

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

조 현민\*, 이 광운\*\*, 박 정배\*\*, 여 형기\*\*\*, 유 지윤\*\*

Fairchild Korea Semiconductor, LTD.\*, 고려대학교 전기공학과\*\*, 두원공과대학 컴퓨터응용제어과\*\*\*

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

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

Fairchild Korea Semiconductor, LTD.\*, Korea University\*\*, Doowon Technical College\*\*\*

#### Abstract

In this paper, a novel indirect rotor position sensing method is proposed to improve the performance of sensorless drive of brushless DC motors. Fast mode change to the sensorless operation is difficult in the existing indirect rotor position sensing methods because 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.

#### 1. 서 론

본 논문에서는 브러시리스 직류전동기용 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 입력이 인가되면 회전자 위치를 정확히 검출할 수 없기 때문에 센서리스 운전 모드로의 신속한 전환이 어렵다. 따라서 본 논문에서는 전동기를 동기 모드로 운전시 과입력에 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 입증하고자 한다.

#### 2. 단자전압 보상을 이용한 회전자 위치 검출

##### 2.1 정상 상태에서의 단자 전압과 회전자 위치 검출

###### 2.1.1 단자 전압과 역기전력

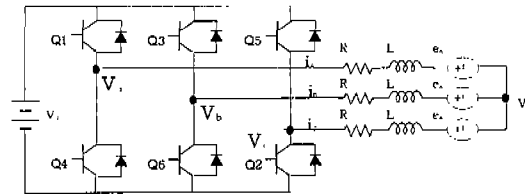


그림 1. 브러시리스 직류 전동기의  
등가회로와 인버터

그림 1은 3상 인버터와 브러시리스 직류 전동기의 등가회로이며, 아래 그림 2는 이 브러시리스 직류 전동기의 사다리꼴 역기전력 파형과 전류 및 전환 신호를 나타낸다.

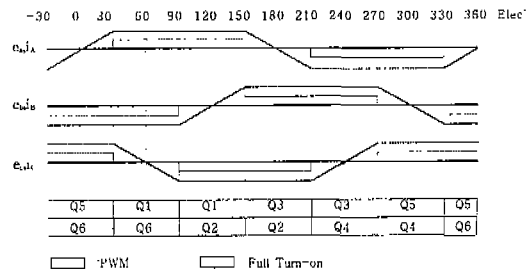


그림 2. 브러시리스 직류 전동기의 전류와  
역기전력 및 轉換 신호

그림 2에 보인바와 같이 역기전력 파형이 사다리꼴인 3상 브러시리스 전동기의 경우, 역기전력이 평탄한 구간에서 일정한 전류를 흘려주면 일정 토크 제어가 가능하다. 위에 보인 전환 신호와 같이 3상 2여자 방식으로 전류를 제어하면 비여자상의 단자 전압과 역기전력의 관계는 다음과 같이 구해낼 수 있다.

① 역기전력이 감소하는 구간

$$V_c = \begin{cases} 0 & (0 < i_c) \\ \frac{V_d}{2} + e_c & (PWM \text{ on}) \\ e_c & (PWM \text{ off}, 0 < e_c) \\ 0 & (PWM \text{ off}, 0 > e_c) \end{cases} \quad (1)$$

② 역기전력의 크기가 증가하는 구간

$$V_c = \begin{cases} V_d & (0 < i_c) \\ \frac{V_d}{2} + e_c & (PWM \text{ on}) \\ V_d + e_c & (PWM \text{ off}, 0 > e_c) \\ V_d & (PWM \text{ off}, 0 < e_c) \end{cases} \quad (2)$$

식(1)과 식(2)를 이용하면 한 상에 대한 전동기 단자 전압은 아래 보인 그림 3의 a)와 같다.

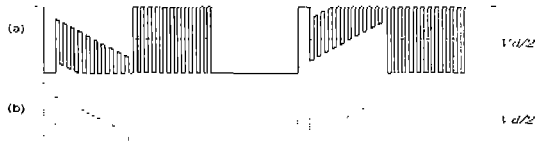


그림 3. 단자 전압

a) 스위칭 잡음이 있는 경우 b) 스위칭 잡음이 제거된 후

한편 전동기의 역기전력은 회전자 속도에 비례하지만 그 주기는 회전자 위치에 대하여 불변이기 때문에 역기전력이 쪼이 되는 회전자 위치는 속도에 관계없이 일정한 위치가 된다. 역기전력이 쪼이 되는 시점은 PWM on 단자 전압이 전원 전압의 반과 같아지는 시점이므로 그림 3의 b)와 같은 PWM on 시의 단자 전압을 검출하여  $V_d/2$ 와 비교함으로써 ZCP(zero crossing point)를 찾아낼 수 있다.

