

# 브러시리스 직류 전동기 센서리스 드라이브의 성능 향상을 위한 새로운 회전자 위치 간접 검출 방식

趙顯敏, 朴廷培, 李光雲, 呂炯基, 柳志潤

A novel indirect rotor position sensing method to improve the performance of sensorless drive for brushless DC motors

Hyun-Min Cho, Jung-Bae Park, Kwang-Woon Lee, Hyeong-Gee Yeo, Ji-Yoon Yoo

## 요 약

본 논문에서는 브러시리스 직류 전동기용 센서리스 드라이브의 성능 향상을 위한 새로운 회전자 위치 간접 검출 방식을 제안한다. 단자 전압을 이용하는 기존의 회전자 위치 간접 검출 방식들은 전동기를 동기 모드로 운전시 과도한 전압이 인가되면 회전자 위치를 정확히 검출할 수 없기 때문에 센서리스 운전 모드로의 신속한 전환이 어렵다. 따라서 본 논문에서는 전동기를 동기 모드로 운전하는 경우, 과전압에 의한 단자 전압과 역기전력 파형의 관계를 분석하여 저속 운전 영역에서도 회전자 위치를 정확히 검출할 수 있는 새로운 간접 검출 방식을 제안한다. 또한 실험을 통하여 제안한 방식의 효용성을 입증한다.

## ABSTRACT

In this paper, a novel indirect rotor position sensing method is proposed to improve the performance of sensorless drive of brushless DC motors. The fast mode change to the sensorless operation is difficult in the existing indirect rotor position sensing methods because a precise rotor position can not be obtained when an excessive input is applied to the drive during synchronous operation mode. To cope with this problem, the relationship between terminal voltage and back-emf waveform is analyzed in this paper, also a novel indirect position sensing method which can detect a precise rotor position at low speed range is proposed. The effectiveness of the proposed method is verified through the experimental results.

**Key Words** : Brushless DC motor, Sensorless Drive, Indirect Position Sensing

## 1. 서 론

브러시리스 직류 전동기(Brushless DC Motor, BLDCM)는 넓은 속도 범위에 걸쳐 높은 효율을 유지하고 제어가 용이하여 가변속 운전이 요구되는 응용 분야에 매우 적합하다.<sup>[1,3]</sup> 3상 브러시리스 직류 전동기를 구동하기 위해서는 3상 인버터와 회전자 위치 센서가 필요하다. 그러나 위치 센서의 사용은 전동기 시스템의 가격 상승 뿐만 아니라 부피의 증가, 신뢰성 저하, 사용 환경의 제약, 전자파 장애 등의 많은 문제를 유발한다.<sup>[1,3,6]</sup> 따라서 근래에는 브러시리스 직류

전동기를 회전자 위치 센서없이 구동하는 센서리스 드라이브에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔으며, 이를 통해 기존의 유도기나 직류 전동기가 사용되던 분야가 브러시리스 직류 전동기로 대체되는 추세이다.

브러시리스 직류 전동기를 센서리스로 운전하는 방식에는 ① 개방된 상의 단자 전압을 검출하는 방식(open phase voltage sensing - Emf detection), ② 역기전력을 적분 방식(back-Emf integration), ③ 개방된 상의 전류를 검출하는 방식(open phase current sensing), ④ 역기전력의 제 3 고조파를 검출하는 방식(3rd harmonic detection) 등이 사용되고 있다. 이중

역기전력을 적분하는 방식은 ZCP로부터 30도 되는 지점까지의 적분값이 일정하다는 원리를 이용하는 방식으로, 센서리스 운전시 전환 시점을 추가로 계산할 필요가 없으므로 센서리스 드라이브 시스템에 사용되는 주 프로세서의 부담이 적다는 장점을 가지지만, 센서리스 운전시 상전류가 역기전력과 완전 동기되지 못하고, 약계자 운전이 불가능하다는 단점을 가지고 있다.

개방된 상의 전류를 검출하는 방식은 개방된 상의 전류가 환류 다이오드로 흐르는 것을 검출하는 방식으로 고속 운전시 회전자 위치의 간접 검출 분해능이 저하되고, 전류 검출을 위한 양극성 전원이 필요하므로 센서리스 드라이브의 제조 단가가 높아진다는 단점을 가지고 있다. 역기전력의 제 3 고조파를 검출하는 방식은 비교적 넓은 운전 범위에서 사용될 수 있으며, 상 지연 필터가 필요없고, 비교적 정확한 동기가 이루어진다는 장점을 가진다. 하지만 이 방식을 적용하기 위해서는 전동기의 상전압을 측정해야 하는데 일반적으로 전동기의 중성점이 제공되지 않으므로 부가적인 하드웨어가 필요하며, 특히 저속 영역에서 제 3 고조파가 검출되지 않는다는 단점을 가진다.

따라서 본 논문에서는 개방된 상의 단자 전압을 측정하는 방식을 사용하였는데, 이는 비여자상의 단자 전압으로부터 역기전력이 영이 되는 지점(Zero Crossing Point, ZCP)을 검출하여 회전자의 위치를 간접 검출하고, 이 정보로부터 브러시리스 직류 전동기를 센서리스로 운전하는 방식으로 가장 일반적이고 실용화된 방식이다.

