'94 대한전기학회 하계학술대회 논문집(1994, 7, 21~ 23)

칼만 필터를 이용한 저속 영역에서의 새로운 속도 추정기

김 희욱°, 설 승기
서울대학교 공과대학 전기공학과

A New Motor Speed Estimator using Kalman Filter in Low Speed Range

Heui-Wook Kim°, Seung-Ki Sul
Dept. of Electrical Engineering, Seoul National University

Abstract **- In this paper, a new technique to estimate both the instantaneous speed and disturbance load torque using a low precision shaft encoder in very low speed range is proposed. To detect the instantaneous speed and disturbance load torque, the Kalman filter which is an optimal full order estimator is used. Experimental results conform the validity of the proposed estimation technique. The effects of parameter variations are discussed, and it is verified that the system is robust to the modeling error.**

I. 서론

대부분의 서보 전동기 구동 시스템에서는 구현 방식이 간단하기 때문에 회전식 엔코더와 같은 디지탈 방식의 위치 검출기가 널리 사용되고 있다. 회전 속도는 엔코더에서 발생되는 펄스 수와 기준 시간을 이용하여 계산된다 [1]. 그러나 이 방식은 순시 속도가 아닌 평균 속도를 검출하는 것으로 시간 지연이 존재하게 된다. 특히 펄스 사이의 간격이 샘플링 시간보다 더 길어지게 되는 경우에는 검출 시간 지연이 속도 제어기의 안정성에 큰 영향을 끼치게 된다. 단지 검출되는 펄스 간격에 의한 평균 속도가 구해지기 때문에 순시 속도의 검출은 불가능하다. 검출 시간 지연은 저속으로 갈수록 빠르게 증가되고 이로 인하여 속도 제어기가 불안정해지는 현상이 발생된다 [2]. 검출 시간 지연을 최소화하기 위한 노력이 행하여지고 있으나 적절한 이득을 선정하는데 따른 어려움이 존재한다 [3].

상태 예측 이론을 적용한 몇 가지 순시 속도 관측기가 제안되었다 [2][4]. 이 방법에서 부하 왜란 관측기는 시스템 모델, 구동 토오크, 검출된 평균 속도로 구성되었고 속도 추정은 시스템 모델로부터 얻어진다. 그러나 이 방식은 정상 상태와 과도 상태를 동시에 만족할 특성을 얻기 위한 관측기 폴의 선정이 어려운 것이 문제로 제기된다.

본 논문은 전차원 관측기의 일종인 칼만 필터를 이용한 전동기의 순시 속도 및 부하 왜란을 추정하는 새로운 방식을 제안한다. 칼만 필터는 일반적으로 랜덤 노이즈를 갖은 동적 시스템에 적용되고 있다. DSP를 이용한 칼만 필터의 디지탈 방식 구현이 가능함은 이미 입증되었다 [5][6].

극저속에서 제안된 추정기의 특성을 실험 통하여 입증하였다. 1024[ppr] (pulse per revolution)의 엔코더를 사용하였다. 3[rpm]의 저속에서 속도 리플이 1[rpm] 이하로 매우 부드럽게 운전을 보였다. 속도 추정 지연이 3[rpm] 운전에서 0.01초도 이하로 최소화 됨을 알 수 있다.

3[rpm] 운전 시 부하가 인가될 경우에 속도 추정 오차가 순간적으로 증가가 되나 이는 곧 0으로 수렴한다. 제안된 추정기는 파라메터의 변화에도 강인한 특성을 갖는다.

II. 기계계의 모델링

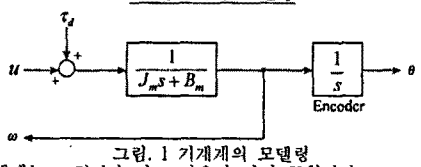

그림. 1 기계계의 모델링

기계계는 그림 1과 같고 다음과 같이 표현된다.

$$J_m \frac{d\omega}{dt} + B_m \omega = u + \tau_d \tag{1}$$

단, ω : 회전자의 기계 각속도
J_m : 관성 모멘트
B_m : 마찰 계수
u : 구동 토오크
τ_d : 부하 왜란

증가형 엔코더는 실제로 위치 검출기이므로 기계계의 출력은 위치 정보이고 회전자의 속도는 회전자의 위치의 차이로부터 계산되는 것이다.