### 2.1.2 회전자 위치 검출과 센서리스 운전

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 전환 시점의 중간에 해당한다. 전동기 속도가 연속된 두 ZCP 사이에서 크게 변하지 않는 것으로 가정하면, 연속된 두 개의 ZCP 검출 시간으로부터 전동기의 전기적 각 속도  $\omega_e$ 를 다음과 같이 계산해 낼 수 있다.

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

$$\Delta t_{ZCP} = t_{ZCP}(n) - t_{ZCP}(n-1) \quad (4)$$

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

$$t_{cmt} = t_{ZCP}(n) + \frac{\pi/6}{\omega_e} = t_{ZCP}(n) + \frac{\Delta t_{ZCP}(n)}{2} \quad (5)$$

즉, 이상과 같이 비 여자상의 단자 전압으로부터 ZCP를 연속적으로 검출하고 전환을 수행하여 전동기를 센서리스 모드로 연속 운전한다.

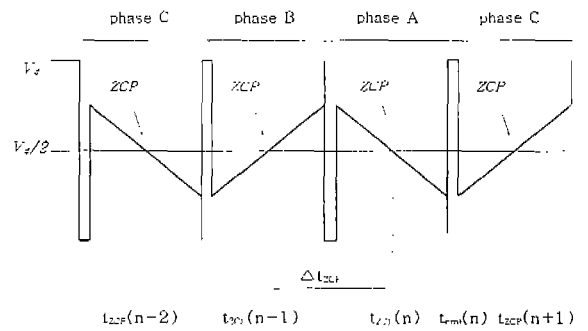


그림 4. ZCP 시점과 전환 시점

## 2.2 동기 모드에서의 회전자 위치 검출과 센서리스 운전

### 2.2.1 동기 모드에서의 전동기 특성 및 단자 전압

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

그러나 이와같은 과입력을 인가하여 전동기를 동기 속도로 운전하는 경우, 단자 전압 특성이 이상적인 경우와 달라지게 되므로 ZCP 검출이 난해하다. 따라서 본 논문에서는 다음과 같이 동기 모드에서 단자 전압 보상을 이용한 ZCP 검출 방법을 제시하고자 한다.

(1) 역기전력이 감소하는 구간

동기 모드 전환 신호가 정상 전환 시점보다 늦게 인가 되면 한 전환 구간에서 A상과 B상 역기전력의 크기가 정상 상태에서와는 달리 일정한 값을 가지지 못한다. 따라서 전환 구간내에서 중성점 전압

이 일정한 값이 되지 않고 변하게 되어 단자 전압이 전원 전압의 반 보다 크거나 작아서 ZCP를 검출할 수 없게 된다. 아래 보인 그림 5과 같이 轉換 시점이 30° 늦다고 가정하면 C상이 개방되는 때는  $\theta_e = 60^\circ$  이다. 이후 120° 까지 중성점 전압 변화에 따른 C상 단자 전압을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{cases} V_c = V_d/2 & (\theta = 60^\circ) \\ V_c = V_d/2 - E & (\theta = 90^\circ) \\ V_c = V_d/2 - 2E & (\theta = 120^\circ) \end{cases} \quad (6)$$

