전력전자학술대회 논문집 2002. 7. 3 ~ 7. 6

유도전동기 고정자자속 기준제어시스템을 위한 강인한 센서리스 속도제어기 설계

김대일, 신명호, 현동석
한양대학교 전기공학과

Robust Sensorless Speed Controller Design for SFO System of Induction Motor

Dae-Il Kim, Myoung-Ho Shin, and Dong-Seok Hyun
Dept. of Electrical Engineering, Hanyang University

ABSTRACT

In a conventional speed sensorless Stator Flux Oriented(SFO) induction machine drive system, the estimated speed is delayed in transients by the use of a low pass filter(LPF). To prevent extreme overshoot caused by this delay, PI controller gains should be small, which consequently is greatly affected by disturbance torque. In this paper, by taking advantage of disturbance torque observer and feedforward control, robust speed controller is designed for speed sensorless SFO system. The proposed method is verified by the simulation results.

1. 서 론

일반적으로 많은 산업현장에서 PI 속도제어기를 가진 벡터제어 유도전동기는 고성능 AC 서보시스템[1]-[3]으로서 넓은 분야에 사용되고 있다. Iwasaki와 Matsui[4]는 외란토크관측기와 토크 전향제어(feedforward control)를 사용하여 유도전동기의 강인한 속도제어방법을 소개하였다. 이 시스템에서 외란토크는 벡터 제어된 유도전동기의 토크성분에 근거를 둔 최소차수 상태관측기에 의해 추정되었다. 속도센서리스 고정자자속 기준제어시스템에서 추정된 속도가 이산화 될 때 이산화에 의한 모델링 오차가 발생하게 되고 회전자속도 추정에 오차를 발생시킨다. 따라서 추정된 속도에 포함된 이산화 오차를 제거하기 위하여 저역통과필터를 사용한다[5]. 그런데, 저역통과필터의 사용으로 인하여 과도상태에서 추정된 속도가 지연되는 현상이 발생하게 된다. 추정된 속도의 지연을 방지하기 위하여 제어기 이득 값을 충분히 줄때 발생하는 과도한 오버슈트(overshoot)를 방지하기 위하여 PI제어기 이득을 아주 작게 줄 수밖에 없다. 이로 인하여 외란토크의 영향을 매우 크게 받고, 속도응답특성이 매우 나빠진다. 본 논문에서는 외란토크관측기와 전향제어를 사용하여 속도센서리스 고정자자속 기준제어시스템을 위한 강인한 속도제어기를 설계하였다. 시뮬레이션 결과를 통해서, 제안한 속도제어기가 외란토크의 영향에 강인한 속도응답특성을 가짐을 증명하였다.

2. 기존의 방법과 속도추정

그림 1은 저역통과필터를 사용한 기존의 속도센서리스 속도제어기의 블록도를 나타낸다.

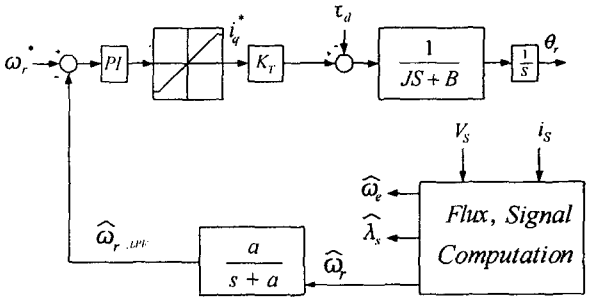

그림 1 기존의 속도센서리스 속도제어기의 블록도

고정자자속 기준제어 유도전동기에서 동기각속도는 정지 2상 $\alpha-\beta$ 좌표계에서 다음과 같다[6].

$$\hat{\omega}_e = \frac{(v_{\beta s} - R_s i_{\beta s})\hat{\lambda}_{\alpha s} - (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s})\hat{\lambda}_{\beta s}}{|\hat{\lambda}_s|^2} \quad (1)$$

여기서 ' $\wedge$ '= 추정값; R_s =고정자 저항; $v_{\alpha s}, v_{\beta s}$ =고정자 전압의 α, β 축 성분; $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$ =고정자전류의 α, β 축 성분 ; $\lambda_{\alpha s}, \lambda_{\beta s}$ = 고정자자속의 α, β 축 성분.

