

論文2000-37SC-2-11

## 주파수불변 위상지연기를 사용한 BLDCM의 센서리스제어 (Sensorless Control of Brushless DC Motors Using a Frequency-Independent Phase Shifter)

鄭斗熙\*, 河仁重\*\*  
(Doo-Hee Jung and In-Joong Ha)

### 요 약

본 논문에서는 입력 신호의 영점 통과점을 특정 위상 값만큼 지연시켜 주는 위상지연기(FIPS)를 사용한 브러쉬 없는 직류 전동기(BLDCM)의 센서리스 제어 방식을 제안한다. 제안한 FIPS의 검출 성능은 주파수에 무관하며 측정 잡음에 대해 강인하다. 제안한 센서리스 제어 방식은 이러한 FIPS를 사용한 것으로 기존 방식에 비해 잡음에 대한 강인성과 비용 면에서 효율적이다. 성능 분석과 다양한 구동조건에서의 실험을 통해 제안한 센서리스 제어 방식의 일반성과 유용성을 입증하였다.

### Abstract

This paper describes a sensorless control scheme for brushless dc motors(BLDCMs) using a phase shifter(FIPS) which can shift the zero-crossing point of the input signal with a specified amount of phase. The detection performance of the proposed FIPS is independent of the frequency of the input signal and quite robust with respect to the measurement noise. It is shown that the proposed sensorless control scheme using the FIPS is more effective in the respects of noise-robustness and cost than the previously known schemes. The generality and practicality of the proposed sensorless control scheme is demonstrated through performance analysis and experiments under various operating conditions.

### I. 서 론

효율이 높고 유지보수의 문제가 없으므로 공작기계, 로봇과 같은 산업전자 제품이나 고성능 및 고효율화 추세인 가전제품의 구동부로 많이 사용되고 있는 브러쉬 없는 직류 전동기(brushless DC Motors, BLDCM)는 고정자 권선에 흐르는 전류와 영구자석으로 이루어진 회전자의 자속 사이에서 발생하는 회전력

으로 동작한다. 따라서 BLDCM을 고성능으로 제어하기 위해서는 회전자의 위치 정보가 필수적인데 위치 검출기의 사용은 전체 시스템의 비용을 상승시키고 크기를 크게 만들뿐 아니라 내구성을 떨어뜨리는 문제가 있다. 이러한 측면에서 위치 센서를 사용하지 않으면서 BLDCM의 속도를 제어하는 소위 BLDCM의 센서리스 제어에 대한 연구가 활발히 진행되었다<sup>[1]-[6]</sup>.

BLDCM의 제어방식은 크게 구형파 제어와 정현파 제어로 나눌 수 있다<sup>[7]</sup>. 이때 필요로 하는 위치 정보의 해상도는 두 가지 제어 방식에 따라 완전히 달라지므로 센서리스 제어 방법 역시 완전히 달라지게 된다. 구형파 제어의 경우 위치 정보를 얻기 위하여 역기전력에 대하여 30° 혹은 90° 지연된 위상의 홀센서 신호가 널리 사용되는데 따라서 역기전력에 대하여 30° 혹은 90° 지연된 영점 통과 지점을 정확히 검출하는 것이 위치 검출기 없이 저가로 BLDCM을 제어하는

\* 正會員, 三星電子(株) 冷空調(事) 先行研究그룹  
(Advanced Technology Research Group, Ref. and Air Conditioner Division.)

\*\* 正會員, 서울大學校 電氣工學科  
(School of Electrical Engineering Seoul National University)

接受日字:1999年3月23日, 수정완료일:2000年1月19日

데 중요한 문제가 된다.

Iizuka 등은 이러한 신호의 영점 통과를 검출하는 방법으로 상 전압을 적절히 필터링해 줌으로써 홀센서 신호를 추정하는 방식을 제안하였다<sup>[1]</sup>. 하지만 필터에 의해 발생하는 위상지연이 전동기 속도에 따라 달라지므로 제어 성능 역시 구동 조건에 따라 달라지는 문제가 있다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 Ogasawara 등은 환류 다이오드의 도통상태를 관찰하고 이를 바탕으로 디지털 위상 지연기를 사용함으로써 구동조건에 무관하게 일정한 제어성능을 가지는 방식을 제안하였다<sup>[2]</sup>. 그러나 이 방식은 추가적인 검출 회로가 필요할 뿐 아니라 특정한 초핑 형태를 사용해야하는 문제가 있다.

본 논문에서는 새로운 위상 지연기를 사용함으로써 기존 방식의 단점을 효과적으로 해결한 센서리스 제어 방식을 제안하였다. 제안한 센서리스 제어방식은 광범위한 전동기 속도 및 부하 조건에 대해 균일한 제어 성능을 나타낸다. 이러한 특성은 제안하는 위상 지연기의 영점 통과 검출 성능이 신호의 주파수에 무관한 사실에서 기인하는데 제안한 위상 지연기를 사용한 센서리스 제어방식은 마이컴(microcomputer, MICOM)을 사용하여 쉽게 구현할 수 있으므로 간단한 전압 검출 회로만으로 구현 가능하며 특정한 초핑 형태만을 사용해야 하는 제약도 없다. 구체적으로 말하면 제안한 방식은 Iizuka 등이 제안한 방식<sup>[1]</sup>과 동등한 수준의 비용으로 Ogasawara 등이 제안한 방식<sup>[2]</sup>과 동등한 수준을 제어 성능을 얻을 수 있게 한다. 또한 실험과 엄밀한 성능 분석을 통하여 제안한 방식의 우수성을 확인하였다. 본 논문의 구성을 다음과 같다. 먼저 2장에서는 새로운 위상 지연기에 대하여 설명하고 3장에서 그 성능을 분석하였다. 4장에서는 제안한 위상 지연기를 사용한 BLDCM의 센서리스 제어방식에 대해 설명하고 추정 성능이 보장되는 조건을 유도하였다. 5장에는 제안한 센서리스 방식의 우수성 및 실용성을 보이기 위한 실험 결과를 나타내었으며 6장에서 결론을 맺었다. 한편 이해의 편의를 위해 3장에 있는 일부 수식에 대한 유도과정은 부록에 나타내었다.

## II. 주파수 불변 위상 지연기

우선 정현파 신호  $x_o = \sin \theta(t)$ 를 생각해보자. 이때 입력 신호  $x_o(t)$ 로부터  $\phi^*$ 만큼 위상 지연된 신호의

영점 통과를 검출하는 문제는 다음과 같은 구형파신호  $y^*(t)$ 를 구하는 문제로 볼 수 있다.

$$y^*(t) = \text{sgn}[\sin(\theta(t) - \phi^*)], \text{sgn}[x] \equiv \begin{cases} 1 & \text{if } x \geq 0 \\ -1 & \text{if } x < 0 \end{cases} \quad (1)$$

우선  $x_o(t)$ 가 주기함수인 경우, 즉  $x_o(t) = x_o(t+T)$ 인 경우를 생각해보자. 측정잡음이 없는 경우  $y^*(t)$ 는 시간지연  $T_d \equiv \phi^*/2\pi$ 의 지연기와 비교기를 사용하여 간단히 얻을 수 있다. 그러나 실제 입력신호  $x_o$ 는 측정잡음  $\eta$ 의 영향을 받게되므로 측정신호  $x$ 는 다음과 같이 입력신호  $x_o$ 와 측정잡음  $\eta$ 의 합으로 볼 수 있다.

$$x = x_o + \eta. \quad (2)$$

이러한 측정잡음의 영향을 줄여주기 위하여 실제 시스템에서는 적절한 저역필터  $F(s)$ 가 사용된다. 이때 저역필터에 의해 발생하는 위상지연을  $-\angle F(j2\pi/T) = \phi^*$ 가 되도록 설정해 줌으로써 추가적인 지연기를 사용하지 않고도 식 (1)과 같이 원하는  $y^*(t)$ 를 얻을 수 있다.

