

## 속도센서가 없는 허브-휠 전동기의 속도추정을 위한 이산시간 칼만필터의 설계 및 구현

### Designed and Implement of the Discrete Time Kalman Filter for Speed Estimation of the Sensorless Hub Wheel Motor

전용호<sup>†</sup> · 이기서\* · 조항\*\*

Yong-Ho Jeon · Gi-Seo Yee · Whang Cho

**Abstract** Since hub wheel BLDC Motor consisted of wheel and BLDCM (Brushless DC Motor) without gear reducer has high efficiency and low operation noise, it can be utilized to a driving wheel at some light rail systems. However, installing sensors for speedometer on a Hub-Wheel motor is not easy, so it requires a different speed control mechanism method for speed measurement. This paper introduces a speed control method based on simple mathematical model which uses discrete Kalman Filter to estimate and control the speed of the motor

**Keywords** : Hub Wheel BLDCM, Speed Sensorless, Discrete Kalman Filter, Angular velocity Control

**요 지** 바퀴와 BLDC전동기 일체형으로 구성되는 Hub Wheel 전동기는 감속기가 없는 직접 구동방식으로 저소음 고효율의 운전이 가능하여 경전철의 구동부로 활용이 가능하다. 하지만 Hub Wheel 전동기는 속도 계측을 위한 센서의 장착이 용이하지 않다. 전동기의 원활한 속도 제어를 위해서는 별도의 속도 계측을 위한 방법이 요구된다. 본 논문에서 입력이 적극 반영된 간단한 수학적 시스템 모델을 가지고 이산 칼만 필터를 사용하여 전동기 속도를 추정하고 이를 이용하여 속도제어를 하는 방법을 제시한다.

**주요어** : Hub Wheel BLDCM, 속도 센서리스, 이산 칼만 필터, 각속도제어

## 1. 서론

### 1.1 연구의 배경 및 목적

일반적으로 3 상 Y결선된 BLDC 전동기는 사다리꼴의 역기전력파형을 가지며 일정한 토크출력을 얻기 위해선 Fig. 1에 보인 이상적인 상전류를 흘려주어야 한다[1].

각상의 전류를 이상적으로 흘리기 위해선 영구자석 회전자의 위치에 따라 항상 두상의 전류만 흐르게 인버터의 스위치를 PWM 구동하고, 나머지 한 상은 개방된 상태를 유지하는 2 상 여자방식을 사용한다. Fig. 1은 정방향 토크를 발생시키는 경우이며 역방향 토크를 발생시키는 경우는

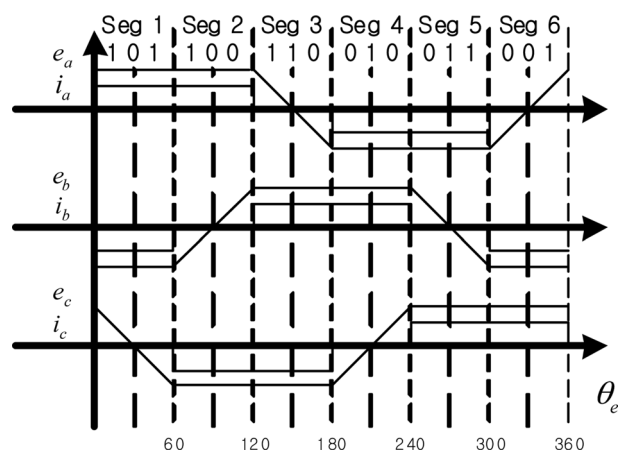


Fig. 1. Back EMF waveform and phase current

각상의 전류 방향을 바꾸어주면 된다.

영구자석 회전자의 위치를 검출하기 위해서는 3개의 Hall

<sup>†</sup> 책임저자 : 광운대학교 정보제어공학과 대학원  
E-mail: waterjlar@gmail.com  
TEL : (02)940-5155

\* 교신저자 : 정희원, 광운대학교 정보제어공학과 정교수

\*\* 광운대학교 정보제어공학과 정교수

센서가 필요하며, 속도나 위치의 정밀한 운전을 위해 회전자의 위치를 알 수 있는 레졸버나 엔코더 등의 센서를 필요로 한다. 그러나 여기에 사용되는 센서들은 전동기의 크기나 가격의 증가를 가져오고 견고함을 감소시키는 요인이 된다. 이에 위치센서나 속도센서가 없는 BLDC전동기에 관한 많은 관심과 연구가 되고 있다.

영구자석 회전자의 위치를 검출하기 위해서 전동기의 역기전력을 이용하는 방법[2,3], 개방된 상의 역병렬 다이오드의 도통 상태를 이용하는 방법[4], 그리고 고정자의 3 고조파 전압 성분을 이용하는 방법[5] 등이 연구되고 있다. 하지만 회전자의 위치나 속도의 추정이 지속적으로 이루어져야 하고 높은 정밀도가 요구되는 센서리스 운전에서는 더 많은 연구가 필요하다.

수학적 모델이 잘 정리된 전동기의 경우에 있어서 칼만 필터는 전동기의 회전자의 속도나 위치를 실시간 추정하기 위해 연산속도가 만족 된다면 충분히 적용 가능한 방법이 될 수 있다[6,7].