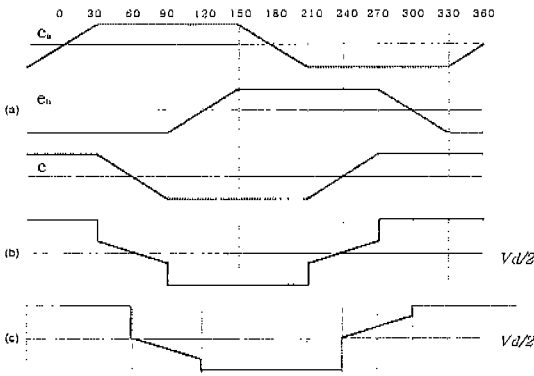


그림 5. 역기전력과 단자 전압

a) 3상 역기전력 b) 정상 상태 c) 동기 모드

### (2) 역기전력이 증가하는 구간

역기전력이 감소하는 구간에서와 마찬가지로 轉換 시점이 30° 늦는 경우 C상 단자 전압은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{cases} V_c = V_d/2 & (\theta = 240^\circ) \\ V_c = V_d/2 + E & (\theta = 270^\circ) \\ V_c = V_d/2 + 2E & (\theta = 300^\circ) \end{cases} \quad (7)$$

### 2.2.2 동기 모드에서의 회전자 간접 검출과 센서리스 운전

회전자 위치에 따라 가해져야 할 轉換 시점과 동기 모드에 의한 轉換 시점의 차이를 전기각으로 나타낸 것을  $\theta_i$ 라 하자. 이때  $\theta_i$ 는 零에서  $\pm 60^\circ$  사이의 값이 된다. 동기 모드에서는  $\theta_i$ 가 零이 아니기 때문에 동기 모드 轉換 신호는 비 여자상의 역기전력의 크기가 변하고 있을 때 인가된다. 앞의 예에서  $\theta_i = 30^\circ$  인 경우로,  $\theta_e = 30^\circ$  이면 이때의 C상 역기전력의 크기는  $E$  이고,  $\theta_e = 60^\circ$  일때는 零이므로  $\theta_i$ 에 따른 C상 역기전력의 차이는  $E_i = E$  이다. 따라서 轉換 시점의 차이에 따른 비 여자상의 단자 전압은 정상 상태 일때의 단자 전압과  $E_i$ 로부터 쉽게 알 수 있다. 즉 동기 모드에서의 단자 전압은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{cases} V_{c(syn)} = V_c - E_i & (\text{역기전력 감소구간}) \\ V_{c(syn)} = V_c + E_i & (\text{역기전력 증가구간}) \end{cases} \quad (8)$$

이를 이용하면 동기 모드에서의 3상 단자 전압은 그림 5의 c)와 같게 된다. 그림 6에  $\theta_i = 30^\circ$  및  $60^\circ$  인 경우의 단자 전압을 나타내었다.

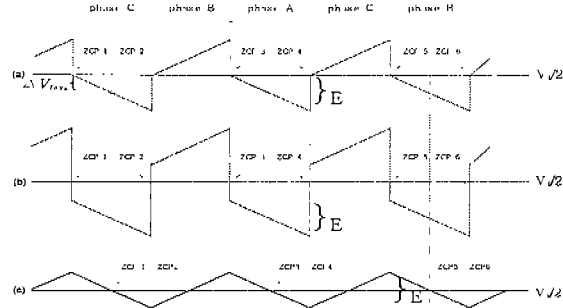


그림 6. 단자 전압

a)  $\theta_i = 30^\circ$  , b)  $\theta_i = 60^\circ$  c) 보정 후 단자 전압

위에서  $\theta_i = 30^\circ$  인 경우 단자 전압 보상에 의한 ZCP를 구해보자. phase C에서 C상 단자 전압을 읽어 들인다. 다음 phase B에서 앞 구간에서 구한 단자 전압의 평균을 계산하여  $V_{avg}$ 라하고 전원 전압의 반에서 이 값을 빼 그 차이를  $\Delta V_{avg}$ 라하면 식(9)와 같은 整의 값이 얻어진다. 이후 읽어 들인 값에서 이 값을 빼어 보정 단자 전압이라 한다.