브러시리스 직류 전동기의 센서리스 구동을 위해서는 회전자 위치를 검출할 수 있는 속도까지 동기 모드로 전동기를 가속하여야 한다. 전동기를 동기 속도로 회전시키기 위해서는 전동기 동기 속도에 해당하는 평균 전압을 인가하면 되지만, 저속의 경우에는 정확한 전압을 결정하기 어렵다. 따라서 일반적으로 동기 모드에서는 동기 속도에 해당하는 평균 전압보다 큰 전압을 인가하여 전동기를 동기 속도로 회전시킨다.<sup>[4-6]</sup> 이때 인가하는 과전압에 의해서 발생하는 단자 전압은 이상적인 경우와 매우 다른 특성을 가지게 되고, 저속 운전의 경우 역기전력의 크기가 매우 작기 때문에 이를 이용하여 회전자의 위치를 간접적으로 검출하는 센서리스 드라이브에 많은 문제점이 발생하게 된다.<sup>[3,5]</sup>

따라서 본 논문에서는 단자 전압 보상 기법을 적용하여, 동기 모드에서 센서리스 모드로의 안정적인 전환이 가능하며 넓은 속도 영역에서의 센서리스 운전이 가능하게 하는 새로운 회전자 위치 검출 방식을 제안

한다. 또한 실험을 통해 제안한 방법을 적용한 센서리스 드라이브 기법의 유용성을 제시하고자 한다.<sup>[1]</sup>

## 2. 정상 상태에서의 센서리스 운전

### 2.1 단자 전압과 역기전력

정상 상태에서 브러시리스 직류 전동기의 센서리스 운전을 수행하기 위해서는 브러시리스 직류 전동기의 단자 전압과 역기전력의 특성을 이용하여 회전자 위치를 간접적으로 검출하여야 한다. 그림 1은 3상 인버터와 브러시리스 직류 전동기의 등가회로이다.

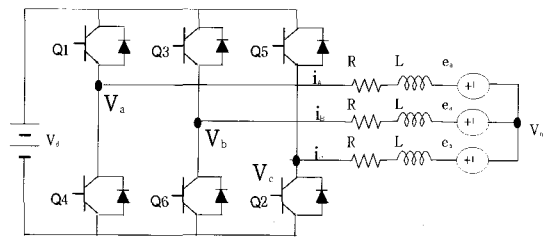


그림 1 브러시리스 직류 전동기의 등가회로와 인버터  
Fig. 1 Equivalent circuit of BLDCM and inverter

그림 2는 브러시리스 직류 전동기의 사다리꼴 역기전력 파형과 상전류 및 전환 신호를 나타낸다. 브러시리스 직류 전동기의 토크는 역기전력과 전류의 곱에 비례하므로 역기전력이 평탄한 구간에서 일정한 전류를 흘려주면 일정 토크 제어가 가능하다. 역기전력 파형이 사다리꼴인 3상 브러시리스 전동기의 경우, 그림에 나타난 전환 신호와 같이 3상 2역자 방식으로 전류를 제어하며, 이때 비여자상의 단자 전압은 그림 3과 같다.

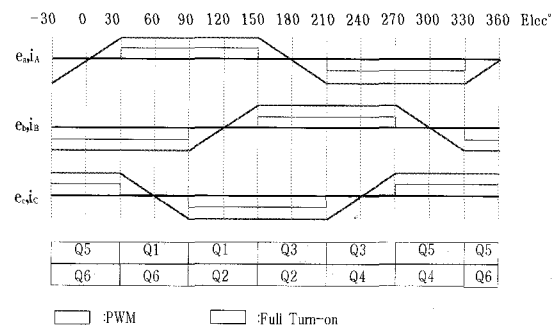


그림 2 브러시리스 직류 전동기의 전류 및 역기전력  
轉換 신호  
Fig. 2 Current, back-emf, and commutation signal  
of BLDCM

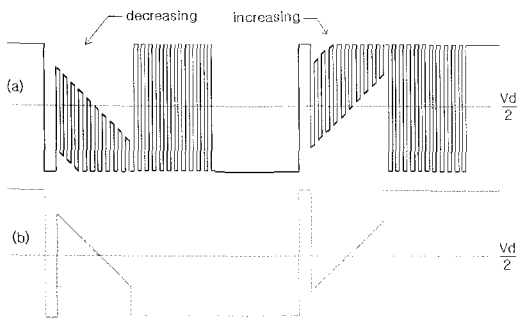


그림 3 단자 전압 a) 스위칭 잡음이 있는 경우  
 b) 스위칭 잡음이 제거된 후  
 Fig. 3 Terminal voltage a) with switching noise  
 b) without switching noise

2.2 회전자 위치 간접 검출

전동기의 역기전력 크기는 회전자 속도에 비례하지만 그 파형은 회전자 위치의 함수이기 때문에 역기전력이 0이 되는 회전자 위치는 속도에 무관하며 항상 같은 위치가 된다. 역기전력이 0이 되는 시점은 PWM on 단자 전압이 전원 전압의 반과 같아지는 시점이므로 그림 3의 b)와 같은 PWM on시의 단자 전압을 검출하여  $V_d/2$ 와 비교함으로써 ZCP를 찾아낼 수 있다.