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \tag{2}$$

단, θ : 각위치

III. 칼만 필터를 이용한 상태 관측기

왜란의 변화는 제어기의 샘플링 주기에 비해 매우 늦으므로 부하 토오크는 일정하며 그 미분값이 0이라고 볼 수 있다. 따라서 다음과 같이하여 왜란을 상태 변수로 도입한다.

$$\frac{d\tau_d}{dt} = 0. \tag{3}$$

식 (1), (2) 와 (3)으로부터 상태 방정식은 다음과 같게 된다.

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu, \quad y = Cx \tag{4}$$

단,

$$A = \begin{bmatrix} -B_m/J_m & 0 & 1/J_m \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1/J_m \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{5}$$

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

여기에서 입력 변수는 토오크 지령치 u이며 상태 변수로는 기계적 각속도 $\hat{\omega}$, 기계적 각위치 $\hat{\theta}$ 그리고 왜란 $\hat{\tau}_d$가 되고 출력 변수는 기계적 각위치 $y = \hat{\theta}$가 된다. 시스템의 모델링에 시스템 잡음 행렬 Γ를 갖는 시스템 잡음 시퀀스 ξ_k 와 측정 잡음 η_k를 포함시켜 식(4)를 다시 쓰면 다음과 같다[7].

$$x_{k+1} = A_k x_k + B_k u_k + \Gamma_k \xi_k$$
$$y_k = C_k x_k + \eta_k \tag{6}$$

여기서, A_k, B_k, C_k, Γ_k는 시스템 행렬 (5)와 Γ의 이산형이다. ξ_k와 η_k는 평균값이 0인 white Gaussian noise inputs이라 가정하고 Q_k와 R_k는 이들의 공분산 행렬이다. Γ, ξ 와 η는 다음과 같이 표현된다.

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_m} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & u_{max} \end{bmatrix} \tag{7}$$

$$\xi = [u_{noise} \ \ \tau_{noise}]^T, \quad \eta = \theta_{noise} \tag{8}$$

단, u_{max} : 제어 입력의 최대값
u_{noise} : 제어 입력에서의 시스템 잡음
τ_{noise} : 왜란에서의 시스템 잡음
θ_{noise} : 측정 잡음

시스템 잡음이 발생되는 데에는 몇 가지 원인이 있다. 이중 몇 가지는 모델링 오차에 기인된다. 전동기 상수는 정확히 알 수 없고 또 동작 상태에 따라 변화한다. 따라서 토오크 상수

K_T, 마찰 계수 B_m 그리고 관성 모멘트 J_m에 오차가 존재하게 된다. 다른 이유로는 전류 제어기가 이상적이지 않기 때문이다. 전류 제어기는 전류 리플과 측정 오차 등의 이유 때문에 완전하다고 볼 수 없다. 이로부터 Q 와R은 다음과 같이 표현된다.

$$Q=\begin{bmatrix} q_{00} & 0 \\ 0 & q_{11} \end{bmatrix}, \quad R=[r_{00}] \tag{9}$$

단, q_{00} : 토오크 지령치에 대한 공분산 값
q_{11} : 왜란에 대한 공분산 값
r_{00} : 측정에 대한 공분산 값

측정에 대한 공분산 값 r_{00} 는 엔코더의 출력에 포함된 측정 오차에 관계된다. 실제로는 제어 입력에 대한 시스템 잡음과 왜란에 대한 시스템 잡음은 상호 연관성을 갖지만 Q의 비대각 요소는 0이라고 가정한다. 시뮬레이션과 실험을 통해 이러한 가정이 타당함을 검증하였다.

Fig. 2는 칼만 필터를 이용한 속도 및 왜란 추정기를 포함한 속도 제어기의 블록 선도이다.

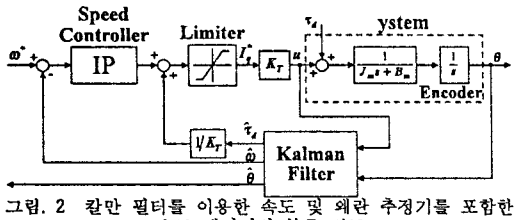

그림. 2 칼만 필터를 이용한 속도 및 왜란 추정기를 포함한 속도 제어기의 블록 선도

칼만 필터는 잡음이 있는 동적 시스템의 미지 상태를 최적 추정하는 선형, unbiased 그리고 최소 오차 분산을 갖는 반복적인 알고리즘이다. 전동기 구동 시스템은 PWM에 의한 전류 리플과 PWM 인버터의 데드 타임 등에 의한 전압 오차 등 많은 정확히 알 수 없는 잡음을 갖고 있다. 더군다나 측정된 데이타도 역시 많은 에기치 않은 잡음을 갖고 있다. 따라서 속도와 왜란을 추정하기 위해 칼만 필터를 이용하는 것은 매우 타당한 선택이다.

biased 시스템 잡음과 모델링 오차는 왜란으로써 취급할 수 있다. 따라서 제안한 추정기는 파라메타의 변화에 대해서도 강인한 특성을 갖는다.