이제  $x_o(t)$ 의 주파수가 일정하지 않은 일반적인 경우를 생각해보자. 고정된 위상 지연으로 영점통과를 검출하는 전형적인 방법을 그림 1에 나타내었다. 여기에서 입력 신호  $x_o(t)$ 의 주파수  $\omega$ 는 적절한 방법을 통해 추정된다. 그러면 이 추정값  $\hat{\omega}$ 는 다음과 같이 지연기의 시간 지연값  $T_d$ 를 구하는데 사용된다.

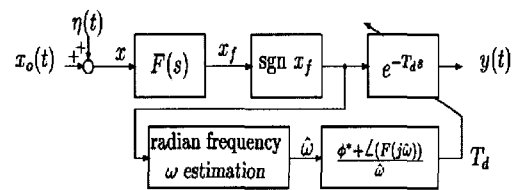


그림 1. 고정된 위상 지연으로 영점 통과를 검출하는 전형적인 방식

Fig. 1. A typical scheme for detecting zero-crossing with a fixed phase-shift.

$$T_d = \frac{\phi^* + \angle F(j\hat{\omega})}{\hat{\omega}}. \quad (3)$$

여기에서 저역필터의 위상지연은 가능한 입력신호 주파수  $\omega$ 에 대하여  $-\angle F(j\omega) < \phi^*$ 를 만족하도록 설계

한다. 한편  $\phi^* \geq \pi/2$ 인 경우  $F(s) = 1/s$ 와 같이 선택함으로써  $T_d$ 는 다음과 같이 간단하게 구할수 있다.

$$T_d = \frac{\phi^* - \pi/2}{\omega} \quad (3)$$

뿐만 아니라 측정잡음의 영향도 효과적으로 저감할 수 있다. 그러나 이상적인 적분기는 직류오프셋에 대하여 발산하는 문제가 있으며 또한 입력신호의 주파수  $\omega$ 를 추정하기 위한 효과적인 방법이 여전히 필요하게 된다.

이러한 문제는 해결하기 위하여 다음과 같이 새로운 위상 지연기를 제안한다. 먼저 상수  $r$ 을

$$r \equiv \phi^*/\pi \quad (4)$$

와 같이 정의하자. 그러면 제안하는 위상 지연기의 출력  $y$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$y(t) \equiv \frac{1 + \text{sgn}(tP(t) - N(t))}{2} - \frac{1 - \text{sgn}(P(t) - rN(t))}{2} \quad (5)$$

여기서  $P, N$ 은 다음과 같이 정의된다.

$$P(t) \equiv \min\left(\int_{t_p}^t \frac{1 + \text{sgn}x(\tau)}{2} d\tau, M\right) \quad (6a)$$

$$N(t) \equiv \min\left(\int_{t_n}^t \frac{1 - \text{sgn}x(\tau)}{2} d\tau, M\right) \quad (6b)$$

여기서  $t_p$ 는  $t_k \leq t$  이고

$$N(t_k) = rP(t_k) \quad (7a)$$

를 만족하는 가장 큰  $t_k$ 를 나타내며  $t_n$ 는  $t_k \leq t$  이고

$$P(t_k) = rN(t_k) \quad (7b)$$

를 만족하는 가장 큰  $t_k$ 를 나타낸다.

$P(t)(N(t))$ 는 측정신호  $x$ 가 연속적으로 양(음)의 값을 가지는 구간의 크기를 나타냄을 주목하자. 그리고 (7)과 같이  $t_p$ 와  $t_n$ 을 갱신하는 것은  $P$ 와  $N$ 값을 교대로 0으로 만들어 주는 것과 같다. 적분기 anti-windup 효과<sup>[8]</sup>를 얻기 위하여  $P, N$ 값은 양의 상수  $M$ 에 의해 제한해 주는데 제안하는 위상 지연기의 정상동작을 위한  $M$ 값의 선택에 대해서는 뒤에 설명한다. 한편  $t_p$ 와  $t_n$ 의 초기값은 0으로 해준다. 즉,  $t_p(0) = t_n(0) = 0$ . 따라서

$$P(0) = N(0) = 0. \quad (8)$$

이해의 편의를 위해 제안하는 위상 지연기의 블록도를 그림 2(a)에 나타내었다.

이제 이상적인 경우, 즉 측정잡음이 없고 입력신호가 주기적인 경우, 즉,

$$\dot{\theta}(t) = 2\pi/T, \quad t \geq 0 \text{ for some constant } T, \quad (9a)$$

$$\text{sgn } x(t) = \text{sgn } x_c(t), \quad t \geq 0, \quad (9b)$$

인 경우 제안하는 위상 지연기의 동작을 알아보자. 이상적인 경우 제안하는 위상 지연기의 동작을 그림 2(b)에 나타내었다. 그림 2(b)에 나타난 대로  $t_{zk}^*$ 와  $t_{zk}$ 는 각각  $y^*$ 와  $y$ 의  $k$ 번째 영점 통과가 발생한 시간을 나타낸다. 그리고  $t_{zk}$ 시점에서 제안하는 위상 지연기의 위상 지연 오차를  $\epsilon_k$ 로 나타낸다. 이러한  $\epsilon_k$ 는  $t_{zk}$ 시점에서 식 (5)와 같이 주어지는 구형파 신호  $y$ 와 식 (1)과 같이 주어지는 구형파 신호  $y^*$ 간의 위상차를 나타낸다. 한편  $t_{ck}$ 는 입력신호  $x$ 의  $k$ 번째 영점통과가 발생한 시간을 나타낸다.

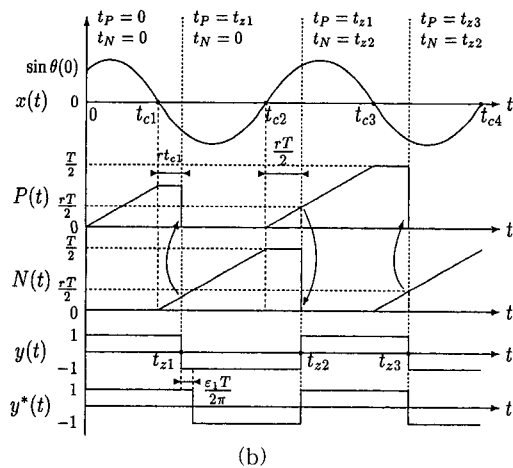
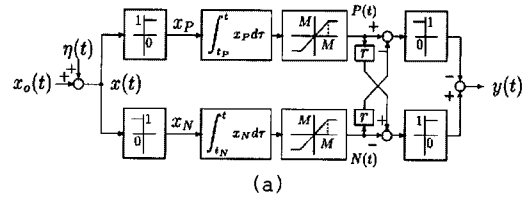


그림 2. 영점 통과 검출을 위해 제안하는 위상 지연기, (a) 제안하는 지연기의 블록선도, (b) 이상적인 경우 위상 지연기의 기본적인 동작

Fig. 2. The proposed phase shifter for detecting zero-crossing point. (a) Block diagram representation, (b) Basic operation for the ideal case.