추정된 슬립각속도는 회전 2상 d-q 좌표계에서 식(2)와 같으며, 추정된 회전자 속도 및 위치는 식(3) 및 (4)와 같다.

$$\hat{\omega}_{sl} = \frac{(1+\sigma\tau_r p)L_s i_{qs}}{\tau_r(\hat{\lambda}_{ds} - \sigma L_s i_{ds})} \quad (2)$$

$$\hat{\omega}_r = \frac{2}{P}(\hat{\omega}_e - \hat{\omega}_{sl}) \quad (3)$$

$$\hat{\theta}_r = \int \hat{\omega}_r \, dt \quad (4)$$

여기서 L_s = 고정자 자기인덕턴스; σ = 총 누설계수 ($=1-L_m^2/L_s L_r$); L_m =상호인덕턴스; L_r =회전자 자기인덕턴스; p = 미분연산자; τ_r = 회전자시정수($= L_r/R_r$); R_r = 회전자 저항; P = 극수

식 (1)의 동기각속도는 이산화 될 때 모델링오차를 포

함하게 되고, 이 때문에 추정된 회전자 속도에 오차가 발생하게 되는데, 이 오차는 저역통과필터를 사용해서 제거한다[5]. 그러나 저역통과필터의 사용으로 인해서 추정된 속도는 과도상태에서 지연되게 된다. 이런 추정된 속도의 지연을 방지하기 위하여 제어기 이득 값을 충분히 줄때 발생하는 과도한 오버슈트(overshoot)를 방지하기 위하여 PI제어기 이득을 아주 작게 줄 수밖에 없고 따라서 외란토크의 영향을 매우 크게 받아, 속도응답특성이 나빠진다.

3. 외란토크 관측기를 이용한 전향제어

속도계 운동방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$J\frac{d\omega}{dt}+B\omega=u-\tau_d \tag{5}$$

여기서 ω 는 각속도; u는 구동토크; τ_d는 외란토크; J는 관성모멘트

외란관측기는 알려지지 않은 변수 τ_d를 추정하는데 사용된다. 샘플링주기에 비해서 τ_d의 변화가 매우 작으므로 다음과 같이 τ_d는 한 샘플링주기 동안 일정하다고 가정한다.

$$\frac{d\tau_d}{dt}=0 \tag{6}$$

식 (5),(6)로부터 상태방정식을 쓰면 다음과 같다.

$$\frac{dx}{dt}=Ax+Bu \tag{7}$$

$$y=Cx \tag{8}$$

여기서 $A=\begin{bmatrix}0 & -1/J\\ 0 & 0\end{bmatrix}$, $x=[\ \omega\ \ \tau_d\ ]^T$, $B=[\ 1/J\ \ 0\ ]^T$,

$C=[\ 1\ \ 0\ ]^T$, $y=\omega$.

상태방정식으로부터, τ_d는 최소차수 상태관측기로부터 추정할 수 있다.

외란토크관측기는 식 (9),(10)으로 나타내지고 내부상태변수는 식 (11),(12)과 같다.

$$\frac{dz}{dt}=-\lambda z+\lambda^2 J_n\omega+\lambda u \tag{9}$$

$$\hat{\tau}_d=z-J_n\lambda\omega \tag{10}$$

$$\frac{dq_0(t)}{dt}=-\lambda q_0(t)+\lambda u \tag{11}$$

$$\frac{dq_1(t)}{dt}=-\lambda q_1(t)+\lambda\omega \tag{12}$$

여기서 J_n = 공칭관성, z = 내부변수, λ = 관측기 극.

식 (9),(10)을 라플라스변환을 적용하면 다음과 같다.

$$\hat{\tau}_d(s)=\frac{\lambda}{s+\lambda}u(s)-J_n\lambda\frac{s}{s+\lambda}\omega(s) \tag{13}$$

추정된 외란토크는 $\hat{\tau}_d(t)$는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\tau}_d(t)=q_0-J_n\dot{q}_1 \tag{14}$$

그림 2에 외란관측기의 블록도가 나타나 있다.

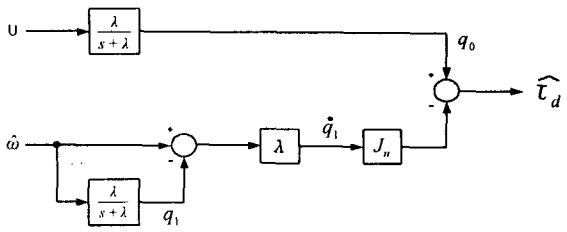

그림 2 외란관측기

그림 3에 제안한 속도센서리스 속도제어기의 블록도가 나타나 있다.

