

## 브러시리스 직류 전동기의 센서리스 구동시 부하 변동에 따른 회전자 위치 오차 분석과 아날로그 필터의 설계

김영일 · 김종선 · 장재훈 · 유지윤 · 김동식\*  
고려대학교 전기공학과 · \*순천향대학교 정보기술공학부

### Analysis on the Analog Filter Design and the Effect of Load for BLDCM Sensorless Drive

Young-il Kim · Jong-Sun Kim · Jae-Hoon Jang · Ji-Yoon Yoo · Dong-Sik Kim\*  
Korea University · \*Soonchunhyang University

#### ABSTRACT

The indirect rotor position detection method using terminal voltage of brushless DC motor (BLDCM) requires simple control circuit, and has wide speed range of sensorless operation. However, because the substantial phase difference exists between real back emf and terminal voltage, the existing indirect detection method using analog filter which is affected by frequency, speed, and load sensitively cannot be synchronized with current, in the end, it advances or delays. This paper presents new analog filter circuit design for rotor position estimation in order to solve the problem, and proposes novel sensorless operation method which is stable even in high speed range and not influenced by parameters with analysis on phase difference by load and speed. Moreover, the appropriateness of the proposed sensorless drive in this paper is verified and analyzed by experimentation.

#### 1. 서 론

브러시리스 직류 전동기(BLDC Motor)는 유도기에 비하여 넓은 속도 범위에 대하여 높은 효율을 유지하고 제어가 용이하다.<sup>[1]</sup> 브러시리스 직류 전동기는 브러시와 정류자 대신에 회전자 위치에 동기하여 전동기의 상전류를 전환시켜야 하므로 홀센서나 엔코더와 같은 회전자 위치 검출 센서가 필요하다. 그러나 위치 센서의 부착은 전동기 가격 상승뿐만 아니라 부피의 증가 신뢰성 저하, 사용 환경의 제약 등의 많은 문제를 유발한다. 이러한 문제를 극복하기 위해서 근래에는 위치 센서 없이 브러시리스 직류 전동기를 구동하는 센서리스 제어에 대한

연구가 활발하게 진행되고 있다.<sup>[2-5]</sup> 브러시리스 직류 전동기의 대표적인 센서리스 제어 방법으로는 비여자 상의 순환 전류를 이용하는 방법<sup>[3]</sup>, 제3고조파 전압 성분을 이용하는 방법<sup>[4]</sup>, 역기전력을 적분하는 방법<sup>[5]</sup>, 단자 전압의 파형을 이용하는 방법<sup>[2][6]</sup> 등으로 구분할 수 있다. 이중 단자 전압의 파형을 이용하는 방법은 검출한 단자 전압의 정보로부터 零이 되는 시점(zero crossing point-ZCP)을 찾아 상지연 회로나 저역 통과 필터 등을 이용하여 30도 혹은 90도만큼 상지연시켜 전환시점을 결정하는 방법이다. 이러한 방법은 제어 회로가 간단하고 비교적 넓은 속도 영역에서 센서리스 제어가 가능하다는 장점을 가지고 있어서 현재 가장 많이 선호되고 있다. 그러나 실제 역기전력과 단자 전압 사이에는 본질적인 위상 오차가 존재하고, 기존 아날로그 필터를 이용한 간접 검출 방식은 주파수와 속도, 부하에 민감한 영향을 받기 때문에 가변속시 전류가 역기전력과 완전히 동기하지 못하고, 회전자 위치 간접 검출시 오차가 심화되는 문제가 발생한다. 본 논문에서는 부하와 속도에 따른 회전자 위치 검출에 대한 오차 분석을 통하여 전동기 파라미터에 영향을 받지 않고, 고속영역에서도 부하 변동에 안정적인 센서리스 제어 방식을 제안한다. 제안한 방식을 실험을 통하여 이에 대한 타당성을 보이고자 한다.

#### 2. BLDC 전동기의 센서리스 구동원리

브러시리스 직류 전동기에서는 항상 두 상이 동시에 여자되면 여자 되지 않는 개방된 상이 항상 존재하게 된다. 개방된 상의 역기전력은 개방 구간 내에서 항상 최대값에서 최소값까지 감소하거나 최소값에서 최대값까지 증가한다. 따라서 이 구간 내에서 회전자 위치는 항상 역기전력이 零이 되는 위치(Zero Crossing Point, ZCP)를 지나게 된다. 그러므로 개방된 구간에서 역기전력을 검출하여 ZCP를

찾아내면 그때의 회전자 위치를 알 수 있다. 그림 1은 이상적인 경우 전동기의 역기전력 파형과 ZCP 및 전환시점을 나타내고 있다.