PWM on시의 비 여자상 단자 전압을 차례로 검출하면 그림 4와 같은 파형이 얻어진다. 전동기가 이상적으로 운전되는 경우, ZCP는 전기각으로  $60^\circ$  마다 한번씩 발생하게 되고 이것은 두 轉換 시점의 중간에 해당한다. 전동기 속도가 연속된 두 ZCP 사이에서 크게 변하지 않는 것으로 가정하면, 연속된 두 개의 ZCP 검출 시간으로부터 전동기의 전기적 각 속도를 다음과 같이 계산해 낼 수 있다.

$$\omega_e(n) = \frac{\pi/3}{\Delta t_{ZCP}(n)} \quad (1)$$

$$\Delta t_{ZCP} = t_{ZCP}(n) - t_{ZCP}(n-1) \quad (2)$$

여기서  $t_{ZCP}$ 는 ZCP가 검출된 시각이다. 轉換 시점은 ZCP에서 전기적으로  $30^\circ$  지연된 시점이므로 轉換 시점은 다음과 같이 얻어진다.

$$t_{cmt} = t_{ZCP}(n) + \frac{\pi/6}{\omega_e} = t_{ZCP}(n) + \frac{\Delta t_{ZCP}(n)}{2} \quad (3)$$

즉, 이상과 같이 비 여자상의 단자 전압으로부터 ZCP를 연속적으로 검출하고 轉換을 수행하여 전동기

를 센서리스 모드로 연속 운전한다.

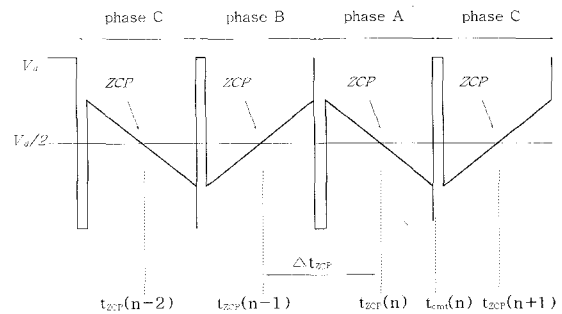


그림 4 ZCP 시점과 轉換 시점  
 Fig. 4 ZCP time and commutation time

3. 동기 모드에서의 센서리스 운전

3.1 전동기 특성 및 단자 전압

전동기를 센서리스로 운전하기 위해서는 회전자 위치를 검출할 수 있는 충분한 역기전력 정보를 얻을 수 있는 속도까지 동기 모드로 개루프 가속을 시켜야 한다. 전동기를 동기 속도로 회전시키기 위해서는 전동기 동기 속도에 해당하는 평균 전압을 인가하면 되지만, 동기 속도에 해당하는 평균 전압보다 큰 전압을 인가해야 전동기가 정지하여 진동하지 않고 동기 속도로 회전하게 된다.

그러나 이와같은 과전압을 인가하여 전동기를 동기 속도로 운전하는 경우, 회전자는 동기 속도보다 빠르게 회전하지만 轉換 신호는 일정 속도로 고정되어 있으므로 ZCP 신호는 항상 뒤쳐지거나 심한 경우 轉換 구간 내에서 ZCP를 찾을 수 없게 된다. 따라서 본 논문에서는 다음과 같이 동기 모드에서 단자 전압 보상을 이용한 ZCP 검출 방법을 제시하고자 한다.

그림 5 a)는 각 상의 역기전력이고 b)는 정상 상태 일 때의 단자 전압으로 3상 통전시 환류에 의한 파형을 무시한 경우이다. 轉換 시점이 정상 轉換 시점보다  $30^\circ$  늦다고 가정하면 C상이 개방되는 때는  $\theta_e = 60^\circ$  이다. 이후  $120^\circ$  까지 역기전력이 감소하는 구간에서 중성점 전압 변화에 따른 C상 단자 전압을 구하면 다음과 같다.

$$V_c = \begin{cases} \frac{V_d}{2} - (E - E) + 0 = \frac{V_d}{2} & (\theta = 60^\circ) \\ \frac{V_d}{2} - (E - E) - E = \frac{V_d}{2} - E & (\theta = 90^\circ) \\ \frac{V_d}{2} - (E - 0) - E = \frac{V_d}{2} - 2E & (\theta = 120^\circ) \end{cases} \quad (4)$$

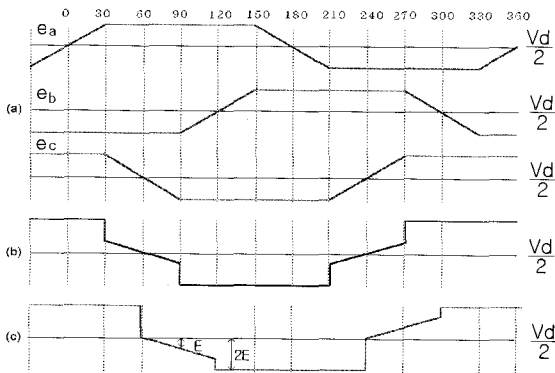


그림 5 역기전력과 단자 전압  
 a) 3상 역기전력 b) 정상 상태 c) 동기 모드  
 Fig. 5 Back-emf and terminal voltage  
 a) three phase back-emf b) steady state and  
 c) synchronous mode

역기전력이 감소하는 구간에서와 마찬가지로 전환 시점이 30° 늦는 경우 C상 단자 전압은 식 (7)과 같이 구할 수 있다. 식 (6)과 식 (7)로부터 동기모드에서의 단자 전압을 그림 5의 c)와 같이 예측할 수 있다.

$$V_c = \begin{cases} \frac{V_d}{2} - (E - E) + 0 = \frac{V_d}{2} & (\theta = 240^\circ) \\ \frac{V_d}{2} - (E - E) + E = \frac{V_d}{2} + E & (\theta = 270^\circ) \\ \frac{V_d}{2} - (0 - E) + E = \frac{V_d}{2} + 2E & (\theta = 300^\circ) \end{cases} \quad (5)$$

### 3.2 회전자 위치 간접 검출

#### 3.2.1 단자 전압 보상 기법

회전자 위치에 따라 가해져야 할 轉換 시점과 동기 모드에 의한 轉換 시점의 차이를 전기각으로 나타낸 것을  $\theta_\epsilon$ 라 하면  $\theta_\epsilon$ 는 零에서  $\pm 60^\circ$  사이의 값을 가지게 된다. 동기 모드에서는  $\theta_\epsilon$ 가 零이 아니기 때문에 동기 모드 轉換 신호는 비 여자상의 역기전력의 크기가 변하고 있을 때 인가된다.