본 논문에서는 랜덤 노이즈가 가산된 시스템의 최적 순환 추정 알고리즘인 칼만 필터를 기초로 속도센서가 없는 Hub Wheel 전동기의 지속적인 속도 추정에 관한 방법을 제안한다. 전동기의 상전류와 속도를 상태로 보았을 때 전동기의 상태의 상호 관계가 잘 표현된 수학적 모델을 통하여 상태를 사전 추정하고, 전류 계측을 통한 관측된 전류 값과 사전 추정된 상태를 적절히 사용하여 최적의 추정치를 얻게 된다. 일반적으로 수학적 모델의 불확실성이 클수록 추정치에 대한 정확도는 작아진다. 전동기의 수학적 모델의 불확실성이 커지지 않는 범위에서 수학적 모델을 간략화하기 위한 가정은 전동기 시스템은 선형 시불변 시스템이고, 전동기 속도의 상태는 추정 주기 동안 거의 변하지 않는다. 이 가정을 통해 입력이 적극 반영된 시스템 모델을 가지고 전동기의 상태를 추정함으로써 타당성을 입증하고자 한다.

## 2. 전동기 시스템

Fig. 2는 전동기의 속도 추정을 위한 시스템의 구성을 나타낸다. 전체 시스템은 시스템 제어에 관련된 부분과 추정에 관련된 부분으로 나누어진다.

시스템 제어에 관련된 부분은 속도제어, 전류제어, 상전환부로 나누어지고, 각 부분의 기능을 수행할 수 있는 직류입력전원, 인버터, 전류센서, Hall 센서, BLDC 전동기로 구성된다. 추정에 관련된 부분은 추정 알고리즘과 추정 알고리즘에 사용되는 신호로 구성되는데 계측된 전류신호, 인버터 구동을 위한 PWM의 Duty 비와 이전 상태에서 추정

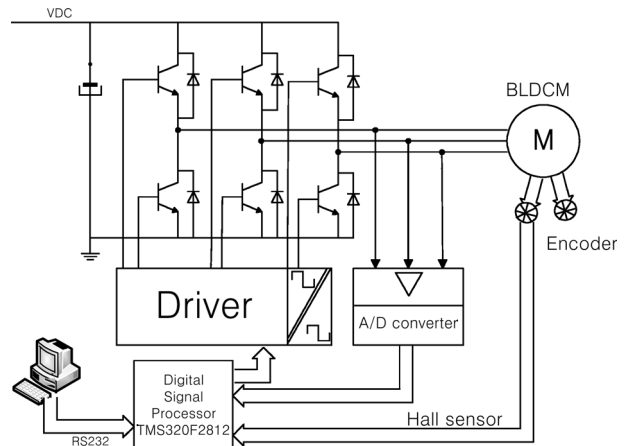


Fig. 2. Configuration of the full system

된 상태값 등이 있다.

### 2.1 전동기의 모델

Fig. 3은 일반적인 전동기의 전기적 시스템을 나타낸 것이다. 스위칭 소자와 이와 역병렬로 연결된 다이오드로 구성된 6개의 스위치로 이루어진 인버터는 직류입력전원을 PWM 제어하여 BLDC 전동기를 구동한다.

Fig. 3에서 BLDC 전동기의 전압관계식은 식 (1)과 같이 된다[1].

$$\begin{bmatrix} v_a - v_n \\ v_b - v_n \\ v_c - v_n \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$v_n = \frac{\sum v_i - \sum e_i}{3}, \quad i = a, b, c \quad (2)$$

여기서,  $R$ ,  $L$ 은 각 상의 저항, 누설 인덕턴스이고,  $v_a$ ,  $v_b$ ,  $v_c$ 는 각 상의 단자전압으로 DC전압원의 기준에서 본 것이며,  $e_a$ ,  $e_b$ ,  $e_c$  및  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ 는 각 상의 역기전력 및 상전류이다.  $v_n$ 은 DC 전압원의 기준에서 본 전동기 내부의 중성

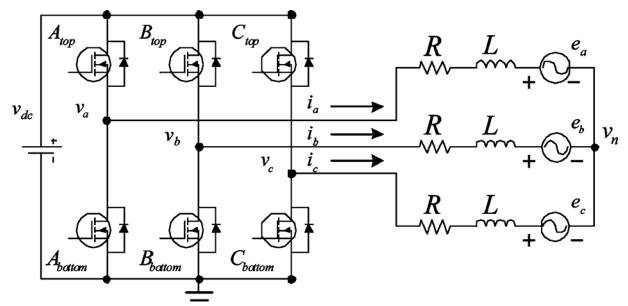


Fig. 3. BLDC Motor driving system

점 전압으로서 각 상의 저항과 누설인덕턴스가 동일하다면, 전동기의 중성점을 사용하지 않는 경우 각 상 전류의 합이 항상 0이므로 식 (2)와 같이 표현된다. 식 (1)의 모델을 간략화하기 위해 다음의 가정을 한다.

- i) 상전환은 일어나는 시간은 짧다.
- ii) 전동기의 파라메타  $R, L, K_e$  값의 변동은 없다.
- iii) 한주기 동안 각속도의 변화가 거의 없다.
- iv) 인버터의 구동 방식은 bipolar PWM 이다.
- v) 항상 두 상에만 전류가 흐른다.