$$\Delta V_{avg} = V_d/2 - V_{avg} \quad (9)$$

다음으로 phase A가 시작되면 전원 전압의 반에서 phase B 구간에서 구한 단자 전압의 평균을 빼면  $\Delta V_{avg}$ 는 이번에는 負의 값을 가진다. phase B에서와 마찬가지로 phase A에서 읽어 들인 값에서  $\Delta V_{avg}$ 를 빼어 보정된 단자 전압으로 만든다. 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  $\theta_i = 30^\circ$  이기 때문이다. 즉, 지연된 轉換 시점 만큼 지연된 ZCP를 검출한다. 그림에서 알 수 있듯이  $\theta_i$ 가 30° 보다 크면 일반적인 경우 ZCP를 구할 수가 없다. 그러나 이와 같이 단자 전압 보상 방법을 사용하면 언제나 ZCP를 찾을 수 있다. 지연된 ZCP 신호를 가지고 轉換을 수행하게 되면 계속해서 轉換 시점이 지연되므로 轉換 시점을 보상해야 한다. 즉,  $\theta_i = 30^\circ$  인 경우 ZCP는 전기각으로 30°에 해당하는 시간 ( $\Delta t_d$ ) 만큼 지연되고 있으므로 이에 해당하는 시간 ( $\Delta t_c$ )만큼 轉換 시점을 앞 당겨 주어야 한다

그림 7에서는 轉換 시점이 틀릴 경우,  $\Delta t_c$ 를 조절함으로써 동기 모드에서 센서리스 모드로의 전환

시 정확한 轉換 시점을 찾는 과정을 보여 준다.

시간  $t_0$ 에서  $\theta_i$ 는 임의의 값을 가지고,  $\Delta t_d$ 도 임의의 값을 가지고 있게 된다. 이때  $\Delta V_{avg}$ 도 쉼이 아닌 값을 가지고 있고,  $\Delta t_c$ 는 임의의 초기값, 쉼을 가지고 있다고 하자.

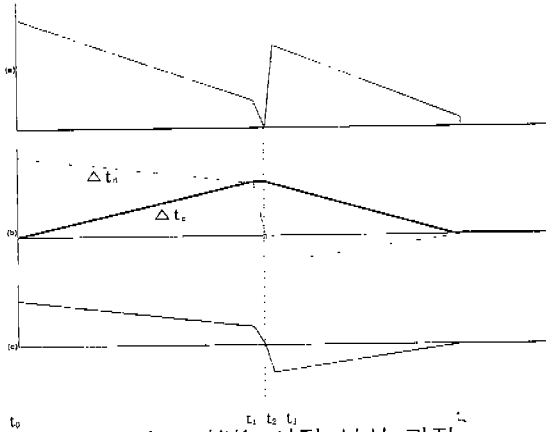


그림 7. 轉換 시점 보상 과정  
a)  $\Delta V_{avg}$  b)  $\Delta t_c, \Delta t_d$  c)  $\theta_i$

역기전력이 감소하는 구간(phase C)에서  $\Delta V_{avg}$ 가 整의 값을 가지면 轉換 시점이 늦어지고 있는 것이기 때문에  $\Delta t_c$ 를 조금 키운다. 다음 역기전력이 상승하는 구간(phase B)에서  $\Delta V_{avg}$ 가 負의 값을 가지면 마찬가지로 轉換 시점이 늦어지고 있는 것이므로  $\Delta t_c$ 를 다시 조금 키운다. 따라서  $\Delta V_{avg}$ 의 절대값은 phase B에서는 약간 줄어든다. 이후 phase A에서는  $\Delta t_c$ 는 더 커지고,  $\Delta V_{avg}$ 의 절대값은 더욱더 줄어 든다. 이때  $\theta_i$ 는 0와 60° 사이 값을 가지며,  $\Delta t_d$ 도 계속 줄어 들고 있다.

이와 같은 동작이 반복되어 轉換 시점이 어떤 시간( $\Delta t_d$ ) 만큼 늦춰지고 있는 순간( $t_1$ )에  $\Delta t_c$ 가  $\Delta t_d$ 와 같아지면 ZCP는  $\Delta t_d$ 만큼 느리지만 轉換 시점을  $\Delta t_c$ 만큼 빠르게 했으므로 정확한 轉換 시점에서 轉換이 이루어지게 된다. 따라서 그 다음 轉換 시점( $t_2$ )에서  $\Delta t_d$ ,  $\Delta V_{avg}$ ,  $\theta_i$  값들은 쉼이 되지만  $\Delta t_c$ 는 어느 일정값을 가지고 있으므로 轉換 시점이 정상적인 경우보다 상당히 앞선 상태가 된다.