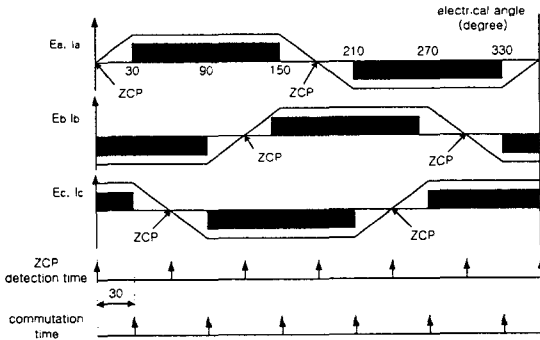


그림 1. 이상적인 경우의 역기전력, ZCP 및 전환시점  
Fig. 1 Back-EMF, ZCP and commutation signals in ideal case

### 3. 제안한 센서리스 제어 방법

3.1 부하 변동에 따른 회전자 위치 간접 검출 오차  
전동기의 출력은  $P_{out} = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c$ 로 표현되며, 출력을 기계적 출력으로 표현하면 아래와 같다.

$$P_{out} = T_e w_m = EI \quad (1)$$

그리고 출력 토크는

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{w_m} = \frac{EI}{w_m} \quad (2)$$

와 같이 유도되며 이때 운동방정식은 다음과 같다.

$$\frac{dw_m}{dt} = -\frac{B}{J} w_m + \frac{T_e}{J} - \frac{T_L}{J} \quad (3)$$

식(2)에서 보면 출력 토크는 속도와 반비례하며 전류와는 비례함을 알 수 있다. 따라서 브리시리스 직류 전동기의 토크 증가는 각 상의 상전류 증가와 같으므로 토크 출력은 다음과 같다.

$$T = T_e - T_L = k_t (i_a + i_b + i_c) \quad (4)$$

여기서  $i_a, i_b, i_c$ 는 각 상의 전류,  $k_t$ 는 토크 상수이다. 따라서 부하  $T_{L0}, T_{L1}, T_{L2}$  이  $T_{L0} < T_{L1} < T_{L2}$ 의 크기를 갖는다고 가정하면,  $T_L$ 이  $T_{L0} \rightarrow T_{L1} \rightarrow T_{L2}$ 로 증가함에 따라 토크  $T$ 는 각 상에 흐르는 전류  $i_a, i_b, i_c$ 에 비례하여 증가함을 알 수 있다.

그림2는 전류가 a에서 b상으로 흐르던 상태에서 a에서 c상으로 바뀌는 환류상태의 등가회로이다.

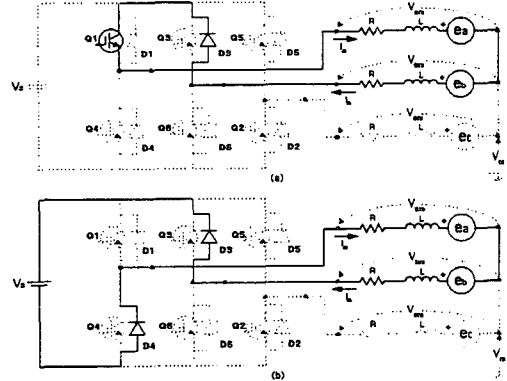


그림 2. 환류상태의 전류경로  
Fig. 2 Current path of freewheeling mode

그림 2에서 전류-전압 방정식은 스위칭 소자와 환류 다이오드가 이상적인 것으로 가정하며, 이들이 도통되었을 때 전압 강하는 없는 것으로 간주한다. 각 상이 여자 되는 동안 역기전력의 크기는 동일하고 부호만 반대( $e_a = -e_b = E$ )이다. 즉, 역기전력의 크기를 E로 가정하여 그림2 (a)의 전압방정식을 유도하면,

$$\begin{aligned} Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + (e_a - e_b) + L \frac{di_a}{dt} + Ri_a &= 0 \\ 2Ri_a + 2L \frac{di_a}{dt} + 2E &= 0 \\ V_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + E = 0, V_a &= 0 \\ \frac{di_a}{dt} &= -\frac{1}{L} (V_a - Ri_a - E) \end{aligned} \quad (5)$$