이상의 가정과 부하토크가 없고, 전동기의 기계적인 영향을 무시할 때 다음과 같이 간략할 수 있다.

$$\frac{di}{dt} = \frac{L}{R}i - \frac{1}{L} + \frac{v_{dc}}{2L}V(t)$$

$$e = k_e w_m$$

$$V(t) = 2 \left( s \left( t - \frac{1-D}{2}T \right) - s \left( t - \frac{1+D}{2}T \right) \right) - s(t) \quad (3)$$

$$s(t) = \begin{cases} 1 & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$$

식 (3)의  $i$ 는 PWM 한 주기의 동안의 모델로 상에 흐르는 전류이다.  $D$ 는 PWM 주기에 턴 온 시간의 비이다.  $k_e$ 는 역기전력 상수이고, 역기전력  $e$ 는 전동기 축의 기계적인 각속도  $w_m$ 에 비례한다.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4)$$

$$x = [i \ w_m]^T, \quad u = V(t)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{k_e}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{v_{dc}}{2L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

식 (4)는 연속시간에 대한 전동기의 모델이 된다.

## 2.2 전동기의 이산시간 모델 [8]

전동기의 시상수  $L/R$  보다 10배 이상 빠른 인버터 PWM 주기에 맞춰 이산 샘플링의 주기를 결정하면, 이산시간 샘플링 주기 동안 각속도의 변화량은 0이 된다.

$$x_k = F_{k-1}x_{k-1} + G_{k-1}u_{k-1} \quad (5)$$

$$F_{k-1} = I + AT \quad G_{k-1} = BT$$

$$y_k = H_k x_k \quad (6)$$

$$H_k = [1 \ 0]$$

식 (6)은 각 상의 전류 값의 계측 주기를 이산 시간 샘플링 주기와 같이 할 때 출력방정식에 대한 이산 시간 모델이다. 여기서 시스템 모델과 계측 모델에 대한 노이즈가 가산된 확률 이산시간 모델은 식 (7), 식 (8)과 같다.

$$x_k = F_{k-1}x_{k-1} + G_{k-1}u_{k-1} + w_{k-1} \quad (7)$$

$$y_k = H_k x_k + v_k \quad (8)$$

여기서 계측 노이즈  $v_k$ 와 시스템 노이즈  $w_{k-1}$ 는 가우시안 화이트 노이즈로 가정되고, 평균이 0인 값을 가진다.

## 3 Discrete time Kalman Filter [8]

이산시간 칼만 필터는 사후추정과 사전추정으로 나뉘진다. 추정과정의 한 단계를 보면, 사전추정은 이전 단계  $k-1$ 에서 추정된 상태  $\hat{x}_{k-1}$ 와 공분산  $\hat{P}_{k-1}$ 를 초기값으로 가지고, 시간  $T$  동안 수학적 시스템 모델을 이용하여 천이된 상태  $\tilde{x}_k$ 와 공분산  $\tilde{P}_k$ 를 얻는다. 시간  $kT$  시점에서 사전 추정의 단계를 보면

$$\tilde{x}_k = F_{k-1}\hat{x}_{k-1} + G_{k-1}u_{k-1} \quad (9)$$

$$\tilde{P}_k = F_{k-1}\hat{P}_{k-1}F_{k-1}^T + Q_{k-1} \quad (10)$$

식 (5)에서 보듯이  $F_{k-1}$ 와  $G_{k-1}$ 은 선형 시불변 시스템 행렬이다. 식 (10)에서  $Q_{k-1}$ 는 식 (7)의 시스템 상태에 가산된 노이즈  $w_{k-1}$ 의 공분산 값이다.

$$Q_{k-1} = \begin{bmatrix} \sigma_i^2 & 0 \\ 0 & \sigma_w^2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

식 (11)에서  $\sigma_i^2$ 은 선형화와 상전류 전환시 발생하는 전류에 포함되는 불확실성이다. 또,  $\sigma_w^2$ 은 이산 샘플링 주기 동안 속도에 포함되는 불확실성이다.

시간  $kT$ 에서 전류계측으로 얻어진 전류값  $y_k$ 에 상태  $\tilde{x}_k$ , 공분산  $\tilde{P}_k$ 의 정합과정을 거쳐 공분산을 최소로 하는 최적의 상태  $\hat{x}_k$ 와 공분산  $\hat{P}_k$ 를 얻는 사후추정 과정을 거친다.

$$K_k = \tilde{P}_k H_k^T [H_k \tilde{P}_k H_k^T + R_k]^{-1} \quad (12)$$

$$\hat{P}_k = [I - K_k H_k] \tilde{P}_k \quad (13)$$

$$\hat{x}_k = \tilde{x}_k + K_k (y_k - H_k \tilde{x}_k) \quad (14)$$

식 (12)의  $R_k = \sigma_{im}^2$ 는 전류 계측에 포함된 오차 성분이다. A/D 변환의 오차, A/D 전원변동, 센서의 노이즈 성분 등이 포함된다.

위와 같이 일반적인 이산 시간 칼만 필터의 알고리즘을 소개하였다. 인버터를 Bipolar PWM 방식으로 구동할 때 입력의 변화를 반영하기 위한 방법을 소개하고자 한다.