다음에 보이는 바와 같이 제안하는 위상 지연기의 위상 지연 오차는 입력신호의 한 주기 안에 0이 된다. 즉, 이상적인 경우

$$y(t) = y^*(t) \text{ for all } t \geq T. \quad (10)$$

이러한 사실을 보이기 위해  $0 \leq \theta(0) = \theta_0 < \pi$ 인 경우만 생각해 보면 충분하다. 먼저 다음을 가정한다.

$$M \geq T/2. \quad (11)$$

$t_{ck}$ 의 정의에 의해,

$$t_{ck} = \frac{kT}{2} - \frac{\theta_0 T}{2\pi}, \quad k=1, 2, \dots \quad (12)$$

$\sin \theta(t) \geq 0$  for  $t \in [0, t_{c1}]$ 임을 주목하자. 따라서 식 (6b)의  $N(t)$ 는 측정신호의 부호가 음으로 바뀌는  $t = t_{c1}$ 시점까지 0을 유지하게 되고 식 (7a)를 만족하는  $t_1 \in [0, t_{c1}]$ 은 존재하지 않게 되므로 식 (6a)의  $P$ 는  $t = t_{c1}$ 시점까지 증가하게 된다. 즉,

$$N(t_{c1}) = 0, \quad P(t_{c1}) = t_{c1}. \quad (13)$$

이후  $P(t)$ 는  $t = t_{c1}$ 시점의 값을 유지하게 된다.

한편 구간  $[t_{c1}, t_{c2}]$ 에서  $\sin \theta(t) \leq 0$ 이므로  $N(t)$ 는 계속 증가하게 된다. 식 (13)으로부터 그림 2(b)에 나타난 것과 같이  $rP(t) = N(t)$ 를 만족하는 시간  $t_{c1}$ 이 존재함을 알 수 있다. 따라서  $t = t_{c1}$ 시점에 식 (6a)의  $t_p$ 는 0에서  $t_{c1}$ 으로 갱신되므로 식(6a)의  $P(t)$ 는 0이 되고 식 (5)의  $y(t)$ 는 +1에서 -1로 바뀌게 된다. 앞에서 설명한 대로 다음이 자명하게 성립한다.

$$N(t_{c2}) = T/2, \quad P(t_{c2}) = 0. \quad (14)$$

이제 구간  $[t_{c2}, t_{c3}]$ 에 대해 생각해 보자. 이 구간에서

$$N(t_{c3}) = 0, \quad P(t_{c3}) = T/2. \quad (15)$$

$t = t_{c2}$ 이후 제안하는 위상 지연기의 출력  $y$ 는 식 (1)로 주어지는 원하는 출력  $y^*$ 와 일치함을 주목하자, 즉, 제안하는 위상 지연기는 입력 신호의 한 주기 내에 원하는 기능을 하게 된다.  $\pi \leq \theta_0 < 2\pi$ 인 경우에 대해서는 위의 설명에서  $P$ 와  $N$ 의 역할을 바꿔줌으로써 동일한 결과를 얻을 수 있다.

지금까지 설명한 이상적인 경우  $M$ 을 식 (11)과 같이  $T/2$ 보다 큰 임의의 값으로 선택해 주면 제안하는 위상 지연기는 정상적인 동작을, 즉  $P$ 와  $N$ 이 교대로 0으로 설정되는 동작을 하게 되며 위상 지연 오차는 입력 신호의 한 주기 내에 0이 됨을 알 수 있다. 또한 그 성능은 입력 주파수에 무관함을 알 수 있다. 이런 의미에서 이후 제안하는 위상 지연기를 주파수 불변 위상 지연기(frequency independent phase shifter, FIPS)라고 부른다.

### III. 오차 분석

이제 제안하는 FIPS의 위상 지연 오차  $\varepsilon_k$ 에 대해 생각해 보자. 위상 지연 오차는 입력 신호의 주파수 변동과 입력 신호와 측정 신호간의 부호 차를 일으키는 측정 잡음에 의해 발생하므로 다음과 같은 두 가지 경우를 생각해 보자.

(i) 입력 신호의 주파수가 일정하게 증가하고 측정 잡음에 의한 입력 신호와 측정신호의 부호 차가 없는 경우(가속에 의한 오차)

(ii) 입력 신호가 주기적이고 측정잡음에 의해 입력 신호와 측정 신호의 부호 차가 존재하는 경우(잡음에 의한 오차)

전장에서 설명한 바와 같이 FIPS의 정상적인 동작을 한다는 것은  $P(t)$ 와  $N(t)$ 가 입력 신호의 한 주기 동안 한번씩 교대로 0으로 설정되는 것으로 FIPS의 입력 신호의 영점 통과 횟수와 출력의 영점 통과 횟수가 같음을 의미한다. 그런데 과도한 가속이나 측정 잡음이 존재하는 경우 FIPS 출력의 영점 통과 횟수는 입력 신호의 영점 통과 횟수보다 적거나 혹은 많아지게 되는데 간단한 분석을 통하여 위에 설명한 전형적인 두 가지 경우에 대하여 FIPS가 정상적으로 동작하는 충분 조건을 구할 수 있다. 그러나 여기서는 지면의 제약과 논문의 원활한 흐름을 위해 이러한 조건에 대한 유도는 생략하고 대신 FIPS가 정상 동작하는 가정 하에서 위상 지연 오차만을 유도하기로 한다. 이후 일반성을 잃지 않고  $\theta > 0$ ,  $t \geq 0$ 을 가정한다. 먼저 (i)의 경우를 생각해 보자. 즉,

$$\tilde{\theta}(t) = \alpha_0 \text{ for a nonzero constant } \alpha_0, \quad \forall t \geq 0 \quad (16a)$$

$$\text{sgn} x(t) = \text{sgn} x_o(t), \quad \forall t \geq 0 \quad (16b)$$

부록에 유도한 대로 가속에 의한 위상 지연 오차  $\epsilon_k$  는 다음과 같다.

$$\epsilon_k = -\frac{r(1+r)\pi}{1+2r} \left( \frac{1-\sqrt{1-2\pi(1+2r)a_0/\dot{\theta}^2(t_{2k})}}{1+\sqrt{1-2\pi(1+2r)a_0/\dot{\theta}^2(t_{2k})}} \right). \quad (17)$$

식 (17)로부터 가속에 의한 위상 지연 오차  $\epsilon_k$ 는  $r$  과  $\dot{\theta}(t_{2k})$ 의 함수임을 알 수 있다. 만일  $a_0$ 가 0으로 접근하면  $\epsilon_k$ 는  $\dot{\theta}(t_{2k})$ 에 무관하게 0으로 접근함을 알 수 있는데 이것은 그림 2(b)의 이상적인 경우에 해당한다. 또한  $\dot{\theta}(t_{2k})$ 값이 커질수록  $\epsilon_k$ 값은 작아지는데 이것은 고속에서 성능이 좋아짐을 의미한다. 다음에는 (ii)의 경우를 생각해보자. 즉,

$$\dot{\theta}(t) = \omega_0 \text{ for some constant } \omega_0, \quad (18a)$$

$$\text{sgn}x(t) \neq \text{sgn}x_o(t) \text{ for some } t \quad (18b)$$

이 경우 부록에 유도한 바와 같이 측정잡음에 의한  $\epsilon_k$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\epsilon_k = \omega_0 \{r(m_1 - m_3) + r(m_4 - m_2) - (m_3 - m_4)\}, \quad (19)$$

여기서  $m_i, i=1, \dots, 4$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$m_{2n-1} \equiv \int_{t_{2k-2+n}}^{t_{2k-1+n}} \frac{|\text{sgn}x(t) - \text{sgn}x_o(t)|}{2} dt, \quad n=1, 2, \quad (20a)$$

$$m_{2n} \equiv \int_{t_{2k-2+n}}^{t_{2k-1+n}} \frac{|\text{sgn}x(t) - \text{sgn}x_o(t)|}{2} dt, \quad n=1, 2. \quad (20b)$$

전형적인 경우가 그림 3에 나타나 있다. 식 (19)로부터  $m_1 = m_2 = m_3 = m_4$ 인 경우 위상 지연 오차는 0이 됨을 알 수 있는데 이것은 측정잡음의 영향이 FIPS의 적분 작용으로 인하여 서로 상쇄됨을 의미한다.