이고, 그림 2 (b)의 전압 방정식을 유도하면,

$$\begin{aligned} Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + (e_a - e_b) + L \frac{di_a}{dt} + Ri_a &= V_s \\ 2Ri_a + 2L \frac{di_a}{dt} + 2E &= V_s \\ V_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + E = \frac{V_s}{2}, V_a &= \frac{V_s}{2} \\ \frac{di_a}{dt} &= \frac{1}{L} (V_a - Ri_a - E) \end{aligned} \quad (6)$$

된다. 여기서, 식(5)와 식(6)을 정리하면,

$$\frac{di_{freewheel}}{dt} = \frac{1}{L} V_a (1-S) - R i_{freewheel} - E \quad (7)$$

where  $i_a = i_{freewheel}$   $S = \begin{cases} 1 & \text{turn-on} \\ 0 & \text{turn-off} \end{cases}$

식 (7)에서 보면 환류 구간에서 환류 전류의 크기가 증가함에 따라 환류되는 전류의 기울기가 감소함을 알 수 있다. 식(3)에서 점성마찰계수  $B=0$ 이라 가정하고, 수식을 간단히 정리하여 환류 상태의 전류를 이용하여 표현하면 다음과 같다.

$$\frac{dw_m}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_L) = \frac{1}{J} T = \frac{1}{J} k_t i_{freewheel} \quad (8)$$

식(8)과 (7)을 정리하면 식(9)와 같다.

$$\frac{dw_m}{dt} = \frac{k_t}{JR} V_a(1-S) - E - L \frac{di_{freewheel}}{dt} \quad (9)$$

식(7)에서(9)를 보면 환류 상태에서 환류 되는 전류가 증가함에 따라서 전류의 기울기가 감소함으로 각 가속도는 커짐을 알 수 있다. 역기전력은 속도와 관계는 다음과 같다.

$$E = k_e w_m \quad (10)$$

따라서 각 가속도에 따른 역기전력의 기울기는 다음과 같다.

$$\frac{dE}{dt} = k_e \frac{dw_m}{dt} \quad (11)$$

식(11)에서, 전류의 기울기 감소에 따른 각 가속도의 증가는 역기전력의 기울기 증가와 관계가 있음을 알 수 있다.

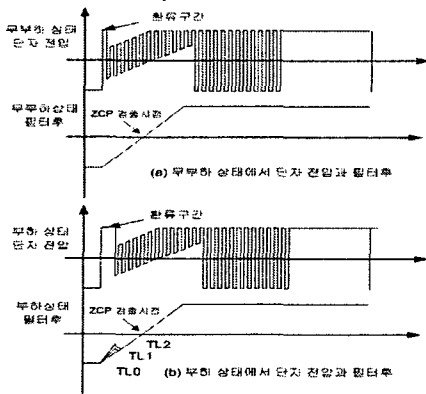


그림 3. 부하 변동에 따른 환류구간에서 역기전력의 변화

Fig. 3 Back-EMF alteration for the effect on the load at freewheeling mode

그림 3은 부하의 영향에 따른 환류 구간에서 역기전력의 변화를 예측한 파형이다. 즉, 부하의 크기가  $TL_0 < TL_1 < TL_2$  로 증가할수록 환류 구간에서 역기전력의 크기가 조금씩 변화함을 볼 수 있다. 이는 증가된 역기전력 기울기가 부하의 크기에 비례하여 증가함으로써 ZCP 검출 구간에서 ZCP 검출 오차를 발생하게 된다.

아날로그 필터 설계시 차단 주파수 설정 방법 :

- (1) 필터의 차단주파수 > PWM 주파수
- (2) 필터의 차단주파수 < PWM 주파수

설정 방법(1)의 경우, 위상지연 문제는 감소하나 부하에 대한 필터 후 역기전력이 민감하게 작용하여 적은 부하에서도  $V_d/2$ 에 가깝게 되어 한 구간

(60°기준)에서 ZCP의 검출이 2개 동시에 검출될 수 있어 탈조의 위험을 갖게 된다. 반면에 설정 방법 (2)의 경우, 위상지연의 발생과 PWM 스위칭 노이즈의 불완전한 제거 등이 문제가 될 수 있다.