Bipolar PWM 구동에 따른 인버터에 입력 상태를 반영하기 위해서는 이산 시간 샘플링 주기를 인버터의 스위치 상태 변화에 맞춰 개선할 수도 있다. 하지만 시스템이 입력에 따른 선형 시변 시스템이 되고, 전체의 연산주기

가 빨라짐으로 인한 연산 부담이 가중된다. 따라서 이산 시간 샘플링 주기의 변화는 없이 인버터 스위치 변화에 따라 입력 상태 변화를 3.1절에서 보이고, 이를 추정에 반영할 수 있도록 개선된 알고리즘을 3.2절과 3.3절에서 나타내었다.

### 3.1 입력모델

인버터 구동방식을 bipolar PWM 방식을 사용할 때, 이산 샘플링 한 주기 동안의 평균 입력은 다음과 같이 표현된다[7]

$$V(t) = 2D_{k-1} - 1 \quad (k-1)T \leq t < kT \quad k = 0, 1, \dots, \infty \quad (15)$$

식 (4)의 시스템은 한주기 동안 전류가 0이 되는 상태가 없을 때 식 (15)의 입력 모델로 사용할 수 있다. 하지만 D의 값이 작을 때, 즉 D의 값이 약 0.5 이하가 될 때 입력의 오차가 발생한다.

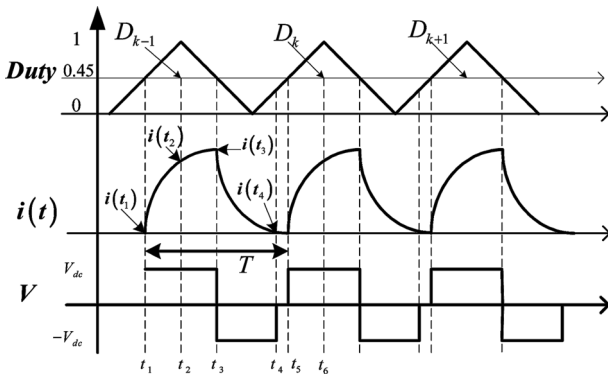


Fig. 4. Phase Current depending on the Inverter State

Fig. 4는  $D_{k-1} = D_k = D_{k+1} = 0.45$  이고, 인버터는 Bipolar PWM 구동을 사용할 때, 전류의 변화를 보인 것이다. 예를 들면 시간  $t_1$ 에서 A 상 상단스위치와 B 상 하단스위치가 동시에 턴 온 되고, 시간  $t_3$ 에서 A 상 상단, B 상 하단 스위치가 동시에 턴 오프 되는 구동이다. 스위치 턴 온 되는 시간 구간 동안 A 상에서 B 상으로 전류의 크기가 증가하고, 스위치가 턴 오프 되는 구간인 시간  $t_3$ 에서 시간  $t_4$ 까지는 A 상 하단스위치의 역병렬 다이오드와 B 상 상단스위치의 역병렬 다이오드로 전류의 크기가 감소하며 흐르게 된다. 시간  $t_4$ 에서 시간  $t_5$ 까지는 모든 상의 스위치가 개방된 상태로  $i=0$ 인 구간이 된다.

전류 예측의 시점이 시간  $t_2$ 일 때 한 주기 동안의 입력 변화를 고려한 모델은 식 (16)과 같다.

$$u_{k-1} = \begin{bmatrix} u_{k-1,1} \\ u_{k-1,2} \\ u_{k-1,3} \end{bmatrix} = \begin{cases} 0.5D_{k-1} & t_2 \leq t < t_3 \\ D_x & t_3 \leq t < t_4 \\ 0.5D_k & t_5 \leq t < t_0 \end{cases} \quad (16)$$

따라서, 식 (16)은 개선된 이산 시간 입력 모델이다.

### 3.2 이산 시간 시스템 모델

식 (16)의 입력 모델에 따른 이산 시스템 모델은 다음과 같이 표현 된다.

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{k-1,1} &= F_{k-1,1}\tilde{x}_{k-1} + G_{k-1}u_{k-1,1} & (a) \\ \tilde{x}_{k-1,2} &= F_{k-1,2}\tilde{x}_{k-1,1} + G_{k-1}u_{k-1,2} & (b) \\ \tilde{x}_k &= F_{k-1,3}\tilde{x}_{k-1,2} + G_{k-1}u_{k-1,3} & (c) \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} F_{k-1,1} &= I + 0.5AD_{k-1}T & (a) \\ F_{k-1,2} &= I + AD_xT & (b) \\ F_{k-1,3} &= I + 0.5AD_kT & (c) \end{aligned} \quad (18)$$

Fig. 5에서  $y_{k-1}$ 은 시간  $(k-1)T$ 에서 예측된 전류이다. 식 (17.a)는 Fig. 5의 a)를, 식 (17.b)는 Fig. 5의 b)를, 식 (17.c)는 Fig. 5의 c)를 표현한 식이다. 식 (16)의 입력 모델과 식 (17), 식 (18)의 시스템 모델을 사용하여, Fig. 5에서 a) → b) → c)의 단계를 거쳐 사전추정이 이루어지는 과정을 나타내었다. 이때 연산처리는 세 단계를 거친다.

Fig. 5에서 i)의 연산은 그림의 a)→b)를 한 단계로 표현한 식이다.