IV. 실험 결과

실험을 위한 시스템의 구성을 그림 3에 보였다.

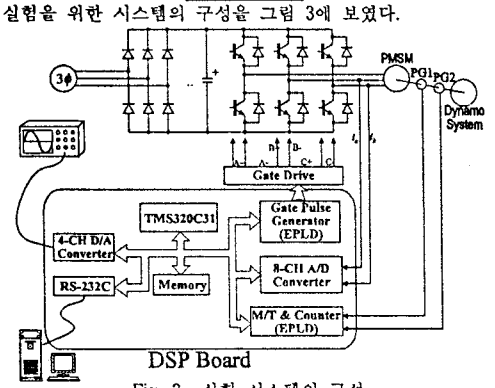

Fig. 3 실험 시스템의 구성

전력 변환부는 전압형 PWM IGBT 인버터, 2.2[kW] 영구자석 동기 전동기와 부하 시험을 위한 다이나모 시스템으로 구성되어 있다. 속도 궤환과 실제 속도 관측을 위해 두개의 회전형 엔코더를 사용하였다. 하나는 해상도가 1,024 [ppr] (PG1)로 위치 궤환을 위한 것이고 다른 하나는 해상도가 50,000[ppr] (PG2)의 것으로 실제 속도를 관측하기 위해 사용되었다. 2상의 엔코더 출력 신호는 4체배 회로를 이용하여 시스템 입력으로 사용하였다. 실제 속도 관측을 위해 M/T 방식을 사용하였고 기본 샘플링 시간은 1[ms]로 하였다. 주처리기로 TMS320C31 DSP를 사용하였다. 이것은 33.33MHz 클락을 사용하며 32비트 실수 연산 능력을 갖고 있다. 모든 제어 알고리즘은 DSP를 이용하여 소프트웨어로 구현되었다. 게이팅 회로, 4체배 회로 및 1,024[ppr]의 엔코더로부터 회전자의 위치를 구하기 위한 free-run 카운터 등의 논리 회로는 EPLD (Erasable Programmable Logic Device)를 사용하여 구현하였다. 아날로그 신호는 변환 시간이 3[μs]이고 해상도가 12비트인 두개의 A/D 변환기를 이용하여 디지탈 값으로 변환하였다. DSP의 모든 변수는 4채널 12비트 D/A 변환기를 이용하여 보여질 수 있다.

속도 제어기의 제어 주기는 1[ms]이다. 속도 제어기로는 IP (Integral and Proportional) 제어기를 사용하였는데 이는 PI (Proportional and Integral) 제어기에 비해 과도 응답 특성이 좋다[8]. 빠른 부하 응답 특성을 위해 속도 제어기의 응답 주파수 ω_{sc}를 450[rad/sec]로 설정하였다.

고성능의 DSP를 사용함으로써 제안한 추정기, 전류 제어기 및 위치 측정 등을 포함한 전체 알고리즘을 75[μs] 내에 수행할 수 있다. 전류 제어기의 스위칭 주파수를 5[kHz]로 함으로써 전류 제어기의 제어 주기는 100[μs]로 하였다.

제안한 추정기의 성능을 실험을 통해 입증하였다. 표 1에 실험에 사용한 전동기의 상수를 나타냈다.

표 1. 실험에 사용한 전동기의 상수

종류	영구자석 동기전동기
정격	2.2 [kW], 8 극, 2000[rpm]
관성 모멘트	J_m = 0.007 [$kg \cdot m^2$]
마찰 계수	B_m = 0.6e-3 [$kg \cdot m^2$ / sec]
토오크 상수	K_T = 0.67 [$N \cdot m/A$]
엔코더 해상도	1,024 [pulse/rev]

그림 4는 속도 지령치가 ±3[rpm] 이며 무부하 상태에서의 속도 응답 특성을 보이고 있다. 측정 공분산값 r_{00}는 0.001 이고 토오크 지령치에 대한 공분산값 q_{00}는 10 이며 왜란에 대한 공분산값 q_{11}은 10,000으로 선택하였다. 이 값은 시뮬레이션을 통해 구하였고 실험에서도 동일한 값을 사용하였다. 그림 4(a)는 제안한 방법에 의해 추정된 속도이고 그림 4(b)는 50,000[ppr] 엔코더를 사용하여 M/T 방식을 이용하여 측정한 속도이다. 그림 4(c)에서 볼 수 있듯이 정상상태에서 추정된 값과 측정한 값의 차이가 1[rpm]을 넘지 않음을 알 수 있다. 속도가 정,역으로 바뀔 때, 잠시 동안 속도 오차가 커짐을 알 수 있는데 그 이유는 왜란 관측기가 시간 지연을 갖기 때문이다. 이 현상을 개선하려면 왜란에 대한 공분산 값을 크게 해야 한다. 이 경우 속도 리플이 증가하게 된다. 그림 4(d)는 추정된 부하 토오크를 나타낸다. 무부하 상태임에도 불구하고 왜란이 추정되는 것은 시스템 잡음이 존재하기 때문이다.