지금까지 설명한 FIPS의 성질을 정리해보면 다음과 같다. 우선 FIPS는 측정 신호의 부호만을 이용하므로 디지털 필터의 구현에 있어서 일반적으로 사용되는 아날로그-디지털 변환기(analog to digital converter, ADC)를 필요로 하지 않는다. 또한 그림 2(a)에서 보는 바와 같이 두 개의 적분기가 측정 잡음을 효과적으로 제거해주고 특히  $\phi^* = \pi/2$ 의 경우, FIPS는 이상적인 적분기와 동일한 동작을 하게 된다. 한편 이러한 두 개의 적분기는 교대로 0으로 설정되므로 별도의 오프셋 보상 기법이 필요하지 않게 된다. 또한 제안하는

FIPS는 입력 신호의 영점 통과를 바로 사용하지 않으므로 측정 신호의 불확실한 영점 통과에 대해 강인하다.

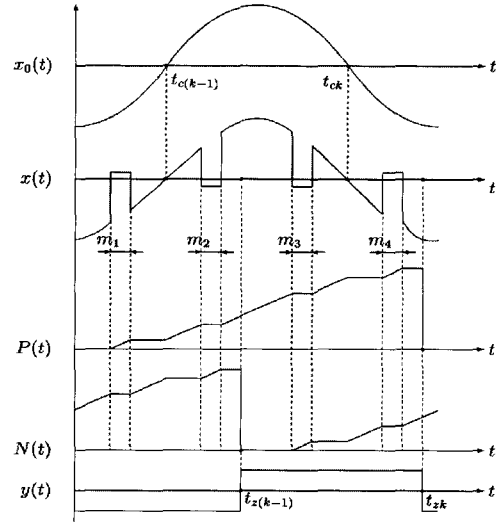


그림 3. 측정 잡음의 영향  
Fig. 3. Effect of measurement noise.

#### IV. BLDCM의 센서리스 제어의 응용

이제 제안한 FIPS를 BLDCM의 센서리스 제어에 어떻게 사용하는지 설명하자. 역기전력이 정현파인 경우 BLDCM의 동적 방정식은 다음과 같다.

$$L \dot{i}_k = -Ri_k + K_e \theta \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}(k-1)) + v_k, \quad k=1, 2, 3, \quad (21a)$$

$$J \ddot{\theta}_m = -B \dot{\theta}_m + T_e - T + L, \quad \theta = p\theta_m, \quad (21b)$$

$$T_e = pK_e \{i_1 \cos(\theta) + i_2 \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_3 \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})\}. \quad (21c)$$

여기서  $i_k, v_k, \theta, \theta_m$  그리고  $p$ 는 각각 k번째 상 전류, k번째 상 전압, 전기각, 기계각, 그리고 극대수를 나타낸다. 그리고  $R, L, J, B, T_e, T_L$ , 그리고  $K_e$ 는 각각 상 저항, 상 인덕턴스, 회전 관성, 점성마찰계수, 발생 토크, 부하 토크, 그리고 역기전력 상수를 나타낸다.

BLDCM의 전기적인 정류(commutation)를 위해 보통 전기각 60° 해상도의 홀소자 신호가 사용된다<sup>[7]</sup>. 역기전력과 홀소자 신호의 파형이 그림 4(a)에 나타나 있다. 그림 4(a)로부터 각  $k=1, 2, 3$ 에 대하여 k번째 역기전력  $E_k$ 의 영점 통과는 해당되는 홀소자 신호  $H_k$ 의 영점 통과에 대해 30° 앞섬을 알 수 있다. 따라

서 상전압 정보로부터 30° 혹은 90° 위상지연을 가지고 역기전력의 영점 통과를 검출할 수 있다면 홀소자를 사용하지 않고도 BLDCM을 효과적으로 제어할 수 있음을 알 수 있다<sup>[1,2]</sup>.

BLDCM의 k번째 상에 대한 FIPS의 입력 신호  $x_{ko}(t)$ 와 측정 신호  $x_k(t)$ , 그리고 측정 잡음  $\eta_k(t)$ 은 다음과 같다.

$$x_{ko}(t) \equiv E_k(t) \equiv K_e \theta \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}(k-1)), \quad k=1,2,3, \quad (22a)$$

$$x_k(t) \equiv v_k(t), \quad k=1,2,3, \quad (22b)$$

$$\eta_k(t) \equiv x_k(t) - x_{ko}(t) = L \dot{i}_k + R i_k, \quad k=1,2,3. \quad (22c)$$

각  $k=1, \dots, 6$ 에 대하여 그림 4(a)에 정의된 정류 영역  $S_k$ 의 추정 영역을  $\hat{S}_k$ 로 표시하자. 제안하는 센서리스 방식에서  $\hat{S}_k, k=1, \dots, 6$ 는 그림 4(b)에 나타난 대로 3개의 FIPS 출력  $y_k, k=1, 2, 3$ 로부터 얻어진다.

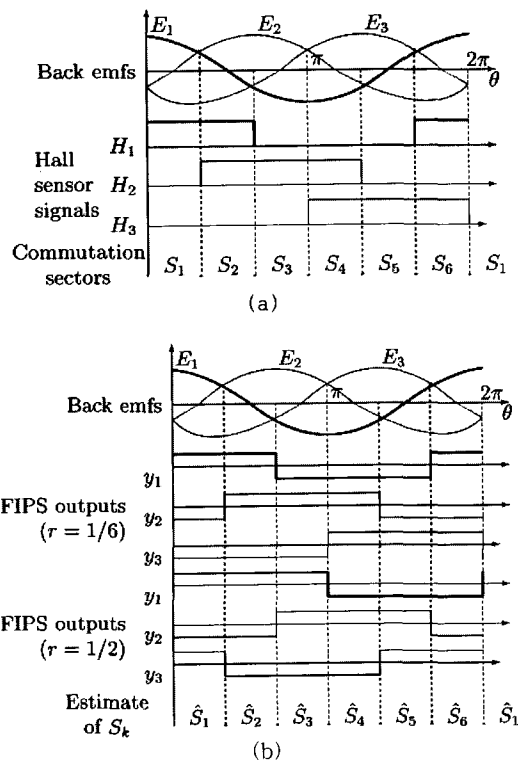


그림 4. FIPS를 사용한 위치 검출, (a) 역기전력과 홀소자 신호의 파형, (b)  $y_k, \hat{H}_k$ , 및  $\hat{S}_k$ 의 관계  
 Fig. 4. Estimation of the rotor position using FIPS. (a) Waveforms of hall-sensor signals and back emf, (b) Relationships between  $y_k, \hat{H}_k$ , and  $\hat{S}_k$ .

한편 BLDCM의 구동에 일반적으로 사용되는 펄스 폭변조(pulse width modulation, PWM) 인버터의 구조를 그림 5에 나타내었다. 2상 구동 방식의 경우 상단 스위칭 소자  $Q_k^+$ 과 하단 스위칭 소자  $Q_j^-, j \neq k$ 를 제외한 모든 스위칭 소자는 꺼지게 된다.