앞의 예에서  $\theta_\epsilon = 30^\circ$  인 경우로,  $\theta_e = 30^\circ$  이면 이때의 C상 역기전력의 크기는 E이고,  $\theta_e = 60^\circ$  일때는 零이므로  $\theta_\epsilon$ 에 따른 C상 역기전력의 차이는  $E_\epsilon = E$  이다. 따라서 轉換 시점의 차이에 따른 비 여자상의 단자 전압은 정상 상태일 때의 단자 전압과  $E_\epsilon$ 로부터 쉽게 구해낼 수 있다. 즉 동기 모드에서의 단자 전압은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{c(syn)} = \begin{cases} V_c - E_\epsilon & (\text{역기전력 감소구간}) \\ V_c + E_\epsilon & (\text{역기전력 증가구간}) \end{cases} \quad (6)$$

이를 이용하면 동기 모드에서의 3상 단자 전압은 그림 5의 c)와 같이 나타낼 수 있다. 그림 6에  $\theta_\epsilon = 30^\circ$  및  $60^\circ$  인 경우의 단자 전압을 나타내었다.

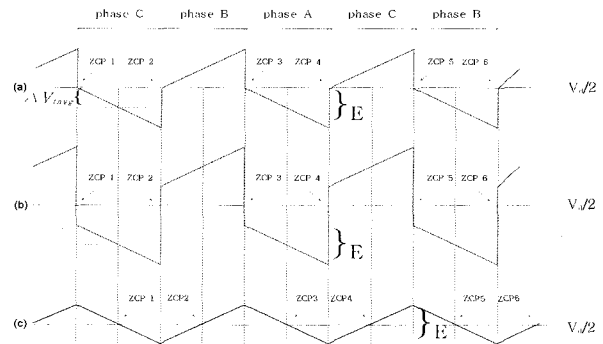


그림 6 단자 전압 a)  $\theta_\epsilon = 30^\circ$  b)  $\theta_\epsilon = 60^\circ$   
 c) 보정 후 단자 전압

Fig. 6 Terminal voltage a)  $\theta_\epsilon = 30^\circ$  b)  $\theta_\epsilon = 60^\circ$   
 c) compensated terminal voltage

위에서  $\theta_\epsilon = 30^\circ$  인 경우 단자 전압 보상에 의한 ZCP를 구하는 과정을 나타내면 다음과 같다.

- [Step-1] phase C에서 C상 단자 전압을 읽어 들인다.
- [Step-2] phase B로 넘어가기 직전에 C상 단자 전압의 평균을 구한다. ( $=V_{tavg}$ )
- [Step-3] 전원 전압의 반에서  $V_{tavg}$ 를 빼  $\Delta V_{tavg}$ 를 구한다.

$$\Delta V_{tavg} = \frac{V_d}{2} - V_{tavg} \quad (\Delta V_{tavg} > 0)$$

- [Step-4] 읽어들인 B상의 단자 전압 값에서  $\Delta V_{tavg}$ 를 빼서 보정 단자 전압을 구한다.
- [Step-5] phase A로 넘어가기 직전에 B상 단자 전압의 평균을 구한다. ( $=V_{tavg}$ )
- [Step-6] 전원 전압의 반에서  $V_{tavg}$ 를 빼  $\Delta V_{tavg}$ 를 구한다.

$$\Delta V_{tavg} = \frac{V_d}{2} - V_{tavg} \quad (\Delta V_{tavg} < 0)$$

- [Step-7] phase B에서처럼 A상 단자 전압값에서  $\Delta V_{tavg}$ 를 빼서 보정 단자 전압을 구한다.

이러한 방법으로 전구간에서 보정된 단자 전압을 구하면 그림 6의 c)와 같게 됨을 알 수 있다. 그림 6의

c)에서 구한 ZCP는 그림 6의 a)에서의 ZCP와 30°의 차이가 있는데 이는  $\theta_\varepsilon = 30^\circ$  이기 때문이다. 즉, 지연된 轉換 시점 만큼 지연된 ZCP를 검출한다. 그림에서 알 수 있듯이  $\theta_\varepsilon$ 가 30° 보다 크면 일반적인 경우 ZCP를 구할 수가 없다. 그러나 이와 같이 단자 전압 보상 방법을 사용하면 언제나 ZCP를 찾을 수 있다.

3.2.2 전환 시점의 지연 보상

지연된 ZCP 신호를 가지고 轉換을 수행하게 되면 계속해서 轉換 시점이 지연되므로 轉換 시점을 보상이야 한다. 즉,  $\theta_\varepsilon = 30^\circ$  인 경우 ZCP는 전기각으로 30°에 해당하는 시간(= $\Delta t_d$ )만큼 지연되고 있으므로 이를 보정하기 위해서 일정 시간(= $\Delta t_c$ )만큼 轉換 시점을 앞당겨 주어야 한다. 그림 7에서는 轉換 시점이 틀릴 경우,  $\Delta t_c$ 를 조절함으로써 동기 모드에서 센서리스 모드로의 전환시 정확한 轉換 시점을 찾는 과정을 보여준다. 이를 단계별로 나타내면 다음과 같다.