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{k-1,2} &= F_{k-1,2}^0 \hat{x}_{k-1} + u_{k-1,2}^0 G_{k-1} \\ F_{k-1,2}^0 &= F_{k-1,2} F_{k-1,1} \\ u_{k-1,2}^0 &= F_{k-1,2} u_{k-1,1} + u_{k-1,2} \end{aligned} \quad (19)$$

식 (19)의 결과에서  $\tilde{i}_{k-1,2}$  값이 음의 값을 가지면 인버터에 흐르는 전류는 0인 상태로 추정된다. 따라서 Fig. 5의

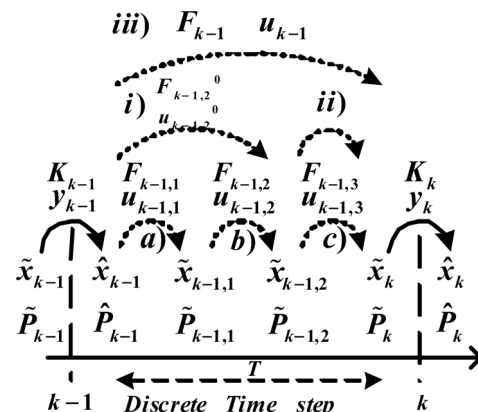


Fig. 5. State Flow Diagram

ii)는 그림의 (c)와 같은 과정으로  $\tilde{i}_k$  는  $\tilde{i}_{k-1,2}=0$ 인 초기치를 가지고 ii) 과정에 의해 상태는 사전추정 될 수 있다.

식 (19)의 결과에서  $\tilde{i}_{k-1,2}$  값이 음의 값이 아닌 양의 값을 가질 경우는 Fig. 5의 iii)의 과정으로

$$u_{k-1} = D_{k-1} + D_{k-1} \quad (20)$$

을 입력으로 하는 식 (9)와 식 (10)으로 상태를 사전추정 할 수 있다.

### 3.3 공분산 행렬의 전이

세분화된 입력과 시스템 모델에 따라 공분산 행렬  $\tilde{P}_k$  는 다음과 같이 단계별로 처리 된다.

$$\begin{aligned} \tilde{P}_{k-1,1} &= F_{k-1,1} \hat{P}_{k-1} F_{k-1,1}^T + \lambda_{k-1,1} Q_{k-1} \\ \tilde{P}_{k-1,2} &= F_{k-1,2} \tilde{P}_{k-1,1} F_{k-1,2}^T + \lambda_{k-1,2} Q_{k-1} \\ \tilde{P}_k &= F_{k-1,3} \tilde{P}_{k-1,2} F_{k-1,3}^T + \lambda_{k-1,3} Q_{k-1} \end{aligned} \quad (21)$$

식 (21)의  $\lambda_{k-1,1}, \lambda_{k-1,2}, \lambda_{k-1,3}$  값은 입력의 시간구간의 크기에 따라 시스템에 가산되는 불확실성의 가중치로 설정 할 수 있다. 식 (19)의 결과  $\tilde{i}_{k-1,2}$  값이 양이면 인버터에 흐르는 전류가 0인 구간이 없는 Fig. 5의 iii)의 과정이 되고, 공분산 행렬  $\tilde{P}_k$  도 식 (10)을 이용하여 구하게 된다. 그러나 식 (19)의 결과  $\tilde{i}_{k-1,2}$  값이 음의 값을 가지게 되면 전류 값이 0인 값을 갖는 구간이 발생하고, 발생된 구간에서는 전원이 개방된 상태가 된다. 전원이 개방된 상태에서 시스템에 가산되는 불확실성은 존재하지 않으므로 전류가 0이 되는 구간에서는 가산되는 시스템의 불확실성을 제거해야 한다. 따라서 전류가 0이 되는 시간을 다음과 같이 추정할 수 있다.

식 (19)에서  $c_x = D_x T$  라 할 때

$$c_x = \frac{T[a_{11}c_1+1 \ a_{12}c_1] \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{w} \end{bmatrix} + c_1 G_0}{(a_{11}c_1+1)T[a_{11}a_{12}] \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{w} \end{bmatrix} + [a_{11}c_1-1 \ a_{12}c_1] \begin{bmatrix} G_0 \\ G_1 \end{bmatrix}} \quad (22)$$

여기서,  $\hat{x}_{k-1} = [\hat{i}_{k-1} \ \hat{w}_{k-1}]^T$  는 시간 (k-1)T에서 얻어진 최적의 추정상태이고,  $a_{11} = -(R/L)$ ,  $a_{12} = -(k_e/L)$  의 값이다. 이 때 식 (22)에 의해 구해진  $c_x$ 의 값은 역병렬 다이오드로 전류가 흐르기 시작되고 전류가 0이 되는데 필요한 시간이 된다. 따라서 식 (18)의 시스템 모델로 공분산 행렬을 사전추정한다. 이때 각 시간 구간의 크기의 비를 불확실성의 가중치로 다음과 같이 설정하였다.

$$\lambda_{k-1,1} = \frac{c_1}{T}, \lambda_{k-1,2} = \frac{c_x}{T}, \lambda_{k-1,3} = \frac{c_3}{T} \quad (23)$$

본 논문에서 제시된, 인버터 스위치 상태를 반영한 개선된 사전 추정과정을 요약하면 다음과 같다.