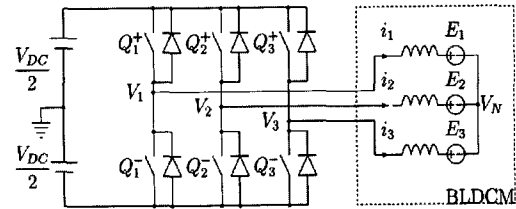


그림 5. PWM 인버터의 구조  
 Fig. 5. Configuration of a PWM inverter.

제어 가능한 것은 open 되지 않은 상의 단자 전압  $V_k$ 의 평균값으로써 이때 상 전압  $v_k$ 는 단자 전압  $V_k$ 와 중성점 전압  $V_N$ 의 차로 나타낼 수 있음을 주목하자.

$$v_k = V_k - V_N, \quad k=1,2,3. \quad (23)$$

만일 PWM신호가 상단과 하단 스위칭 소자에 동시에 인가되는 경우 단자 전압의 평균값을 정리하면 표 1과 같다. 여기서  $V^*$ 은 나중에 설명하는 대로 전압 명령을 의미하며 ' $V_k$ 가 open'이라는 것은 'k번째 상이 open', 즉, ' $Q_k^+$ 와  $Q_k^-$ 가 전부 꺼져있음'을 나타낸다.

표 1. 인가되는 단자 전압  
 Table 1. Applied terminal voltages.

	$V_1$	$V_2$	$V_3$
$\theta \in \hat{S}_1$	$V^*$	Open	$-V^*$
$\theta \in \hat{S}_2$	Open	$V^*$	$-V^*$
$\theta \in \hat{S}_3$	$-V^*$	$V^*$	Open
$\theta \in \hat{S}_4$	$-V^*$	Open	$V^*$
$\theta \in \hat{S}_5$	Open	$-V^*$	$V^*$
$\theta \in \hat{S}_6$	$V^*$	$-V^*$	Open

전장에 설명한대로 위상 지연 오차는 측정 잡음이 입력 신호와 측정 신호간의 부호 차를 일으키지 않는 이상적인 경우 0이 된다. 이러한 조건, 즉  $\text{sgn} x_k(t) = \text{sgn} x_{ko}(t)$  인 조건은 다음과 같이 유도할 수 있는데 유도 과정에서 PWM 인버터의 순시전압

대신에 평균 전압을 사용한다. 또한 위상 지연 오차의 크기는 30° 이내라고 가정한다.

이상적인 환류 다이오드 모델을 사용하면 k번째 상이 open 된 경우 open된 상의 단자 전압  $V_k$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_k = \begin{cases} -\frac{V_{DC}}{2} \operatorname{sgn}(i_k), & \text{if } |i_k| > 0 \text{ (free-wheeling mode)} \\ E_k + V_N, & \text{if } i_k = 0 \text{ (open-circuit mode)} \end{cases} \quad (24)$$

식 (23)과 (24)를 사용한 계산을 통하여 추정된 정류 영역  $\hat{S}_k, k=1, \dots, 6$ 에서  $x_1$ 을 구해보면 표 2와 같다.

표 2. 각 동작 영역에서  $x_1(t)$ 의 표현  
Table 2. Representation of  $x_1(t)$  in each operation region.

	open-circuit mode	free-wheeling mode
$\theta \in \hat{S}_1$	$v^* - \frac{K_e \dot{\theta}}{2} \sin(\theta - \frac{\pi}{6})$	$v^* - \frac{V_{DC}}{6}$
$\theta \in \hat{S}_2$	$x_{1o}(t)$	$-\frac{V_{DC}}{3}$
$\theta \in \hat{S}_3$	$-v^* + \frac{K_e \dot{\theta}}{2} \sin(\theta - \frac{\pi}{6})$	$-v^* - \frac{V_{DC}}{6}$
$\theta \in \hat{S}_4$	$-v^* - \frac{K_e \dot{\theta}}{2} \sin(\theta - \frac{\pi}{6})$	$-v^* + \frac{V_{DC}}{6}$
$\theta \in \hat{S}_5$	$x_{1o}(t)$	$\frac{V_{DC}}{3}$
$\theta \in \hat{S}_6$	$v^* + \frac{K_e \dot{\theta}}{2} \sin(\theta - \frac{\pi}{6})$	$v^* + \frac{V_{DC}}{6}$

한편  $x_{1o}$ 는 항상 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_{1o}(t) = E_1(t) = K_e \dot{\theta} \cos \theta. \quad (25)$$

우선 open-circuit mode, 즉, free-wheeling mode 이후의 구간으로 open된 상 전류가 0으로 완전히 감쇄한 경우를 생각해 보자. 이 경우 표 2에 나타난 대로  $\theta(t) \in \hat{S}_2 \cup \hat{S}_5$ 이면  $x_1(t) = x_{1o}(t)$ 가 성립하므로  $\operatorname{sgn} x_1(t) = \operatorname{sgn} x_{1o}(t)$ 이다. 한편  $\theta(t) \in \hat{S}_2 \cup \hat{S}_5$ 이면  $\operatorname{sgn} x_1(t) = \operatorname{sgn} x_{1o}(t)$ 인 조건은 다음과 같다.

$$v^* \geq \frac{K_e \dot{\theta}}{2} \frac{\sqrt{3}}{2}. \quad (26)$$

식 (26)의 조건은 전동기 속도가 상수이거나 가속하는 경우 쉽게 만족된다. 다음으로 free-wheeling mode

인 경우를 생각해 보자. 이때  $\theta(t) \in \hat{S}_2 \cup \hat{S}_5$ 에 대하여 이면  $\operatorname{sgn} x_1(t) = \operatorname{sgn} x_{1o}(t)$ 가 성립한다. 그러나 식 (27)의 조건은 저속에서는 만족되지 않는다.

$$v^* > \frac{V_{DC}}{6} \quad (27)$$

뿐만 아니라  $x_1(t)$ 의 부호는  $\theta(t) \in \hat{S}_2 \cup \hat{S}_5$ 일 때 보통  $x_{1o}(t)$ 의 부호와 반대로 고정되어 버린다. 하지만 식 (19)에서 볼 수 있듯이 위상 지연 오차는 입력 신호와 측정 신호간의 부호 차가 발생하는 구간의 크기가 동일한 경우 입력 신호의 주파수, 즉 전동기 속도에 비례하므로 저속의 경우 free-wheeling 구간에 의한 위상 지연 오차의 크기는 제안한 센서리스 제어방식의 성능을 저하시킬 만큼 크지 않게 된다.

뿐만 아니라 free-wheeling 구간의 시작점은 FIPS 출력 중 하나의 영점 통과 시점에 해당하여, 알 수 있기 때문에 정상상태에서 다음과 같이 보상 기법을 적용할 수 있다.  $\theta_m = \omega_0/p$ 이고  $r=1/2$ 인 경우 식 (25)와 표 2에 의한 전형적인  $x_{1o}(t), x_1(t)$ , 그리고  $y_1(t)$ 의 파형을 그림 6에 나타내었다. 그림 6을 통하여 알 수 있듯이 3개의 FIPS 입력 중 하나를 정류 영역이 바뀐 직후  $\pi/6\omega_0$ 보다 작은 크기의 특정시간  $T_f$  동안 다음과 같이 1 혹은 -1로 만들어 줌으로써 free-wheeling 구간에서의 입력 신호와 측정 신호간의 부호 차를 효과적으로 보상할 수 있게 된다.