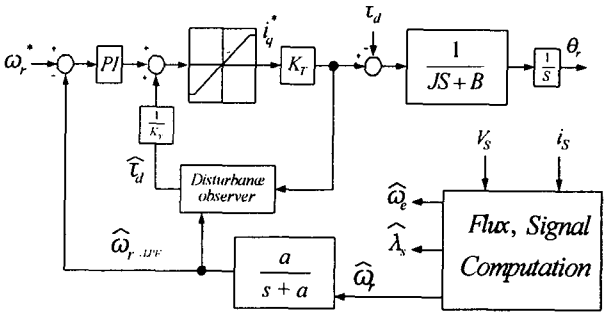

그림 3 제안한 속도센서리스 속도제어기의 블록도

4. 고정자자속 기준제어 알고리즘

제안한 방식의 제어알고리즘은 고정자자속 기준제어이다. 그림 4는 본 논문에서 제안한 방식을 적용한 고정자자속 기준벡터제어의 블록도를 나타내고 있다. 자속의 크기와 변환각은 정지 $\alpha-\beta$ 좌표계에서 고정자자속으로부터 다음과 같이 나타난다.

$$|\hat{\lambda}_s|=\hat{\lambda}_{ds}=\sqrt{\hat{\lambda}_{as}^2+\hat{\lambda}_{\beta s}^2} \tag{15}$$

$$\cos(\hat{\theta}_e)=\frac{\hat{\lambda}_{as}}{|\hat{\lambda}_s|}\ ,\ \ \sin(\hat{\theta}_e)=\frac{\hat{\lambda}_{\beta s}}{|\hat{\lambda}_s|} \tag{16}$$

비간섭전류는 회전 d-q좌표계에서 식 (17)과 같다[7].

$$i_{dq}=\frac{\hat{\omega}_{sl}\tau_r\sigma i_{qs}}{(1+\sigma\tau_r p)}=\frac{i_{qs}^2\sigma L_s}{\hat{\lambda}_{ds}-\sigma L_s i_{ds}} \tag{17}$$

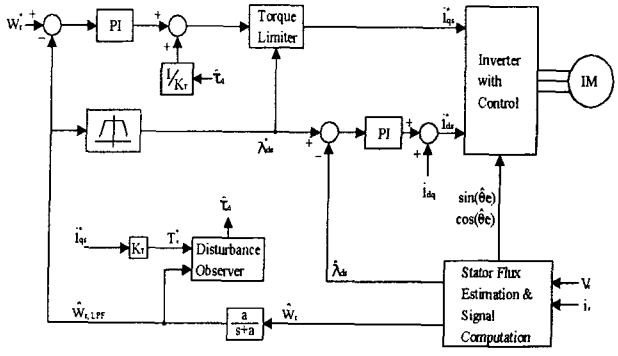

그림 4 제안한 방법을 갖는 구동시스템의 블록도

고정자전압은 인버터의 스위칭상태로부터 구했다[8]. A상의 상단스위치가 온일때, A상의 스위칭함수 SA는 1이고, A상의 하단스위치가 온일때 SA는 0이다. 정지 $\alpha-\beta$ 좌표계에서 고정자전압은 다음과 같다.

$$v_{\alpha s}=\frac{V_{dc}}{3}(2SA-SB-SC) \tag{18}$$

$$v_{\beta s}=\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}(SB-SC) \tag{19}$$

고정자자속은 역기전력을 적분하여 구하는데, 순수적분기에 의한 드리프트(drift) 및 포화의 문제를 해결하기 위하여 프로그래머블(programmable)저역통과필터[9]를 사용하였다.

5. 시뮬레이션 결과

제안된 방법의 검증을 위하여 시뮬레이션이 수행되었으며, 모터파라미터는 표1에 나타나 있다.

그림 6은 속도센서 고정자자속 기준제어시스템과 같은 PI제어기 이득을 가진 속도센서리스 고정자자속 기준시스템의 속도응답을 보이고 있다. 속도응답이 심한 진동함을 알 수 있다.