(1)  $t_0 \sim t_1$  구간

- ①  $t_0$  :  $\Delta V_{\text{avg}} = k_1$ ,  $\Delta t_d = k_2$ ,  $\theta_\varepsilon = k_3$ ,  $\Delta t_c = 0$
- ② 역기전력이 감소하는 구간(phase C)에서  $\Delta V_{\text{avg}}$ 가 0의 값을 가지면 轉換 시점이 늦어지고 있는 것이기 때문에  $\Delta t_c$ 를 증가시킨다.
- ③ 다음 역기전력이 상승하는 구간(phase B)에서  $\Delta V_{\text{avg}}$ 가 負의 값을 가지면 마찬가지로 轉換 시점이 늦어지고 있는 것이므로  $\Delta t_c$ 를 다시 증가시킨다. (따라서  $\Delta V_{\text{avg}}$ 의 절대값은 phase B에서는 약간 감소한다.)
- ④ 이후 phase A에서는  $\Delta t_c$ 는 더 커지고,  $\Delta V_{\text{avg}}$ 의 절대값은 더욱 감소한다. ( $\theta_\varepsilon$ 는 0와 60° 사이 값을 가지며,  $\Delta t_d$ 도 계속 감소한다.)
- ⑤  $t_1$  : 이와같은 동작이 반복되어  $\Delta t_c = \Delta t_d$ 가 된다. 따라서 ZCP는  $\Delta t_d$  만큼 느리지만 轉換 시점을  $\Delta t_c$ 만큼 빠르게 했으므로 정확한 轉換 시점에서 轉換이 이루어지게 된다.

(2)  $t_1 \sim t_2$  구간

$t_1$  시점에서의 정확한 轉換에 의해서 다음 轉換 시점인  $t_2$ 에서  $\Delta t_d=0$ ,  $\Delta V_{\text{avg}}=0$ ,  $\theta_\varepsilon=0$ 가 되지만  $\Delta t_c$ 는 일정값을 가지고 있으므로 轉換 시점이 정상적인 경우보다 상당히 앞선 상태가 된다.

(3)  $t_2 \sim t_3$  구간

- ①  $t_3$ 에서  $\theta_\varepsilon$ 는 -60°와 0° 사이의 값이 되며,  $\Delta V_{\text{avg}}$ 는 零이 아닌 값으로 순간적으로 바뀐다. 이 순간부터는 역기전력이 감소하는 곳에서  $\Delta V_{\text{avg}}$ 가 負의 값을 갖게 되므로  $\Delta V_{\text{avg}}$ 의 절대값과  $\Delta t_c$ 가 모두 감소하기 시작하여 결국에는 둘 다 零이 된다.
- ② 따라서 ZCP와 轉換 시점 모두 전동기가 이상적으로 운전되는 경우와 같게 되고,  $\Delta t_c$ ,  $\Delta t_d$ ,  $\Delta V_{\text{avg}}$ ,  $\theta_\varepsilon$ 은 정상 상태에서와 같이 零이 된다. 즉, 轉換 시점이 틀린 경우에도 지연 시점이 보정되어 전동기가 이상적으로 운전되도록 한다.

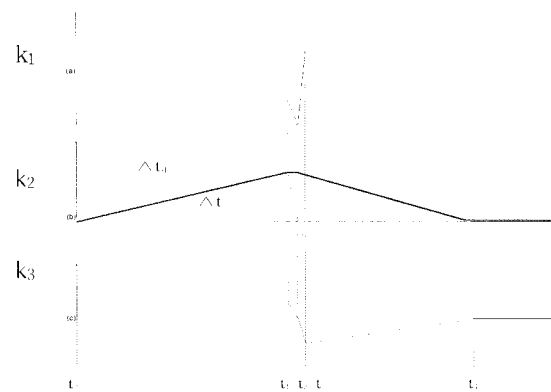


그림 7 轉換 시점 보상 과정  
a)  $\Delta V_{\text{avg}}$  b)  $\Delta t_d$ ,  $\Delta t_c$  c)  $\theta_\varepsilon$   
Fig. 7 Compensated commutation time  
a)  $\Delta V_{\text{avg}}$  b)  $\Delta t_d$ ,  $\Delta t_c$  c)  $\theta_\varepsilon$

그림 6의 b) 경우와 같이 전혀 ZCP를 검출 할 수 없는  $\theta_\varepsilon = 60^\circ$  일 때도 보정된 단자 전압에서는 전기각으로 60° 뒤진 ZCP를 검출 할 수 있다. 따라서 轉換 시점을 보정하기 위해서는  $\Delta t_c$ 는 전기각으로 60°에 해당하는 값이 되겠지만  $\Delta t_c$ 는 30° 보다 클 수 없으므로 먼저 그림 6의 a)와 같은 상태로 되었다가 그림 6의 c)로 천이하게 된다.

이와 같은 방법에 의하여 轉換 시점이 한개의 轉換 구간만큼다른 경우에도 일정 시간이 지나면 정확한 轉換 시점에서 轉換이 이루어져 센서리스 운전이 가능하게 된다.

4. 실험 결과 및 고찰

본 논문의 실험에서 사용한 전동기 사양은 표 1과 같다. 그림 8에는 전체 시스템 구성도를 나타내었다. 전체 시스템은 P형 MOSFET과 N형 MOSFET으로 이루어진 하이브리드 스위치 3개로 구성된 인버터, 단자

전압을 이용한 역기전력 검출 회로, 과전류 보호 회로 및 게이트 구동 회로와 주제어기로 구성된다. 16bit 마이크로프로세서인 주제어기 80C196KC은 역기전력으로부터 ZCP를 검출, 轉換 시점을 결정하고, 속도 제어를 수행한다.