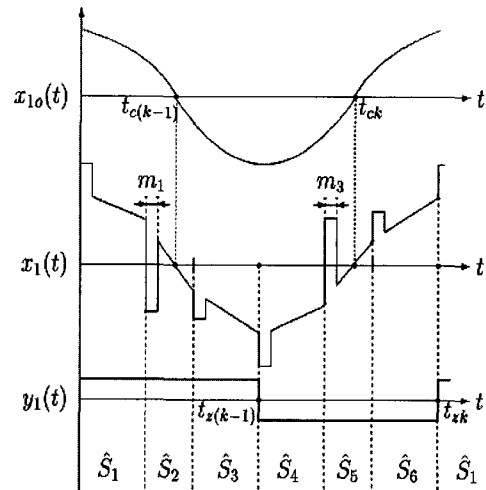


그림 6.  $x_{1o}(t), x_1(t)$  및  $y_1(t)$ 의 전형적인 파형( $r=1/2$ )  
Fig. 6. A typical waveform of  $x_{1o}(t), x_1(t)$ , and  $y_1(t)$  ( $r=1/2$ ).

$$\begin{aligned}
 x_2(t) &= -1 & \text{if } \theta \in \widehat{S}_1 & \text{ after switching} \\
 x_1(t) &= 1 & \text{if } \theta \in \widehat{S}_2 & \text{ after switching} \\
 x_3(t) &= -1 & \text{if } \theta \in \widehat{S}_3 & \text{ after switching} \\
 x_2(t) &= 1 & \text{if } \theta \in \widehat{S}_4 & \text{ after switching} \\
 x_1(t) &= -1 & \text{if } \theta \in \widehat{S}_5 & \text{ after switching} \\
 x_3(t) &= 1 & \text{if } \theta \in \widehat{S}_6 & \text{ after switching}
 \end{aligned} \quad (28)$$

## V. 실험 결과

제한한 센서리스 방식의 실용성을 보이기 위하여 다양한 구동 조건에서 실험을 수행하였다. 실험에서는 출력 250W 정격토크 0.73Nm, 정현파 역기전력을 가지는 BLDCM을 사용하였다. 전동기 상수는 각각  $R=1.05\Omega$ ,  $L=3.05mH$ ,  $p=2$ , 그리고  $K_e=0.1Nm/A$  와 같다.

전동기가 정지한 경우 역기전력은 발생하지 않으므로 제한한 센서리스 기법을 적용하기 전에 전동기 속도를 일정 속도 이상으로 만들어 주기 위하여 기준 방식<sup>[1,2]</sup>에서와 마찬가지로 스텝 제어 기법을 사용하였다. 제어 모드는 stepping rate가  $\pi/M$ 보다 큰 일정값을 넘게 되면 스텝 제어에서 센서리스 제어로 바뀌게 된다.

제어 모드에 따라 표 1의 전압 명령  $V^*$ 는 다음과 같이 결정하여 준다.

$$V^* = \begin{cases} V_{open}^* = K_{i0} + K_{v1} \dot{\theta}_c, & \text{during stepping control} \\ V_{closed}^* = K_p(\dot{\theta}_m^* - \widehat{\theta}_m) + K_I \int (\dot{\theta}_m^* - \widehat{\theta}_m) dt, & \text{during sensorless control} \end{cases} \quad (29)$$

여기서  $K_{i0}$ ,  $K_{v1}$ ,  $K_p$ ,  $K_I$ 는 상수이며  $\dot{\theta}_c$ 는 stepping rate<sup>[9]</sup>를 나타낸다. 또한  $\dot{\theta}_m^*$ 은 속도 명령을, 그리고  $\widehat{\theta}_m$ 은 전동기의 속도 추정값을 나타낸다.

속도 추정값  $\widehat{\theta}_m$ 은 FIPS 출력으로부터 널리 알려진 M method<sup>[10]</sup>를 사용하여 얻어주는데 홀소자 출력과 동일한 해상도인 FIPS 출력을 사용하여 M method 만으로 일정한 해상도의 속도를 추정하기 위해서는 상당한 시간 지연이 발생하게 된다. 따라서 적은 시간 지연으로 원하는 해상도의 속도 추정값을 얻기 위하여 moving average 기법을 사용하였다. 샘플링 시간  $T_s$ 에 대한 속도 계산 주기의 비를  $n_v$ 로 표시하면  $t = kn_v T_s$  일 때 추정 속도  $\widehat{\theta}_{m(k)}$ 는 다음과 같

이 나타낼 수 있다.

$$\widehat{\theta}_{m(k)} = \frac{30 \sum_{n=0}^{M-1} (\widehat{\theta}_{m(k-n)} - \widehat{\theta}_{m(k-n-L)})}{p\pi n_v T_s M L}, \quad k=1, 2, \dots, \quad (30)$$

여기서  $M, L$ 은 상수이며  $\widehat{\theta}_{m(k)}$ 는  $t = kn_v T_s$ 일 때 FIPS 출력으로부터 구성된 기계각 추정값을 나타낸다.

실험을 위하여 MICOM을 사용하여 구성된 구동 시스템의 구조는 그림 7과 같다. 여기서 각  $k=1, 2, 3$ 에 대하여  $u_k$ 는 상 전압  $v_k$ 의 순시값으로부터 평균값을 얻기 위해 사용한 저역 필터 출력을 나타낸다. 이 저역 필터는 FIPS 성능을 저하시키지 않도록 cutoff 주파수 1.5kHz로 설계하였다. 모든 알고리즘은 8-bit MICOM에 의해 구현되었다. 3개의 입력 port가  $u_1, u_2, u_3$ 의 부호를 읽기 위해 사용되었으며 홀소자 신호의 추정값  $\widehat{H}_1, \widehat{H}_2, \widehat{H}_3$ 과 전압 명령  $V^*$ 를 만들어 주기 위하여 3개의 출력 port와 1개의 16kHz PWM 출력 port를 사용하였다. PWM 인버터의 상하단 스위칭 소자에 대한 구동 신호는 programmable array logic(PAL)을 사용하여 이들 신호와 전류제한회로<sup>[11]</sup>의 출력으로부터 만들어 주었다. 이 구동 신호에 따라 BLDCM의 단자 전압이 인가된다. 일정한 부하토크를 인가하기 위하여 자기 브레이크(magnetic brake)가 토크 검출기를 통해 BLDCM에 연결되었다. 한편 제한한 센서리스 방식의 제어 성능을 평가하기 위한 위치 정보를 얻기 위하여 BLDCM에 부착된 레졸버를 사용하였다.

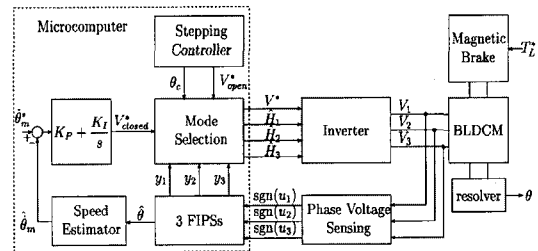


그림 7. 실험에 사용된 MICOM기반 구동시스템의 구조  
Fig. 7. Configuration of the MICOM-based drive system built for experiment.