따라서  $t_3$ 에서  $\theta_i$ 는 -60°와 0° 사이의 값이 되며,  $\Delta V_{avg}$ 는 쉼이 아닌 값으로 순간적으로 바뀐다. 이순간 부터는 역기전력이 감소하는 곳에서  $\Delta V_{avg}$ 가 負의 값을 갖게되므로  $\Delta V_{avg}$ 의 절대값과  $\Delta t_c$ 가 모두 감소하기 시작하여 결국에는 둘 다 쉼이 된다. 따라서 ZCP와 轉換 시점 모두 전동기가 이상적으로 운전될때의 상황과 같게 되고,  $\Delta t_c$ ,  $\Delta t_d$ ,  $\Delta V_{avg}$ ,  $\theta_i$  값들은 정상 상태에서 값인 쉼과 같다. 즉 轉換 시점이 틀린 경우에도 이를 보정하여 전동기가 이상적으로 운전되도록 한다.

그림 6의 b) 경우와 같이 전혀 ZCP를 검출 할 수 없는  $\theta_i = 60^\circ$  일때도 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 일단은 그림 6의 a)와 같은 상태로 되었다가 그림 6의 c)로 천이 하게 된다. 이와 같은 방법에 의하여 轉換 시점이 한개의 轉換 구간만큼 다른 경우에도 일정 시간이 지나면 정확한 轉換 시점에서 轉換이 이루어져 센서리스 운전이 가능하게 된다.

### 3. 실험 결과 및 고찰

본 논문의 실험에서 사용한 전동기 사양은 표 1과 같다. 그림 8에는 전체 시스템 구성도를 나타내었다.

표 2 전동기 사양 및 파라미터

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]
속도	180 / 1200 [RPM]

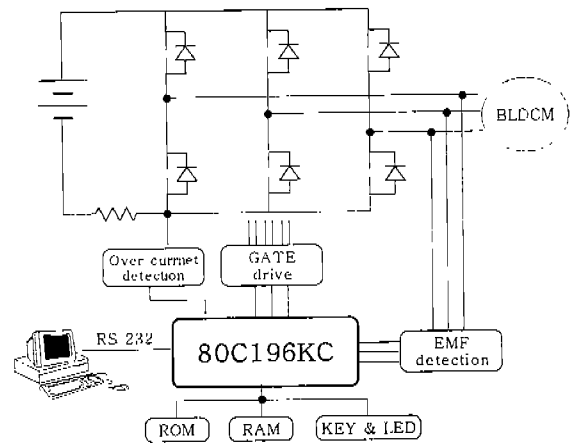


그림 8. 전체 시스템 구성

전체 시스템은 P형 MOSFET과 N형 MOSFET으로 이루어진 하이브리드 스위치 3개로 구성된 인버터, 단자 전압을 이용한 역기전력 검출 회로, 과전류 보호 회로 및 게이트 구동회로와 주제어기로 구성된다. 16bit 마이크로프로세서인 주 제어기 80C196KC은 역기전력으로부터 ZCP를 검출, 轉換 시점을 결정하고, 속도 제어를 수행한다.

그림 9는 동기 모드에서 비 여자상의 단자 전압 보상 방법에 의한 ZCP 검출에 대한 실험이다. 그림

9의 a)는 전동기 단자 전압을 마이크로프로세서에 인가하기 위해 저항 분배한 신호이다. 역기전력이 변하는 중앙 부근을 확대한 파형으로 轉換시 환류 다이오드의 도통에 의한 영향을 무시하면 그림 6에서 예측한 파형이다. 역기전력이 상승하는 곳에서는 단자 전압이 전원 전압의 반보다 크고, 역기전력이 하강하는 곳에서는 전원 전압의 반보다 작아 ZCP를 검출할 수 없다. 단자전압 보상 방법에 의해 구해진 단자 전압(그림 9 b)에서는 단자 전압이 전원 전압의 반을 중심으로 변하므로, 그림 9의 c)에서 알 수 있듯이 동기 모드에서도 ZCP 신호를 검출할 수 있음을 보여 준다.