1. 식 (22)에 의해 전류가 0이 되는 시간을 구한다.
2.  $c_1 + c_x + c_3 > 1$  이 참인지 거짓인지 판단 한다
3. 참일 경우는 전류가 0인 구간이 존재하지 않으므로 식 (9)와 식 (10)을 이용하여 사전추정을 한다.
4. 거짓일 경우는 전류가 0인 구간이 존재하므로 상태의 사전 추정은 식 (17.c), 식 (18.c)의 식만 사용하고 공분산 행렬의 사전 추정은 식 (17)의 이산화된 시스템 모델을 가지고 식 (21)의 과정을 거친다. 이때 시스템에 가산되는 불확실성은 식 (23)으로 설정한다.

## 4. 실험 결과

실험에는 Hub Wheel 형 BLDC 전동기를 사용하였으며, 사용된 전동기의 구체적인 사양은 다음 Table 1과 같다.

전동기를 구동을 위해 인버터를 구성하고, 스위치는 MOSFET의 IRF1407을 사용하였다. 스위치의 온 저항은 0.0078Ω이며, 역병렬 다이오드가 내장되어 있다.

ACS712는 Hall-Effect를 이용한 전류 계측용 소자이고, 전동기의 상전류를 측정하기 위해 사용하였다. 전류센서의 기준전원은 DC 5V이고, 분해능은 0.066V/A로 전류 측정 범위는 -30A ~ +30A 이다. 계측된 전류는 DC 2.5V를 기준으로 0.5V ~ 4.5V의 전압으로 출력된다. 전압으로 출력된 아날로그 값을 디지털 값으로 변환하기 위해 주연산장치에 내장된 12 비트 ADC를 사용하였다. 내장된 ADC는 0V~3V 입력 범위를 갖는다. 계측에 포함되는 오차 성분을  $\sigma_{im}^2 = 0.01A^2$ 로 설정 하였고, 시스템 모델은  $\sigma_i^2 = 0.01A^2$ 로 선형화의 오차 성분과 DC전원의 모델 오차 등이 포함 되어졌다. 또한 모델의 오차와 이산 샘플링 주기 동안 각 속도의 변화량의 오차성분을  $\sigma_w^2 = 0.001rad^2/s^2$ 로 설정하였다.

주 연산장치에서 상전환 로직, 전류제어기, 상태 추정기, 속도제어기 등의 알고리즘이 처리된다. 처리 되는 알고리즘의 기본주기는 인버터 PWM 구동 주기와 같은 50μs 이다. ADC 변환 완료된 시점에서 전류제어와 사후추정을 하

Table 1. Specification of the Hub Wheel BLDCM

정격 전압	$v_{dc} = 36$ Volt
상 저항	$R = 0.2385\Omega$
상 인덕턴스 합	$L = 450.5 \mu H$
역기전력 상수	$k_e = 0.44006$ Volt · s/rad

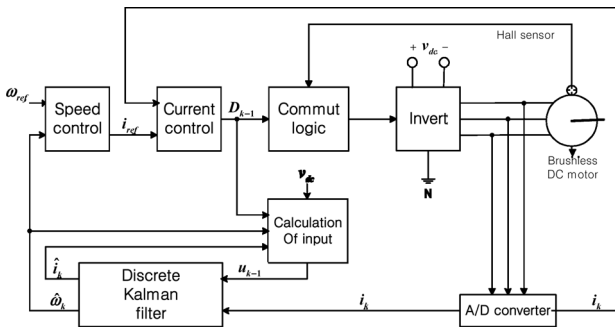
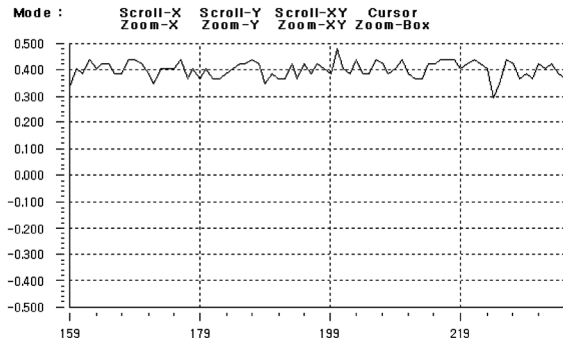
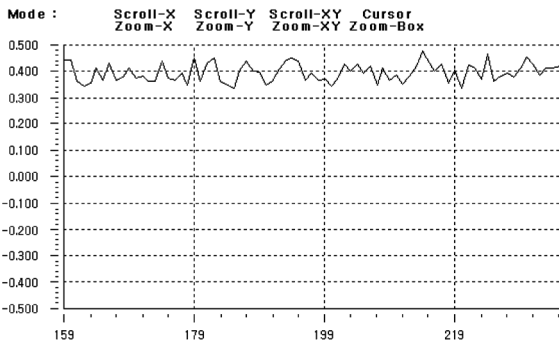


Fig. 6. System configuration



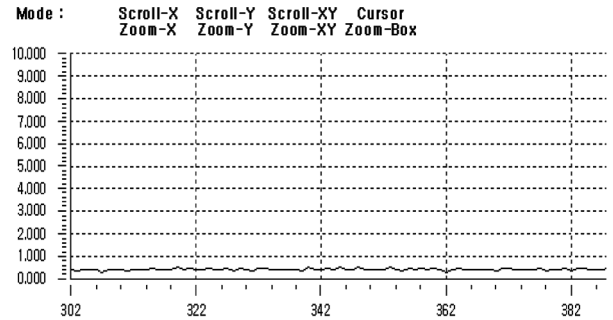
(a)