전체 센서리스 제어 시스템의 계단 응답을 보기 위하여 전동기 속도  $\dot{\theta}_m$ 와 위상 지연 오차  $\epsilon_k$ 의 시간 궤적을 그림 8(a)에 나타내었다. 제어 모드가 스텝 제어로부터 센서리스 제어로 바뀌기 전까지는  $\epsilon_k$ 를 0으



로 하여주었다. 관찰이 용이하도록 구간 (A)와 (B)동안의 위상 지연 오차  $\epsilon_k$ , 위치  $\theta$ , 그리고 상 전류  $i_1$ 의 파형을 그림 8(b)와 (c)에 각각 나타내었다. 그림 8(b)와 (c)로부터 상 전류의 최대값은 전류 제한 회로의 동작으로 8A 이내임을 알 수 있으며 정상상태에서는 부하 토크  $T_L=0.73Nm$ 에 해당하는 4A 정도의 값을 가짐을 볼 수 있다. 정상상태에서는 식 (28)의 보상 기법을  $T_f=0.5ms$ 로 적용하였다. 샘플링 시간  $T_s=0.2ms$ 에 해당하는 위상 지연 오차는  $7.2^\circ$ 가 되므로 정상 상태의 위상 지연 오차가  $7.2^\circ$  이내의 값을 유지함을 볼 수 있다.

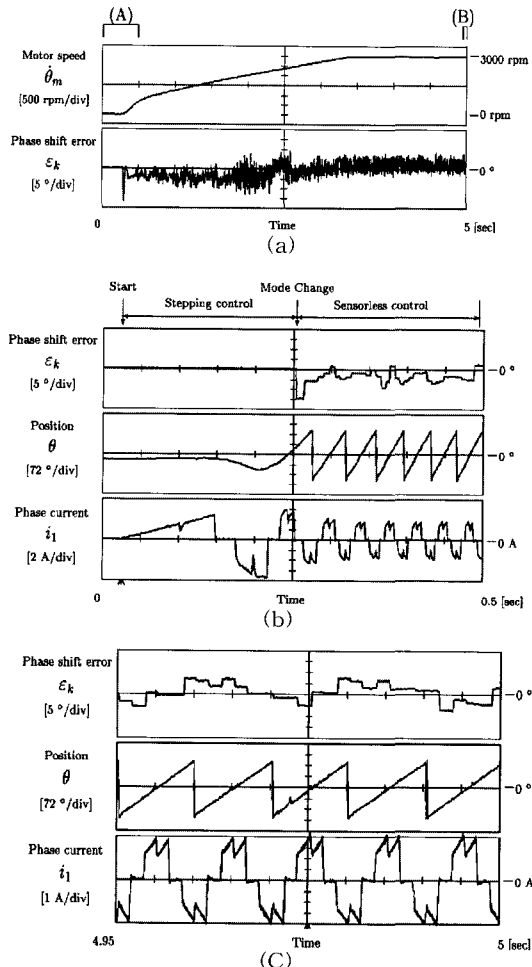


그림 8. 전체적인 센서리스 제어 시스템의 계단 응답 (a) 전체적인 계단 응답, (b) 구간 (A)를 확대한 파형, (c) 구간 (B)를 확대한 파형  
 Fig. 8. Step response of the overall sensorless control system. (a) Overall step response, (b) Time expansion of part (A) in (a), (c) Time expansion of part (B) in (a).

제한한 방식의 위상 지연 성능이 구동 조건에 무관함을 보이기 위하여 속도 명령과 부하 토크를 변경하였을 때 위상 지연 오차를 관찰하였다. 속도 명령 변동에 대한  $\dot{\theta}_m$ ,  $\epsilon_k$ , 그리고  $T_e$ 의 시간 궤적을 그림 9(a)에 나타내었다.

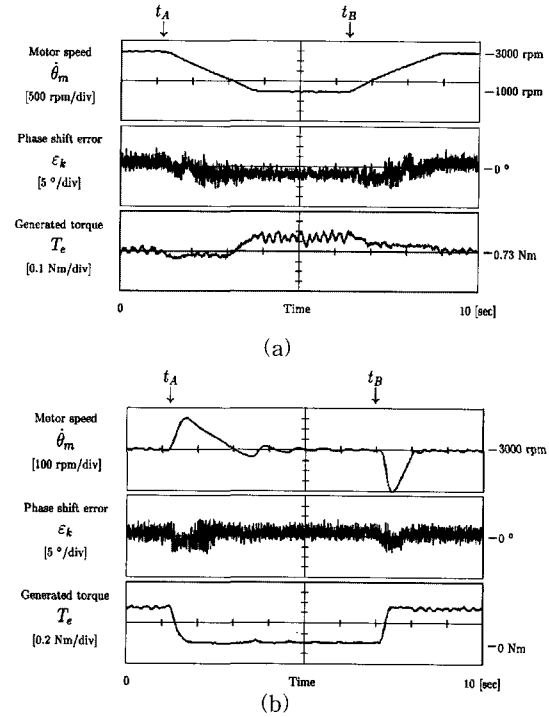


그림 9. 다양한 구동 조건에서의 제어 성능 (a) 속도 명령 변동에 대한 응답 ( $\dot{\theta}_m^*=3000 \rightarrow 1000 \rightarrow 3000rpm$ ,  $T_L=0.73Nm$ ), (b) 부하 변동에 대한 응답 ( $\dot{\theta}_m^*=3000rpm$ ,  $T_L=0.73 \rightarrow 0 \rightarrow 0.73Nm$ )

Fig. 9. Control performance under various operational conditions. (a) Response to the change in speed command ( $\dot{\theta}_m^*=3000 \rightarrow 1000 \rightarrow 3000rpm$ ,  $T_L=0.73Nm$ ), (b) Response to the change in load torque ( $\dot{\theta}_m^*=3000rpm$ ,  $T_L=0.73 \rightarrow 0 \rightarrow 0.73Nm$ ).

이때 속도 명령은 3000 rpm에서  $t_A$ 인 시점에 1000rpm으로, 다시  $t_B$ 인 시점에 3000 rpm으로 바뀌 주었다. 자기 브레이크의 이상적이지 않기 때문에  $\dot{\theta}_m=1000rpm$ 일 때 정상상태 발생 토크가 다소 크게 나타남을 볼 수 있다. 그러나 그림 9(a)에 나타난 대로  $\epsilon_k$ 는 정상 상태뿐만 아니라 과도 상태에서  $10^\circ$  이내를 유지함을 볼 수 있다.

또한 부하 토크의 변동에 대하여  $\dot{\theta}_m$ ,  $\epsilon_k$ , 그리고  $T_e$

의 시간 제적을 그림 9(b)에 나타내었다. 이때 구간  $[t_A t_B]$  동안만 무부하로 구동하고 나머지 구간에서는 정격부하를 인가해 주었다. 속도 명령 변동의 경우와 마찬가지로  $\epsilon_k$ 가 정상 상태뿐만 아니라 과도 상태에서도  $10^\circ$  이내를 유지함을 볼 수 있다. 한편  $T_s=0.2ms$ ,  $n_p=5$ ,  $M=20$ ,  $L=10$ 인 경우 식 (31)에 의한 전동기 속도 추정값의 해상도는 24rpm에 해당하는데 그림 9(b)로부터 정상상태에서 속도 제어 오차 역시 24 rpm 이내임을 확인할 수 있다.

## VI. 결론

다양한 실험을 통하여 제안한 센서리스 제어 방식이 정상 상태뿐만 아니라 과도 상태에서도 우수한 성능을 나타냄을 확인하였다. 구체적으로 속도 제어 오차는 다양한 구동 조건에서 속도 추정 해상도 이내임을 확인하였으며 한편 정상 상태 위상 지연 오차 역시 MICOM의 한 샘플링 주기에 해당하는 위상 지연 이내임을 확인하였다. 결론적으로 제안한 방식은 잡음에의 강인성과 비용 면에서 기존 방식보다 우수함을 볼 수 있다. 또한 제안한 FIPS는 향후 전동기 제어 이외의 다른 분야에도 응용할 수 있으리라 생각한다.

