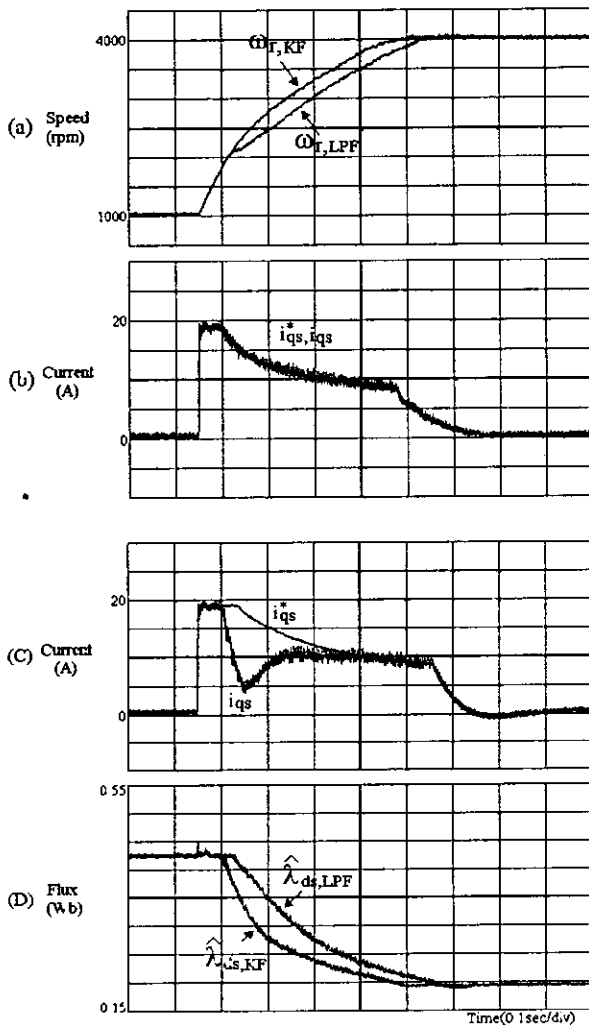


그림 8 속도, 전류 및 자속 (a) $\omega_{r,LPF}$ ($\hat{\omega}_{r,LPF}$ 제어) 및 $\omega_{r,KF}$ ($\hat{\omega}_{r,KF}$ 제어) (b) 전류 ($\hat{\omega}_{r,KF}$ 제어) (c) 전류 ($\hat{\omega}_{r,LPF}$ 제어) (d) 추정자속 ($\hat{\omega}_{r,LPF}$ 및 $\hat{\omega}_{r,KF}$ 제어)
 Fig. 8 Speed, current and flux (a) $\omega_{r,LPF}$ (control of $\hat{\omega}_{r,LPF}$) and $\omega_{r,KF}$ (control of $\hat{\omega}_{r,KF}$) (b) current(control of $\hat{\omega}_{r,KF}$) (c) current(control of $\hat{\omega}_{r,LPF}$) (d) estimated flux($\hat{\omega}_{r,LPF}$ and $\hat{\omega}_{r,KF}$ are controlled respectively)

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. IA*, vol. 28, no.6, pp.1353-1358, 1992.
 [2] S. H. Kim and S. K. Sul, Maximum Torque Control of an Induction Machine in the Field Weakening Region, *IEEE Trans. IA*, vol. 31, no.4, pp. 787-794, 1995.
 [3] L. Ben-Brahim and A. Kawamura, "A Fully Digitized Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive Using Only Current Sensors", *IEEE Trans. on Ind. Electron.* vol. 39, no. 3, pp. 241-249, 1992.
 [4] M. S. Grewal and A. P. Andrews, "Kalman Filter Theory and Practice", Prentice Hall, 1993.
 [5] I. Awaya, Y. Kato, I. Miyake, and M. Ito, "New Motion Control with Inertia Identification Function Using Disturbance Observer", *IEEE IECON'92*, pp.77-81, 1992.
 [6] X. Xu, R. D. Doncker, and D. W. Novotny, Stator Flux Orientation Control of Induction Machines in the Field Weakening Region, *IEEE IAS*, pp.437-443, 1988.
 [7] T. G. Habetler and D. M. Divan, Control Strategies for Direct Torque Control Using Discrete Pulse Modulation, *IEEE IAS*, pp. 514-522, Oct. 1989.
 [8] M. H. Shin, D. S. Hyun, S. B. Cho, and S. Y. Choe, An Improved Stator Flux Estimation for Speed Sensorless Stator Flux Orientation Control of Induction Motors, *IEEE Trans. PE*, vol. 15, no. 2, pp. 312-318, 2000.

저 자 소 개



신명호 (申明昊)

1967년 11월 27일 생. 1989년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년~1996년 삼성종합기술원 선임연구원. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박)

Tel : 02-2290-0341

E-mail : mhshin@ihanyang.ac.kr



현동석 (玄東石)

1950년 4월 8일 생. 1973년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1984년~1985년 미국 토레도대 교환교수. 1988년~1989년 원혜공과대 교환교수. 현재 한양대 공대 전자전기공학부 교수.

Tel : 02-2290-0345

E-mail : dshyun@email.hanyang.ac.kr