### 3.2 회전자 위치 간접 검출 회로 설계

각 상의 역기전력을 검출하여 ZCP를 찾는 방식으로 센서리스 운전을 하기 위해서는 위상지연이 적으면서 부하운전에 강인한 아날로그 필터를 설계하여야 한다. 아날로그 필터의 위상지연을 발생시키는 요인은 차단주파수의 설정, 속도, Duty의 영향이다. 그림 4는 본 논문에서 설계한 회전자 위치 간접 검출회로이다.

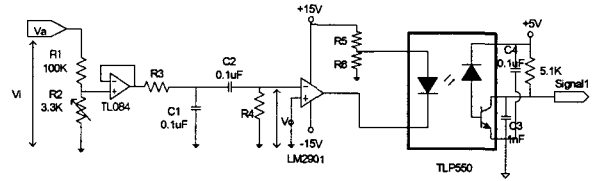


그림 4. 제안한 회전자 절대위치 간접검출 회로  
Fig. 4 Proposed indirect detecting circuits of absolute rotor position

그림 5는 저속 영역에서 고속영역으로 운전을 확장해 나갈 때의 Duty의 영향을 받는 구간(60°)에 대하여 등가화를 한 것이다.

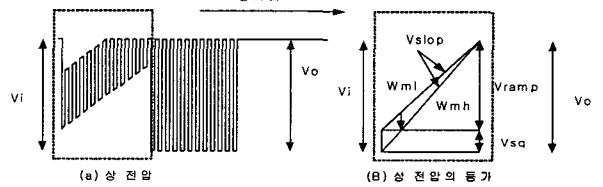


그림 5. 속도 변화에 대한 단자전압의 등가화  
Fig. 5 Terminal voltage of equivalency for speed change

$V_{slop}$ 는 단자 전압의 기울기를 등가화 한 것으로 저속 영역( $W_{m1}$ )에서 고속 영역( $W_{m2}$ )로 속도가 증가함에 따라  $V_{sq}$ 가 감소하고  $V_{slop}$ 는 증가한다.  $V_{sq}$ 는  $W_{m1}$ 에서 Duty의 영향을 받아 Duty가 인가되지 않는 부분이다. 입력  $V_i$ 에 대한 출력  $V_o$ 의 Duty의 비율은 다음과 같다.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D_f}{D_i} = D_{ratio} \quad (13)$$

$D_f$  : full Duty,  $D_i$  : 시분율 Duty

그림 5에서 Duty의 영향을 받는  $V_{ramp}$ 의 출력을 구하면

$$V_{ramp} = V_o - V_{sq} \quad (14)$$

Duty의 함수로 표현하면

$$\frac{V_{ramp}}{V_i} = \left( \frac{D_t}{D_f} - \frac{D_f - D_t}{D_f} \right) = (2D_{ratio} - 1) \quad (15)$$

와 같다. Duty의 영향을 고려한 전달함수를 구하면

$$G(s) = \frac{V_{ramp}}{V_i} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{(2D_{ratio} - 1) R_4 C_2 s}{(R_3 C_1 s + 1)(R_4 C_2 s + 1)} \quad (16)$$

과 같다. 인가되는 전압에 따른 Duty의 변화를 고려하는 것이 시스템에 대한 모델링이 실제 시스템에 근접함으로 식 (16)을 이용하여 주파수 응답특성에 따른 아날로그 필터의 위상 지연을 계산하여야 한다. 주파수 응답특성  $G(j\omega)$ 을 구하여 위상을 구하면 다음과 같다.

$$\theta_{phd} = \tan^{-1}(G(j\omega)) = \frac{(2D_{ratio} - 1)(1 - R_3 R_4 C_1 C_2 \omega^2)}{\omega(R_3 C_1 + R_4 C_2)} \quad (17)$$

식 (17)을 이용하여 위상지연이 적으면서 부하의 영향에 의해 ZCP의 검출이 영향을 최소화하도록 차단 주파수를  $w_L = 1.2[KHz]$ ,  $w_h = 10[Hz]$ 로 설계하였다.  $w_L$ ,  $w_h$ 은 저역 통과필터와 고역 통과필터의 차단 주파수 이다.