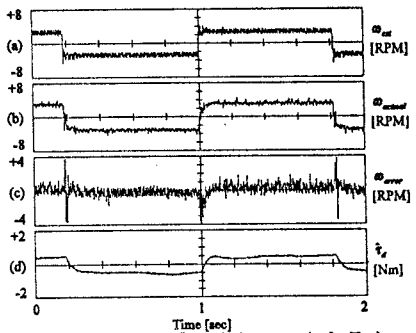

그림 4. 제안한 추정기의 속도 응답 특성
(무부하, 속도 지령치=±3[rpm])
(a) 추정 속도
(b) 측정 속도
(c) 추정 속도와 측정 속도의 차
(d) 관측된 왜란

그림 5는 측정 잡음에 대한 공분산의 영향을 보이고 있다. 그림 5에서의 측정 공분산 값은 0.01로 그림 4의 경우보다 10배 큰 값이다. 속도 리플이 정상 상태에서는 작아지나 과도 상태에서는 커짐을 볼 수 있는데 이는 측정값에 대한 가중치를 줄임으로써 왜란 추정기의 응답이 느려지기 때문이다.

그림 6과 7은 시스템 공분산 값의 영향을 보인다. 그림6과 7에서의 왜란에 대한 공분산 값q_{11}은 각각 50,000과 1,000이다. 이 값은 그림 4의 경우에 대해 5배와 1/10배의 경우 이다. 왜란에 대한 공분산 값을 크게 하면 과도 상태에서의 속도 응답을 더 빠르게 되며 작게 하면 정상 상태에서의 속도 리플이 작아지게 된다. 따라서 이 값은 요구 되는 조건에 따라 적절히 선택할 수 있다.

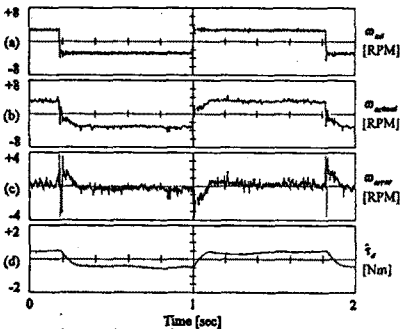

그림 5. 제안한 추정기의 속도 응답 특성
(측정 공분산 값 r_{00}=0.01)

(a) 추정 속도
(b) 측정 속도
(c) 추정 속도와 측정 속도의 차
(d) 관측된 외란

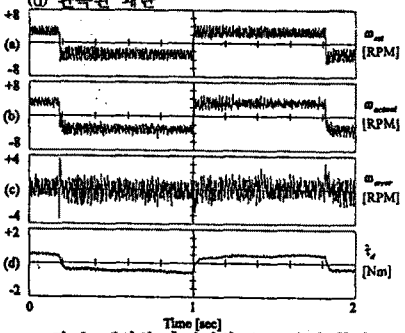

그림 6. 제안한 추정기의 속도 응답 특성
(외란에 대한 공분산 값 q_{11}=50,000)

(a) 추정 속도
(b) 측정 속도
(c) 추정 속도와 측정 속도의 차
(d) 관측된 외란

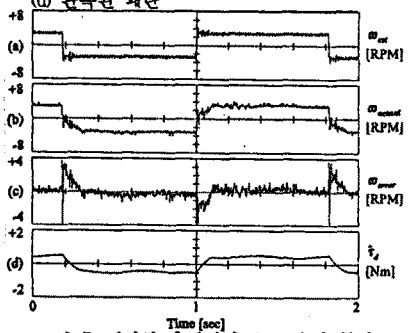

그림 7. 제안한 추정기의 속도 응답 특성
(외란에 대한 공분산 값 q_{11}=1,000)

(a) 추정 속도
(b) 측정 속도
(c) 추정 속도와 측정 속도의 차
(d) 관측된 외란

그림 8과 9는 시스템 정수 $\hat{J}_m$의 영향을 보인다. 그림 8에서의 관성 모멘트 값은 0.0035이고 그림 9에서는 0.014이다. 이 값은 그림 4에 비해 각기 1/2과 2배의 값이다. 제어기와 추정기에서의 관성 모멘트가 실제값보다 작게 알고 있다면 실제 속도가 좀더 매끄럽게 된다. 이것은 제어기와 추정기의 시정수보다 실제 시정수가 더 크게 되기 때문이다.