표 1 브러시리스 직류 전동기 사양 및 파라미터  
Table 1 Specification and parameter of BLDCM

전 동 기	Trapezoidal형 3상 BLDCM
상수 / 극수	3상 / 8극
입력 전압	DC 12[V]
토크 상수(Kt)	459 [g · cm/A]
역기전력 상수(Ke)	0.045 [V/rad/sec]
관성 모멘트(J)	0.45 [g · cmsec <sup>2</sup> ]
저항 (R)	9 [Ω]
인덕턴스 (L)	0.355 [mH]
정격 속도	1200 [rpm]

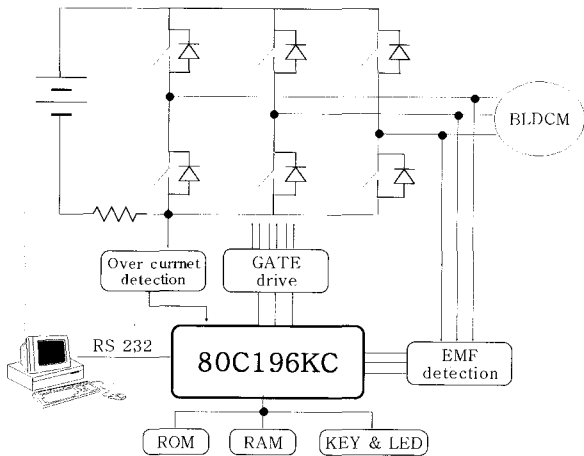


그림 8 전체 시스템 구성  
Fig. 8 Overall system configuration

그림 9는 동기 모드에서 비 여자상의 단자 전압 보상 방법에 의한 ZCP 검출에 대한 실험 결과이다. 그림 9의 a)는 전동기 단자 전압을 AD 컨버터로 읽어들이기 위해 저항 분배한 신호이다. 역기전력이 변하는 중앙 부근을 확대한 파형으로 轉換시 환류 다이오드의 도동에 의한 영향을 무시하면 그림 6에서 예측한 결과와 동일하다. 여기서 역기전력이 상승하는 곳에서는 단자 전압이 전원 전압의 반보다 크고, 역기전력이 하강하는 곳에서는 전원 전압의 반보다 작아 ZCP를 검

출 할 수 없다. 단자 전압 보상 방법에 의해 구해진 단자 전압(그림 9의 b)에서는 단자 전압이 전원 전압의 반을 중심으로 변하므로 그림 9의 c)에서 알 수 있듯이 동기 모드에서도 ZCP 신호를 검출 할 수 있음을 보여 준다.

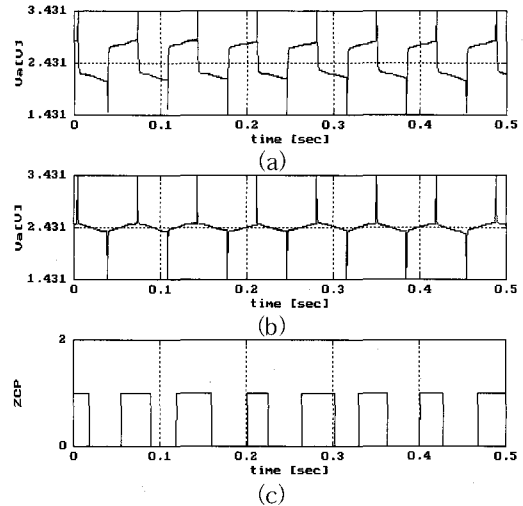


그림 9 동기 모드에서 단자 전압 보상  
a) 단자 전압 b) 보정된 단자 전압 c) ZCP  
Fig. 9 Terminal voltage compensation  
a) terminal voltage  
b) compensated terminal voltage c) ZCP

그림 10과 그림 11은 모드 전환 직후의 단자 전압, 홀 센서 출력, 상 전류, ZCP 신호 등에 대한 실험 결과 파형이다. 그림 10은 보정 간격이 커서 모드 전환 후 첫번째 轉換 구간에서 轉換이 정상적인 경우보다 빨리 이루어진 경우로, 이후 다시 轉換 시점이 뒤지다가 전동기가 약 1회전한 후 轉換 시점이 이상적인 경우와 일치되고 있음을 홀 센서 출력과 비교함으로써 알 수 있다. 그림 11은 모드 전환 후 첫번째 轉換 신호가 정확히 일치하는 경우로 이후 轉換 시점이 오히려 빠르지만 그 빠른 정도가 점점 줄어들어 전동기가 1회전 정도 회전할 때 다시 轉換 시점이 정상적으로 됨을 알 수 있다.

그림 12는 모드 전환 전후의 전동기 속도, 모드 전환 신호 및 전동기 한 상에 대한 단자 전압을 보여 준다. 그림 12의 c)에서 모드 전환 후 그 다음 轉換 구간부터 단자 전압이 전원 전압의 반을 중심으로 일정한 모양이 되어 ZCP를 안정적으로 검출 할 수 있고, 정확한 轉換 시점에서 轉換이 이루어지고 있음을 확인할 수 있다.