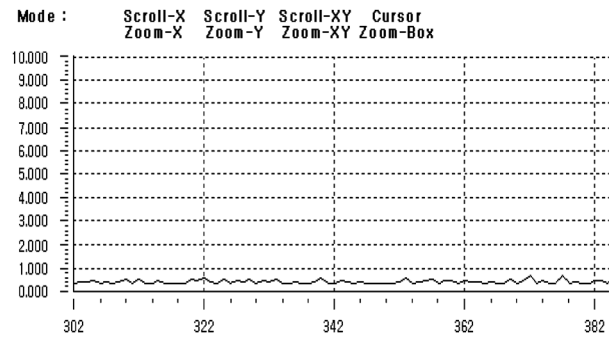
(b)

Fig. 7. Currents at the 0.4A current control. (a) measured current, (b) estimated current

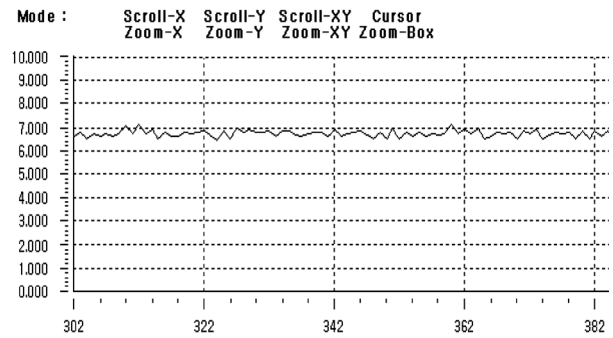
게 된다. 전류제어기에서 출력되는 새로운 제어입력 값과 사후 추정된 상태 값을 가지고 다음 상태값을 사전 추정하게 된다. 이 알고리즘이 처리되는 시간은 ADC 변환 시점에서 변환 완료까지 약 6 $\mu$ s의 시간이 되고, 전류제어를 하는데 걸리는 시간은 약 5 $\mu$ s의 시간이 소모되었다. 이후 추정 알고리즘을 처리하는데 20 $\mu$ s의 시간이 소모되었고, 400 $\mu$ s 마다 한 번씩 속도제어를 하는데 6 $\mu$ s의 시간을 소모하였다. 전체 처리의 시간은 약 37 $\mu$ s의 시간이 소모되었다. 주 연산처리장치는 고정소수점 연산장치로 부동소수점 연산에서 늘어나는 처리속도를 줄이기 위해, 고정 소수점으로 변환하여 처리하고, 이때 고정소수점 연산에서 발생하는



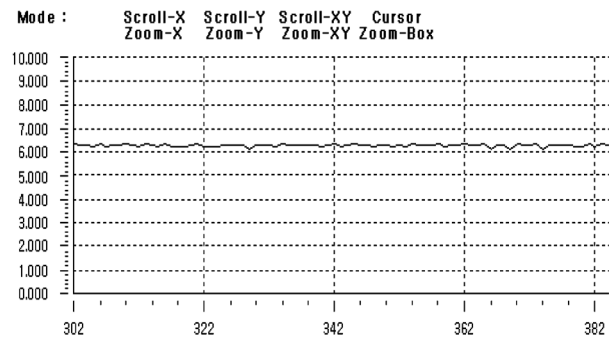
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 8. States at the 60 rpm angular velocity control. (a) measured current, (b) estimated current, (c) measured angular velocity, (d) estimated angular velocity