제안한 속도 추정기는 순시 속도를 추정하므로 측정에 대한 지연이 없다. 따라서 주파수 응답 특성이 매우 우수하다. 그러므로 필요하다면 속도 제어기의 응답 주파수를 전류 제어기에 의해 제한되는 상한값까지 크게 할 수 있다

V. 결론

본 논문에서 저가형 엔코더로 극저속 영역에서의 운전이 가능한 칼만 필터를 이용한 새로운 순시 속도와 외란 추정기를 제안하였다. 실험을 통해 극저속 영역에서 제안한 추정기의 성능이 매우 우수함을 보였고, 파라메터의 변화에 대해서도 강인한 특성을 갖음을 입증하였다. 제안한 추정기는 정확한 순시 속도를 추정하므로 안정적이고 동특성이 우수한 속도 제어기를 구성할 수 있다.

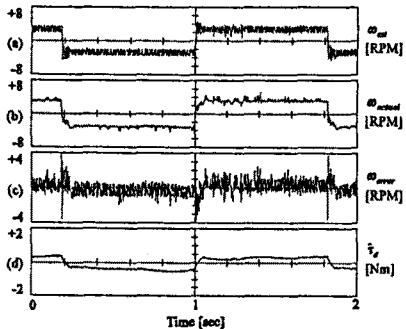

그림 8. 제안한 추정기의 속도 응답 특성
(관성 모멘트 $\hat{J}_m$=0.0035)

(a) 추정 속도
(b) 측정 속도
(c) 추정 속도와 측정 속도의 차
(d) 관측된 외란

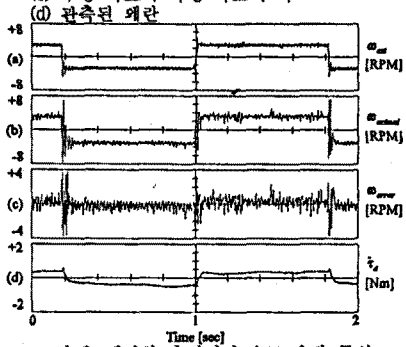

그림 9. 제안한 추정기의 속도 응답 특성
(관성 모멘트 $\hat{J}_m$=0.014)

(a) 추정 속도
(b) 측정 속도
(c) 추정 속도와 측정 속도의 차
(d) 관측된 외란

VI. 참고문헌

[1] T.Ohmae *et al.*, "A Microprocessor-Controlled High-Accuracy Wide-Range Speed Regulator for Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. IE-29, no. 3, Aug. 1982.

[2] Kenji Kubo, Masahiko Watanabe, Fusaaki Kozawa, Kyouichi Kawasaki, "Disturbance Torque Compensated Speed Observer for Digital Servo Drives," Conf. Rec., IEEE/IAS Ann. Mtg., pp1182-1187, 1990.

[3] Robert D. Lorenz, "High-Resolution Velocity Estimation for All-Digital, ac Servo Drives," *IEEE Trans. IA*, vol.27, no.4, Aug. 1991.

[4] Ichiro Awaya, Yoshiki Kato, Iwao Miyake and Masami Ito, "New Motion Control with Inertia Identification Function Using Disturbance Observer," Proc. of IECON'92, vol.1, pp77-81, 1992.

[5] Young-Real Kim, Seung-Ki Sul, Min-Ho Park, "Speed Sensorless Vector Control of an Induction Motor using an Extended Kalman Filter," Conf. Rec., IEEE/IAS Ann. Mtg., pp594-599, 1992.

[6] Jun-Keun Ji, Dong-Choon Lee, Seung-Ki Sul, "LQG Based Speed Controller for Torsional Vibration Suppression in 2-Mass Motor Drive System," Proc. of IECON'93, vol.2, pp1157-1162, 1993.

[7] C.K.Chui and G.Chen, *Kalman filtering with Real-Time Applications*, Springer-Verlag, pp20-28, 1987.

[8] Pradeep K. Nandam, Paresh C. Sen, "Analog and Digital Speed Control of DC Drives Using Proportional-Integral and Integral-Proportional Control Techniques," *IEEE Trans. IE*, vol.34, no.2, May 1987.