## 부 록

### • 식 (17)의 유도

FIPS가 정상 동작하는 경우 다음을 만족하는 정수  $n$ 과  $t_{c(k-1)}$ ,  $t_{ck}$ 가 존재한다.

$$\theta(t_{c(k-1)}) = n\pi, \quad \theta(t_{ck}) = (n+1)\pi, \quad (31)$$

$$t_{z(k-2)} \leq t_{c(k-1)} < t_{z(k-1)} \leq t_{ck} < t_{zk}$$

그림 10에는 가속하는 입력 신호의 전형적인 파형을 나타내었는데 그림 10에 나타낸 바와 같이 일반성을 잃지 않고  $n=0$ ,  $t_{c(k-1)}=0$ 을 가정할 수 있다.

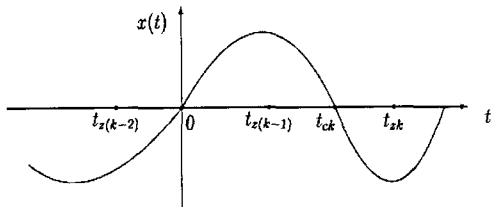


그림 10. 가속하는 입력신호의 전형적인 파형  
Fig. 10. Typical waveform of an accelerating input signal.

FIPS가 정상적으로 동작하므로  $P(t_{ck}) = t_{ck}$ ,  $N(t_{ck}) = 0$ ,  $y(t_{ck}) = 1$ 이고  $rP(t_{zk}) = N(t_{zk}) = t_{zk} - t_{ck}$ 가 성립한다. 따라서  $t_{zk}$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$t_{zk} = (1+r)t_{ck}. \quad (32)$$

그러면

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \theta(t_{zk}) + \alpha_0(t - t_{zk}) \\ &= \theta(t_{zk}) + \alpha_0 t - \alpha_0(1+r)t_{ck}. \end{aligned} \quad (33)$$

식 (33)와 그림 10을 통하여 다음과 같이  $t_{ck}$ 에 대한 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \pi &= \int_0^{t_{ck}} \theta(\tau) d\tau \\ &= \theta(t_{zk})t_{ck} - \frac{1+2r}{2} \alpha_0 t_{ck}^2. \end{aligned} \quad (34)$$

만일  $\theta^2(t_{zk}) > 2\pi(1+2r)\alpha_0$ 이면 위 식은 두 개의 실근을 가진다. 그러나  $\theta(t_{ck}) > 0$ 인 조건으로부터 식 (34)는 다음과 같은 유일한 해를 가지게 된다.

$$t_{ck} = \frac{\theta(t_{zk}) - \sqrt{\theta^2(t_{zk}) - 2\pi(1+2r)\alpha_0}}{(1+2r)\alpha_0}. \quad (35)$$

따라서 가속에 의한 위상 지연 오차  $\epsilon_k$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \epsilon_k &= \int_{t_{ck}}^{t_{zk}} \theta(\tau) \tau - \phi^* \\ &= \int_0^{t_{zk}} \theta(\tau) d\tau - (1+r)\pi \\ &= (1+r)(\theta(t_{zk})t_{ck} - \pi) - \frac{1}{2}(1+r)^2 t_{ck}^2 \\ &= (1+r - \frac{(1+r)^2}{1-2r})(\theta(t_{zk})t_{ck} - \pi) \\ &= \frac{r(1+r)}{1+2r} \left[ -\pi + \frac{\theta^2(t_{zk})}{(1+2r)\alpha_0} (1 - \sqrt{1 - 2\pi(1+2r)(\alpha_0/\theta^2(t_{zk}))}) \right] \\ &= \frac{r(1+r)}{1+2r} \left[ \frac{1 - \sqrt{1 - 2\pi(1+2r)(\alpha_0/\theta^2(t_{zk}))}}{1 + \sqrt{1 - 2\pi(1+2r)(\alpha_0/\theta^2(t_{zk}))}} \right]. \end{aligned} \quad (36)$$

### • 식 (19)의 유도

추정 잡음의 영향이 존재할 때 FIPS의 동작을 보여주는 전형적인 파형을 그림 3에 나타내었다. FIPS가 정상 동작하는 경우 그림 3으로부터  $t = t_{zk}$ 가 다음 관계를 만족하는 유일한 시점임을 알 수 있다.

$$\lim_{h \rightarrow 0^+} rP(t_{zk} - h) = N(t_{zk} - h). \quad (37)$$

또한 측정 잡음에 의한 위상 지연 오차  $\varepsilon_k$ 는

$$t_{2k} - t_{ck} = r \frac{\pi}{\omega_0} + \frac{\varepsilon_k}{\omega_0} \quad (38)$$

을 만족시킨다. 따라서 식 (37)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$r \left\{ \frac{\pi}{\omega_0} - (m_2 + m_3) + (m_1 + m_4) \right\} = \left( r \frac{\pi}{\omega_0} + \frac{\varepsilon_k}{\omega_0} + m_3 - m_4 \right) \quad (39)$$

정리하면 (19)를 얻는다.

### 참 고 문 헌

- [1] K.Iizuka, H.Uzhashi, M.Kano, T.Endo, and K.Mohri, "Microprocessor Control for Sensorless Brushless Motor", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-21, No.4, pp. 595-601, 1985.
- [2] S.Ogasawara and H.Akagi, "An Approach to Position Sensorless Drive for BLDCM", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-27, No. 5, pp. 928-933, 1991.
- [3] R.Wu and G.R.Slemon, "A Permanent Magnet Motor Drive Without a Shaft Sensor", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-27, No.5, pp.1005-1011, 1991.
- [4] N.Matsui and M.Shigyo, "Brushless DC Sensors", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-28, No.1, pp.120-127, 1992.
- [5] J.Solsona, M.I.Valla, and C.Muravchik, "A Nonlinear Reduced Order Observer for Permanent Magnet Synchronous Motors", *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, vol. 43, No. 4, pp. 492-497, 1996.
- [6] C.French and P.Acarnley, "Control of Permanent Magnet Motor Drives Using a New Position Estimation Technique", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-32, No. 5, pp. 1089-1097, 1996.
- [7] S.A.Nasar, I.Boldea, and L.E.Unnewehr, *Permanent Magnet, Reluctance, and Self-Synchronous Motors*, CRC Press, 1993.
- [8] G.F.Franklin, J.D.Powell, and A.Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*, Addison Wesley, 1988.
- [9] T. Kenjo, *Stepping Motors and Their Microprocessor Controls*, Clarendon Press, 1984.
- [10] T.Ohmae, T. Matsuda, K.Kamiyama, and M. Tachikawa, "A Microprocessor-Controlled High-Accuracy Wide-Range Speed Regulator for Motor Drives", *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, vol. IE-29, No. 3, pp. 207-211, 1982.

### 저 자 소 개



鄭斗熙(正會員)  
 1969년 1월 30일생. 1991년 서울대 공대 제어계측과 졸업. 1993년 동대학원 제어계측과 졸업(석사). 1998년 동대학원 전기공학부 졸업(박사). 현재 삼성전자(주) 냉공조(사) 선행연구그룹 선임연구원. 주

관심분야는 비선형 시스템 제어의 산업전자 응용

河仁重(正會員) 第 36卷 S編 第 4號 參照