표 1 유도전동기 파라미터

	5hp, 220V, 4 poles, 60HZ	
Rated flux	0.42	(Wb)
Rated line current (peak)	18.2	(A)
Stator resistance	1.26	(Ω)
Rotor resistance	0.2	(Ω)
Magnetizing inductance	5 (mH)	0
Stator leakage inductance	4 (mH)	7
Rotor leakage inductance	4 (mH)	7
Inertia moment	0.01	(kg m)

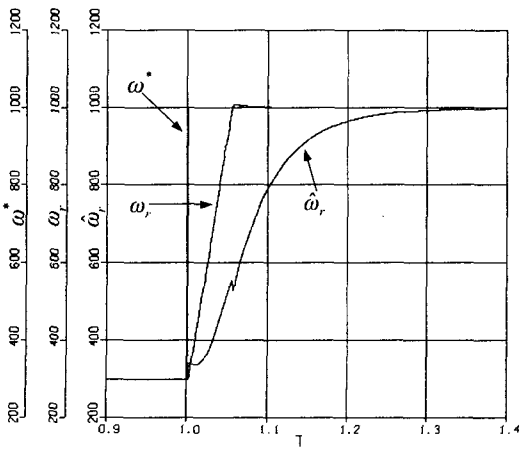

그림 5 저역통과필터의 사용에 의한 추정된 속도의 응답특성

그림 5는 저역통과필터의 사용으로 인하여 과도상태에서 추정된 속도가 지연되는 현상이 발생함을 보이고 있다.

속도센서리스 고정자자속 기준시스템에서는 과도한 오버슈트(overshoot)를 방지하기위해 PI제어기 이득을 작게 할 수 밖에 없으므로 외란토크의 영향을 매우 크게 받아, 그림 7에서 보는 바와 같이 속도응답특성이 나빠지게 된다.

제안한 전향보상을 가지는 속도센서리스 제어기를 사용한 속도센서리스 고정자자속 기준시스템의 속도응답이 그림 8에 나타나 있다. 그림 7과 그림 8은 속도센서리스 고정자자속 기준시스템에서 0.5초에서 속도지령 1000 (rpm)을 그리고 7초에서 외란토크 $3(N\cdot m)$ 를 인가하였다. 그림 7와 그림 8에서 볼 수 있듯이 제안한 전향보상을 가진 속도센서리스 속도제어기는 전향보상을 하지 않은 것에 비교하여 외란토크에 의한 언더슈트(undershoot)를 약 1/3정도로 줄였고 빠른 속도응답특성을 가짐을 볼 수 있다.

그림 9와 그림 10은 약계자영역(3000rpm)에서 속도센서리스 고정자자속 기준제어시스템의 속도응답특성을 보이고 있다. 0.5초에서 속도지령을 그리고 5초에서 외란토크 $3(N\cdot m)$ 를 인가하였다.