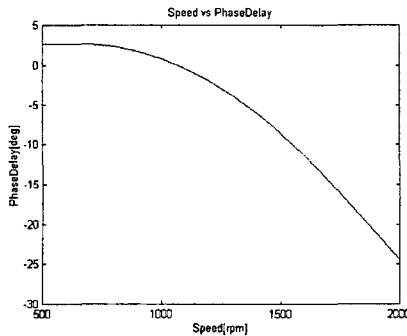


그림 6. 속도, Duty, 차단주파수에 대한 위상지연  
Fig. 6 Phase delay to Speed, Duty, Cut-off frequency

그림 6은 속도, Duty, 차단주파수에 따른 위상지연을 나타낸다. 위상지연을 발생시키는 차단 주파수의 설정과 속도가 가장 큰 요인이다. 그리고 위상지연의 비선형성을 증가시키는 가장 큰 요인은 운전 영역을 확대해 갈 때의 인가되는 Duty의 크기이다. 이때 Duty의 크기는 고속영역으로 운전영역을 확장해 갈 때는 줄어들며 속도의 영향이 커지게 된다. 이러한 위상오차 발생의 비선형적인 특성은 실시간적인 위상 보상에 있어 DSP에 과중한 부담을 갖게 한다. 실시간적인 보상을 위해서는 고가의 DSP가 필요하며, 이는 비용의 증가를 가져온다. 이를 저가의 DSP에서 구현하기 위해서 본 논문에서는 테이블을 이용하여 보상하는 방법을 제안하였다.

### 3.3 센서리스 제어 알고리즘

아날로그 회로를 이용한 회전자 절대위치 간접검출 회로는 단자 전압을 필터링 함으로 인하여 필터의 차단주파수와 속도, Duty의 영향에 의한 위상 지연이 발생함으로 보상이 필요하다.

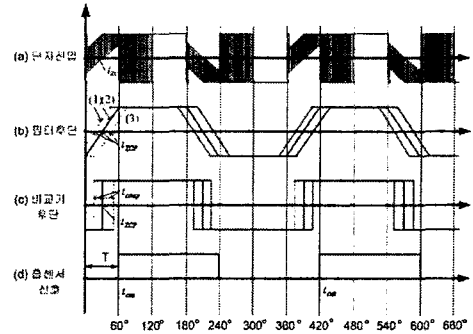


그림 7. 단자 전압과 간접 검출 파형  
Fig. 7 Terminal voltage and indirect detecting waveform

그림 7은 단자 전압과 간접 검출 파형이다. 그림 7 (b)에서 보는 바와 같이 아날로그 필터 후 위상 지연이 발생하고, 이로 인해 간접 검출 오차가 발생한다. 검출 오차는 T주기 동안 Duty에 대한 테이블을 기준으로 보상시점에 대한 계산을 다음과 같이 수행한다.

$$t_{comp}(n) = \frac{\Delta t_{ZCP}}{2} \times \frac{\theta_{phd}}{60} \quad (18)$$

$t_{comp}(n)$ 는 보상시점,  $\theta_{phd}$ 는 식(17)을 통하여 계산된 테이블화된 위상 지연 값이다. 따라서 센서리스 전환 시점은 다음과 같다.

$$t_{cm}(n) = t_{ZCP}(n) + t_{comp}(n) \quad (19)$$

### 4. 실험 결과 및 검토

본 논문에서 제시한 센서리스 운전 기법을 구현하기 위하여 그림 8과 같은 센서리스 드라이브를 구성하였으며 실험에 이용된 전동기의 사양은 표 1과 같다.

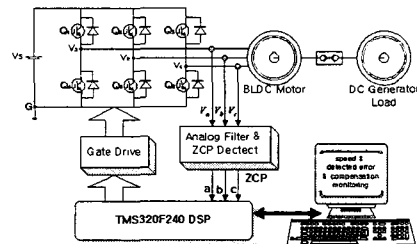


그림 8. BLDC 전동기의 센서리스드라이브 시스템 구성  
Fig. 8 Sensorless drive system configuration of BLDC Motor

표 1. 전동기 사양

Table 1 Specification of utilized motor

항목	BLDCM
상수/극수	3상/6극
정격출력	3300[watts]
입력전압	DC 320[V]
최대속도	2000[rpm]
정격토크	17.63[N-m]
정격전류	10[A]

그림9는 초기기동에서 센서리스 전환 후 속도와 전류 파형이다. 초기 기동은 임의의 두 상을 여자시켜 강제 정렬하고, 순차적으로 PWM을 발생시킨다. 전환 간격은 지령 속도에 반비례하도록 구성하였으며, PWM 시비율은 전동기 속도에 비례하여 증가하도록 하였다. 본 논문에서는 초기 기동 후 가속하여 전환속도인 800rpm에서 16번의 상일치가 되었을 경우 센서리스 전환을 하도록 하였다.