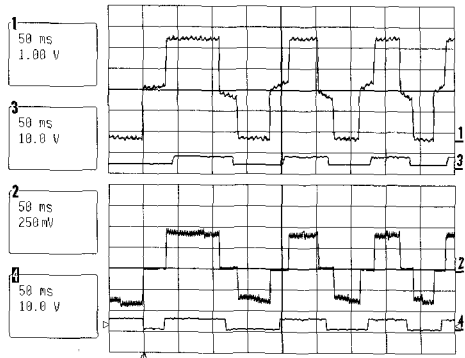


그림 10 모드 전환 직후의 전환 시점 보정 (case1)

- a) 단자 전압 b) 홀 센서 출력
- c) 상 전류(0.18A/div) d) ZCP

Fig. 10 Compensated commutation time after mode transfer to sensorless mode (case1) a) Terminal voltage b) hall sensor output c) phase current d) ZCP

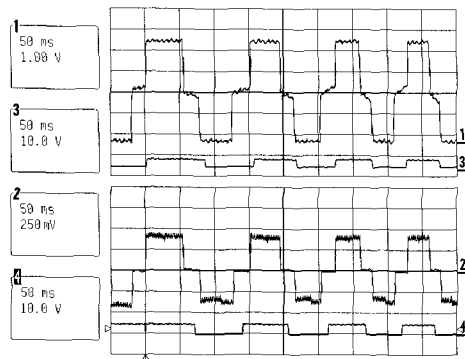


그림 11 모드 전환 직후의 전환 시점 보정 (case2)

- a) 단자 전압 b) 홀 센서 출력
- c) 상 전류(0.18A/div) d) ZCP

Fig. 11 Compensated commutation time after mode transfer to sensorless mode (case2) a) Terminal voltage b) hall sensor output c) phase current d) ZCP

그림 13부터 그림 15는 각각 150rpm, 600rpm, 1650rpm에서 센서리스 모드로 동작되고 있을 때의 단자 전압, 홀 센서 출력과 상 전류, ZCP 파형이다. 저속에서는 轉換 시점이 전동기의 홀 센서 출력과 잘 일치하고 있으며, 전류 파형도 통전각과 크기가 일정하게 유지되고 있다. 600rpm에서는 전류 파형에 약간의 맥동이 발생하지만 전류의 전환이 정확하게 이루어지고 있음을 확인할 수 있다. 1650rpm에서도 센서리스 모드로 운전이 잘 되고 있음을 확인할 수 있다.

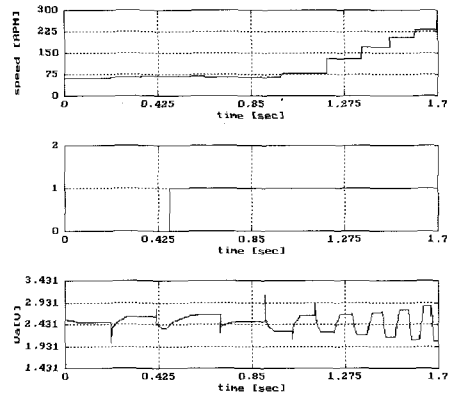


그림 12 모드 전환 전후의 실험 결과 (60~250rpm)

- a) 속도 b) 모드 전환 신호
- c) 한 상에 대한 단자 전압

Fig. 12 Experimental results at mode transfer(60~250rpm) a) vspeed b) mode transfer signal c) terminal voltage of a phase

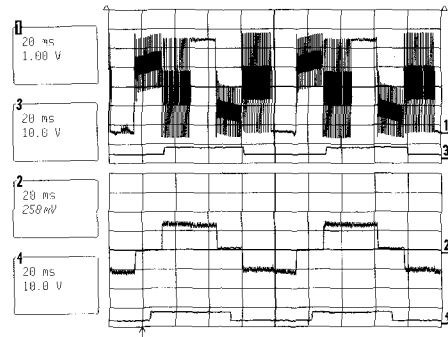


그림 13 센서리스 운전 (150rpm)

- a) 단자 전압 b) 홀 센서 출력
- c) 상 전류(0.18A/div) d) ZCP

Fig. 13 Sensorless Operation (150rpm) a) terminal voltage b) hall sensor output c) phase current d) ZCP

본 논문에서는 센서리스 운전시 브러시리스 직류 전동기의 초기 기동을 위해서 회전자를 강제 정렬시킨 후, 개루프로 전환 신호를 인가하여 가속시키는 방식을 사용하였다. 즉, 전동기가 정지 상태에 있는 경우, 회전자의 초기 위치를 알 수 없기 때문에 a상에는 (+) 전류를 b상에는 (-) 전류를 인가하여 회전자를 일정 위치에 강제 정렬을 시키고, 이후 일정 속도까지 정해진 전환 신호를 인가함으로써 전동기를 동기 가속시키는 방식을 사용하였다.

그림 16은 강제 정렬 후 25rpm으로 기동시키고 이후 75rpm까지 가속도 31.25rpm/sec로 동기 가속시키다가, 이후 안정적인 ZCP를 검출할 수 있는 시점에서

센서리스 모드로 전환하여 1200rpm까지 센서리스 운전을 수행한 실험 파형이다.