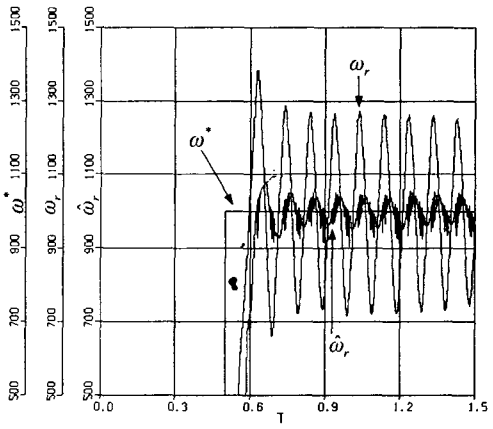

그림 6 속도센서 고정자자속 기준시스템과 같은 제어기이득을 가진 속도센서리스 고정자자속 기준제어시스템의 속도응답

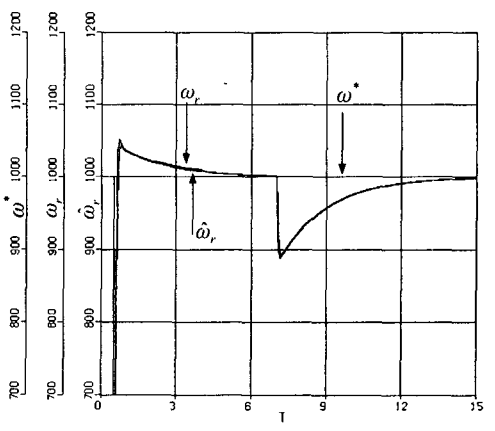

그림 7 전향보상을 하지 않은 속도센서리스 고정자자속 기준제어시스템의 속도응답

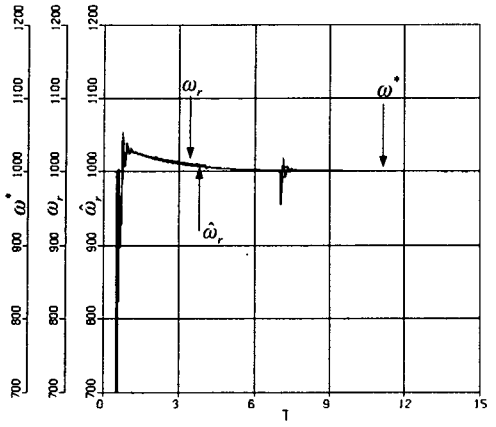

그림 8 전향보상을 한 속도센서리스 고정자자속 기준제어시스템의 속도응답

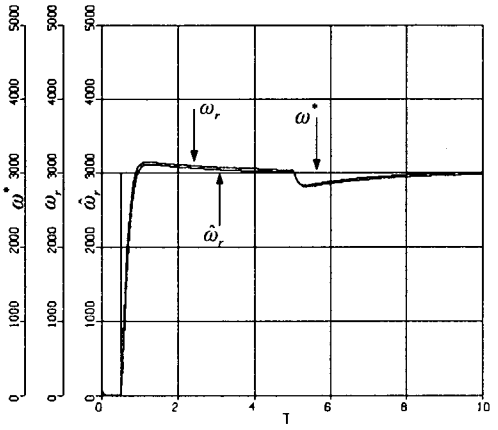

그림 9 약계자영역에서 전향보상을 하지 않은 속도센서리스 고정자자속 기준시스템의 속도응답

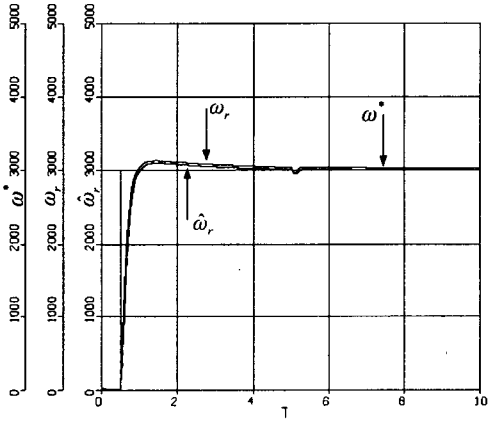

그림 10 약계자영역에서 전향보상을 한 속도센서리스 고정자자속 기준시스템의 속도응답

그림 7～10에서 볼 수 있듯이 제안한 속도제어기를 사용한 속도센서리스 고정자자속 기준시스템의 속도응답이 외란토크의 영향에 우수한 속도응답특성을 나타냄을 알 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 기존의 속도센서리스 고정자자속 기준 시스템에서 저역통과필터의 사용으로 과도기에 지연이 생기기 때문에 PI제어기 이득을 작게 할 수 밖에 없어 발생한 문제점을 고찰하였다. 외란관측기와 토크전향제어를 사용하여 외란토크에 강인한 속도응답특성을 가지는 속도센서리스 속도제어기를 설계하였다. 시뮬레이션과 실험의 결과를 통해서, 제안한 속도센서리스 속도제어기가 외란토크의 영향에 강인한 속도응답특성을 가짐을 보였다.

참 고 문 헌

[1] B. K. Bose, "Motion control technology-present and future," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-21, pp. 1337-1342, 1985.

[2] F. Harashima et al., "Multimicroprocessor-based control system for quick response induction motor drive," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-21, pp. 602-609, 1985.

[3] M.Iwasaki and N.Matsui, "DSP-Based vector controlled IM drive system with identification of secondary time constant," IEE Japan Trans., vol. 108-D, no.9, pp. 845-852, 1988.

[4] M.Iwasaki and N.Matsui, "Robust speed control of IM with torque feedforward control," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 40, pp. 553-560, Dec. 1993.

[5] L. Ben-Brahim, and A. Kawamura, "A Fully Digitized Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive Using Only Current Sensors," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 39, no. 3, pp. 241-249, 1992.

[6] X. Xu and D. W. Novotny, "Selection of the Flux Reference for Induction Machine Drives in the Field Weakening Region," IEEE Trans. Indus. Appli., vol. 28, no.6, pp. 1353-1358, 1992.

[7] X. Xu, R D. Doncker and D W. Novotny, "A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive," IEEE Power Electron. Specialists Conf. pp. 870-876, 1988

[8] T. G. Habetler and D. M. Divan, "Control Strategies for Direct Torque Control Using Discrete Pulse Modulation," in Proc. IEEE IAS Ann. Meet., pp. 514-522,Oct. 1989.

[9] 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.