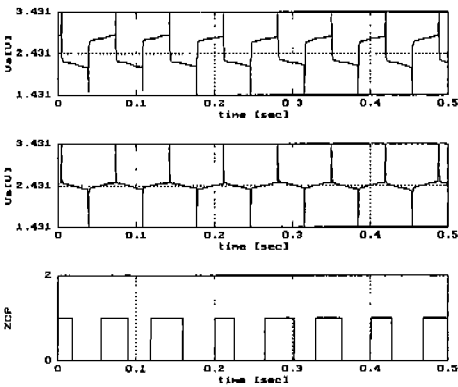


그림 9. 동기 모드에서 단자 전압 보정  
a)단자 전압 b)보정된 단자 전압 c)ZCP

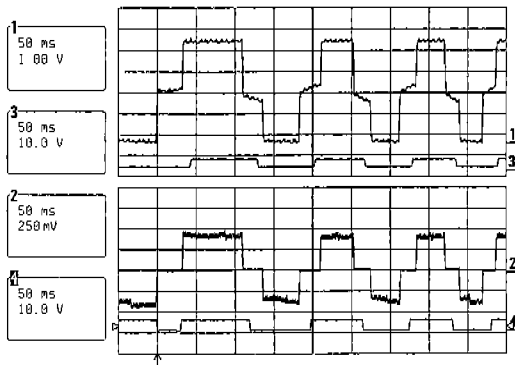


그림 10. 모드 전환 직후의 전환 시점 보정 (case1)  
a)단자 전압 b)홀 센서 출력 c)상 전류(0.18A/div) d)ZCP

그림 10과 그림 11은 모드 전환 직후의 단자 전압, 홀 센서 출력, 상 전류, ZCP 신호등에 대한 것이다. 그림 10인 경우 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.

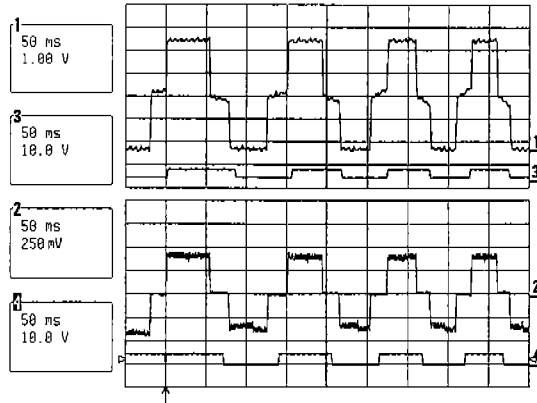


그림 11. 모드 전환 직후의 전환 시점 보정 (case2)  
a) 단자 전압 b) 홀 센서 출력 c) 상전류(0.18A/div) d) ZCP

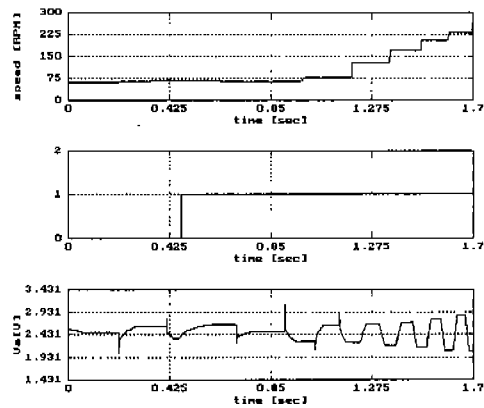


그림 12. 모드 전환 전후의 파형 (60~250 rpm)  
a) 속도 b) 모드 전환 신호 c) 한 상에 대한 단자 전압

그림 12는 모드 전환 전후의(60~250rpm) 전동기 속도, 모드 전환 신호 및 전동기 한 상에 대한 단자 전압을 보여준다. 그림 12의 c)에서 모드 전환 후 다음 轉換 구간부터 단자 전압이 전원 전압의 반을 중심으로 일정한 모양이 되어 ZCP를 안정적으로 검출할 수 있고, 정확한 시점에서 轉換이 이루어지고 있음을 보여 준다.

그림 13과 14는 각 150rpm과 1650rpm에서 센서리스 모드로 동작되고 있을 때의 단자 전압, 홀 센서 출력과 상 전류, ZCP 파형이다. 저속에서는 轉換 시점이 전동기의 홀센서 출력과 잘 일치하고 있으며, 전류 파형도 통전각과 크기가 일정하게 유지되고 있다. 부하가 거의 걸리지 않는 1650rpm에서도 센서리스 모드로 운전이 잘 되고 있음을 보여 준다. 그림 15는 강제 정렬 후 25rpm에서 동기가 속이 이루어진 후 75rpm에서 센서리스 모드로 전환하여 1200rpm까지 센서리스 운전 되고 있음을 보여 준다.