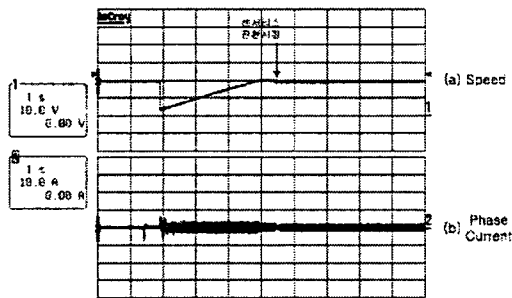


그림 9. 초기기동에서 센서리스 모드 전환후  
(a) 속도파형 [0 - 800rpm] (b) 전류파형

Fig. 9 Sensorless mode commutation after to Start-up  
(a) Speed wave form [0 - 800rpm]  
(b) Current wave form

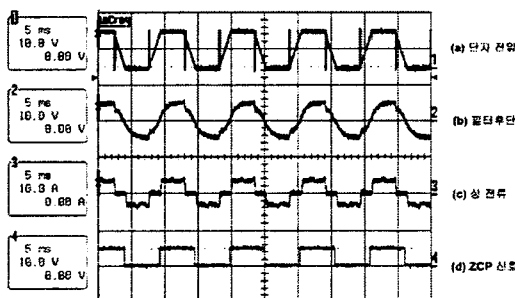


그림 10. 센서리스 운전 (2000rpm)  
Fig. 10 Sensorless operation (2000rpm)

그림10은 회전자 위치 검출 오차에 대한 보상 알고리즘이 적용된 실험 파형으로 부하인가시 최대 속도에서 위상지연이 심화되었음에도 불구하고, 정확한 상 전환이 이루어짐을 알 수 있다.

그림11은 1700[rpm]으로 정속도 센서리스 운전시 가변 부하를 연속해서 인가하였다. 부하 변동에도

정확한 위치 검출이 되고 있으며, 안정된 제어가 됨을 알 수 있다.

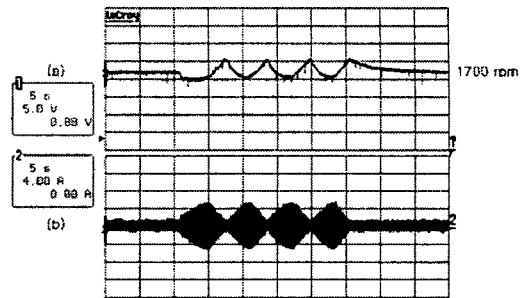


그림 11. 센서리스 정속도 운전시 부하가변(1700rpm)  
(a) 속도 파형 (b) 전류 파형

Fig. 11 Variable load for sensorless constant speed operation (1700rpm)  
(a) Speed wave form (b) Current wave form

## 5. 결론

본 논문에서는 단자 전압을 이용한 회전자 위치 간접 검출 방식에 있어, 부하 변동에 따른 영향으로 인한 검출 오차와 아날로그 필터를 사용함으로써 발생하는 오차를 분석하였다. 분석을 통하여 부하와 속도에 강인한 신뢰성 있는 센서리스 제어 기법을 제안하였다. 제안한 기법은 실험을 통하여 타당성을 입증하였다.

## 참고 문헌

- [1] Gordon R. Slemon, "High-Efficiency Drives using Permanent-Magnet Motors", IEEE IECON 93, pp. 725-730, 1993.
- [2] K.Iizaka, et. al., "Microcomputer Control for Sensorless Brushless DC Motor", IEEE Trans. on IA, vol. IA-21, No. 4, pp. 595-601, May/JUN 1985.
- [3] S. Ogasawara and H.Akagi, "An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless DC Motor", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 27, pp. 928-933, September/October 1991.
- [4] J. Moreira, "Indirect Sensing for Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motors Operating in a wide Speed Range", IEEE Trans. on Industry Applications Society, vol. 32, pp. 401-407, November/December 1996.
- [5] R. C. Becerra, et. al., "Four-Quadrant Sensorless Brushless ECM Drive", APEC Conf. Rec., pp. 202-209, 1991
- [6] J.Shao, D.Nolan, and T.Hopkins, "A Novel Direct BackEMF Detection for Sensorless Brushless DC Motor Drives", APEC Conf. Rec., pp. 33-38. 2002.