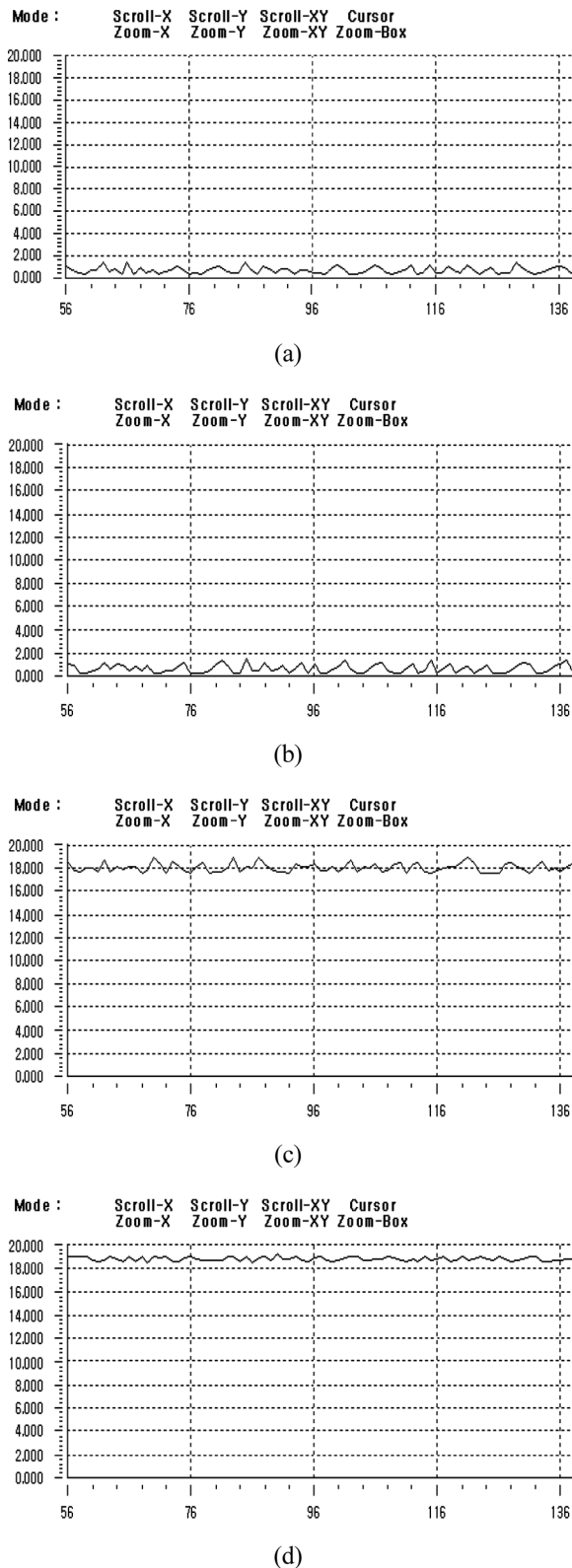


Fig. 9. States at the 180 RPM angular velocity control. (a) measured current, (b) estimated current, (c) measured angular velocity, (d) estimated angular velocity

연산 오차는  $1/524288$  이하이다.

Fig. 7은 전류제어기만 구성하고, 상태 추정을 한 결과로 전류제어가 되는 모습을 보인다. 전류의 변동이 최대 100 mA의 값을 가지고 있다.

Fig. 8은 무부하시 60rpm 각속도를 속도 레퍼런스로 하였을 때 얻어진 파형이다. Fig. 8의 (a)는 전류 제어가 0.5A에서 이루어지고 있는 모습이 보인다. 개선된 추정된 각속도는 실측 각속도에 비해 5%의 오차를 보이고 있다. 60rpm 이하로 각속도 제어를 하였을 때 특히 부하가 작아지고 전류 제어가 되는 구간이 낮아질수록 상태 추정기의 성능이 매우 저하되는데 Fig. 7에서 보듯이 전류 센서의 분해능의 영향이 한 요인이 된다.

Fig. 9은 각속도 레퍼런스를 180rpm으로 하였을 때의 얻어진 값으로 전류제어가 1A 정도에서 이루어지는 것을 알 수 있고, 속도 추정오차는 5% 범위 안에서 이루어진다는 것을 볼 수 있다.

## 5. 결론

본 논문은 속도 계측이 용이하지 않은 허브 휠 전동기의 속도 제어를 위하여 전류의 계측만을 활용하는 속도 추정 알고리즘을 제안하였다.

제안된 속도추정 알고리즘은 입력의 오차를 적극 반영함으로써 무부하시 60rpm의 각속도에서도 제안된 방법이 안정된 속도제어를 할 수 있었다. 그러나 60rpm 이하의 각속도 제어에서는 추정성능이 급격히 저하되었다. 추정 성능의 향상을 위해서는 전류 계측의 분해능이 큰 영향을 끼침을 알 수 있었다. 본 논문은 고정자 저항, 인덕턴스 등을 상수로 설정하고, 기계적인 영향을 무시한 간략한 모델을 사용하였으나, 추후 연구 과제로 파라메타와 부하의 변동에 대하여 강인한 추정 알고리즘에 대한 연구도 필요하다.

## 감사의 글

이 논문은 2007년 광운대학교의 연구비 지원에 의하여 연구 되었습니다.

## 참고 문헌

1. J.R. Hendershot Jr and THE Miller (1994), "Design Of Brushless Permanent-Magnet Motors", MAGNA Physics and OXFORD Physics Publications. pp.2-27~2-38, pp.10-1~10-8.
2. K. Iizuka, H. Uzuhashi, M. Kano, T. Endo, and K. Mohri, (1985), "Micro computer control for sensorless brushless motor," IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. IA-21, pp.595-601, May-June.

3. R. C. Beccerra, T. M. Jahns, and M. Ehsani (1991), "Four quadrant sensorless brushless motor," in *proc. IEEE APEC '91*, pp 202-209.
  4. Jianwen Shao, Dennis Nolan, Maxime Teissier, and David Swanson (2003), "A Novel Microcontroller-Based Sensorless Brushless DC (BLDC) Motor Drive for Automotive Fuel Pumps", *IEEE Trans. Industry Applications.*, Vol.39, No.6, pp.1734-1740, November/December.
  5. J. C. Morita (1996), "Indirect sensing for rotor flux position of Permanent magnet AC motors operating in wide speed range", *IEEE Trans. Industry Applications.*, Vol.32, No.6, pp.1394-1401, November/December.
  6. R. Dhaouadi, N. Mohan, and L. Norum (1991), "Design and implementation of an extended Kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol.6, pp. 491-497, July.
  7. Bozo Terzic, and Martin Jadric (2001), "Design and Implementation of the Extended Kalman Filter for the speed and Rotor Position Estimation of Brushless DC Motor" *IEEE Trans. Industry Electronics.*, Vol.48, No.6, December.
  8. Dan Simon (2006), "Optimal state estimation", *Wiley-Interscience*, pp. 123-130.
- (2008년 4월 17일 논문접수, 2008년 4월 23일 심사완료)