#### 4. 결론

본 논문에서는 저속 동기 모드에서 센서리스 운전으로 모드 전환이 빠르고, 안정적으로 이루어져 저속에서의 전동기 효율을 향상시키고, 넓은 속도 범위에서 센서리스 운전이 가능한 새로운 회전자 위치 검출 및 이를 이용한 센서리스 드라이브를 제안 하였다. 단자 전압을 실시간으로 검출하여 ZCP가 부정확하거나 검출되지 않은 경우에도 비 여자상의 단자 전압의 평균 값과 전원 전압의 1/2과 비교함으로써 전환 시점의 느리고, 빠름을 판단하여 동기 모드에서 과입력에 의한 지연된 ZCP를 찾아, 모드 전환시 적절한 轉換 신호를 발생시킴으로써 센서리스 모드로의 원활한 모드 전환이 가능하였다.

실험을 통하여 모드 전환 속도가 최고 속도의 1/20보다 적은 속도(75rpm)에서 쉽게 이루어지고, 10 배 이상의 속도 영역(150~1650rpm)에서 센서리스 모드 가변속 운전이 원활함을 확인하였다.

이상의 연구 결과로부터 경제성과 실용성을 갖춘 센서리스 드라이브의 구현이 가능함을 입증할 수 있었다.

#### 참고 문헌

- [1] P. Ferrais, A. Vagati, and F. Villata, " 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, June 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 sorless Drive for Brushless DC Motor, " IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 27, pp. 928-933, 1991
- [4] K. Lizuka et al., " Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-21, No.4, pp. 595-601, MAY/JUN, 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

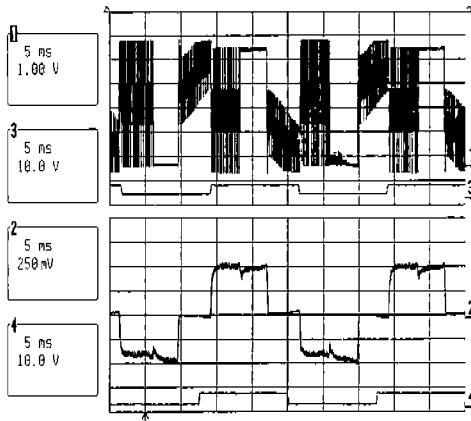


그림 13. 센서리스 운전시 실험 파형(150 RPM)  
a) 단자 전압 b) 홀 센서 출력 c) 상 전류(0.18A/div) d) ZCP

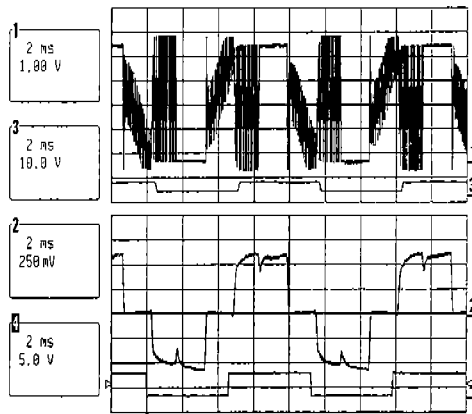


그림 14. 센서리스 운전시 실험 파형(1650 RPM)  
a) 단자 전압, b) 홀 센서 출력, c) 상 전류(0.18A/div) 및 d) ZCP

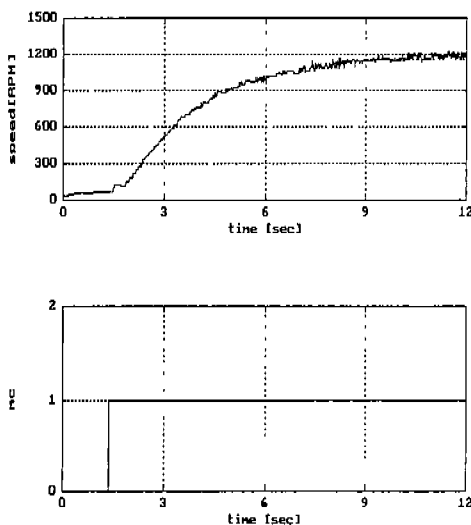


그림 15. 동기 가속 및 속도 제어  
a) 속도 b) 모드 전환 신호