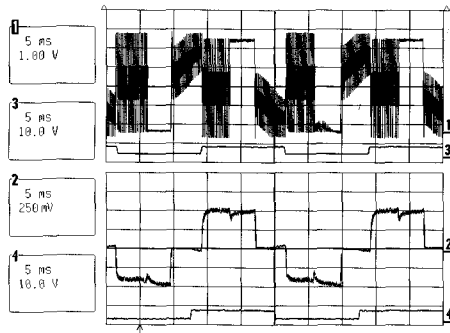


그림 14 센서리스 운전 (600rpm) a) 단자 전압 b) 홀 센서 출력 c) 상 전류(0.18A/div) d) ZCP  
 Fig. 14 Sensorless Operation (600rpm) a) terminal voltage b) hall sensor output c) phase current d) ZCP

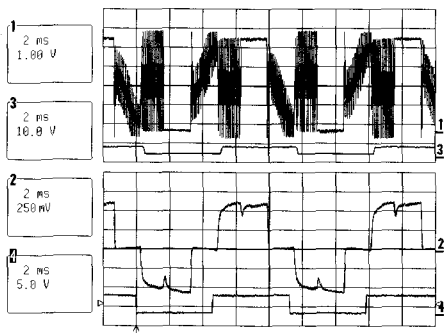


그림 15 센서리스 운전 (1650rpm) a) 단자 전압 b) 홀 센서 출력 c) 상 전류(0.18A/div) d) ZCP  
 Fig. 15 Sensorless Operation (1650rpm) a) terminal voltage b) hall sensor output c) phase current d) ZCP

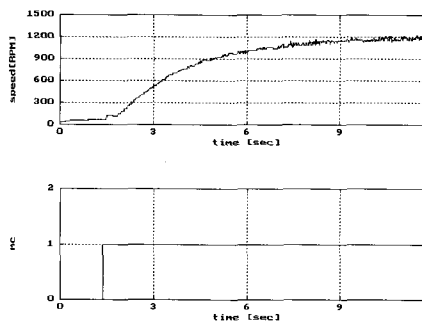


그림 16 동기 가속 및 속도 제어 a) 속도 b) 모드 전환 신호  
 Fig. 16 Synchronous acceleration and speed control a) speed b) mode transfer signal

### 5. 결론

본 논문에서는 브러시리스 직류 전동기의 센서리스 구동을 위한 새로운 회전자 위치 검출 방식을 제안하였다. 제안한 방식을 적용하면 ZCP가 부정확하거나 검출되지 않은 경우에도 비 여자상의 단자 전압의 평균값과 전원 전압의 1/2을 비교하여 전환 시점의 느리고 빠름을 판단할 수 있으며, 동기 모드에서도 과전압에 의한 지연된 ZCP를 검출하여 적절한 轉換 신호를 발생시킴으로써 센서리스 모드로의 원활한 모드 전환이 가능하게 된다.

실험 결과에 의하면 모드 전환 속도가 최고 속도의 1/20보다 적은 속도(75rpm)에서 원활하게 이루어졌으며, 센서리스 드라이브에서의 가변속 범위는 150~1650rpm으로, 이 영역에서 센서리스 운전이 원활하게 이루어짐을 확인하였다.

이상의 연구와 실험 결과로부터 본 논문에서 제안한 회전자 위치 검출 방식은, 저속 동기 모드에서 센서리스 운전으로 모드로의 전환이 빠르고 안정적이며 또한 넓은 속도 범위에서 센서리스 운전이 가능하여 신뢰성 있는 센서리스 운전 시스템 구성에 적합한 것으로 사료된다.

### 참고 문헌

- [1] P. Ferrais et al., "P. M. Brushless Motor Drives : A Self Commutation System Without Rotor-Position Sensors," Proceedings of ninth Annual symposium on Incremental Motion Control system and Devices, pp. 305-312, 1980
- [2] J. C. Moreira, "Indirect Sensing for Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motors Operating in a Wide Speed Range", Conference Record of IEEE IAS Annual Meeting, pp. 401-407, 1994
- [3] S. Ogasawara and H. Akagi, "An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless DC Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, pp. 928-933, 1991
- [4] K. Iizuka et al., "Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 21, No. 4, pp. 595-601, 1985
- [5] T. Endo, F. Tajima, et al., "Microcomputer Controlled Brushless Motor Without a Shaft Mounted Position Sensor", International Power Electronics Conference, Tokyo, pp. 1477-1486, 1983
- [6] R. C. Becerra et al., "Four Quadrant Sensorless Brushless ECM Drive, IEEE Applied Power Electronics



Conference and Exposition, pp. 202-209, 1991

- [7] 여형기, 이광운, 박정배, 유지윤, “브러시리스 직류 전동기 용 센서리스 드라이브 개발에 관한 연구,” 대한 전기학회 하계학술 대회 논문집, pp. 2095-2097, 1997
- [8] 김태형, 박정배, 이광운, 유지윤, “디지털 필터를 이용한 브러시리스 직류 전동기용 센서리스 드라이브의 성능 향상에 관한 연구,” 대한 전기학회 논문지 제48권 2호, pp. 788-794, 1999

**저 자 소 개**



**조현민(趙顯敏)**

1966년 7월 6일생. 1992년 광운대 공대 전자통신공학과 졸업. 1998년 고려대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992~1998 삼성전자 근무. 현재 Fairchild Korea Semiconductor(FKS) 근무.



**박정배(朴廷培)**

1971년 5월 14일생. 1994년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



**이광운(李光雲)**

1970년 12월 16일생. 1993년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 고려대학교 전기공학과 박사 후 과정.



**여형기(呂炯基)**

1964년 7월 20일생. 1988년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990~1995 한국 국방연구원 근무. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 두원공과대학 컴퓨터응용제어과 교수.



**유지윤(柳志潤)**

1955년 2월 25일생. 1977년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 일본 와세다 대학 전기공학과 졸업(공학). 1987년~1991년 창원대 공대 전기공학과 조교수. 현재 고려대 공대 전기공학과 교수. 당

학회 편집이사.