

센서리스 매입형 영구자석 브러시리스 직류전동기 구동장치에서 단순화된 회전자 위치검출 오차 분석 방법

이광운¹, 박태식[†]

A Simplified Analysis Approach on the Rotor Position Detection Error in Sensorless Interior Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives

Kwang-Woon Lee¹ and Tae-Sik Park[†]

Abstract

This paper presents a simplified analysis on the rotor position detection error in sensorless interior permanent magnet brushless DC motor (BLDCM) drives, wherein terminal voltage sensing based on the back-electromotive force (back-EMF) zero-crossing point detecting circuitry is employed. The effect of a rotor saliency on the back-EMF's zero-crossing point detection is analyzed using the extended EMF-based voltage equation of the interior permanent BLDCM in a stationary reference frame, and thus the overall analysis is considerably simplified compared to the conventional one. Simulation results are provided to verify the effectiveness of the proposed method.

Key words: Interior permanent magnet BLDCM(Brushless DC Motor), Sensorless control, Rotor position detection error

1. 서 론

영구자석 동기전동기는 정현파 또는 구형파 전류로 구동될 수 있는데, 구형파 전류로 구동되는 경우 제어 특성이 직류전동기와 유사하여 브러시리스 직류전동기로 일컬어진다^[1]. 브러시리스 직류전동기의 이상적인 동작 특성을 얻기 위해서는 역기전력이 사다리꼴 형태를 갖도록 설계된 전동기에 구형파 전류를 공급해 주어야 하나, 정현파 역기전력을 갖는 전동기의 경우에도 구형파 전류를 공급함으로써 유사한 동작 특성을 얻을 수 있다. 이러한 경우 토크 맥동이 증가하는 단점이 있으나, 브러시리스 직류전동기가 낮은 비용의 시스템 구현이 중시되는 분야에 주로 적용되는 것을 고려할 때 토크맥동이 전체 시스템 성능에 미치는 영향이 크지 않은 경우 구

형파 전류 구동 방식 적용이 가능하다. 특히 근래에는 영구자석 매입형 (interior permanent magnet, IPM) 동기전동기를 사용하는 가전제품용 압축기에서 저속 운전 조건에 구형파 전류 구동 방식을 적용하여 인버터의 스위칭 손실을 저감함으로써 전동기 구동시스템 효율이 개선됨이 입증된 바 있다^[2].

구형파 전류로 구동되는 브러시리스 직류전동기의 센서리스 제어에는 인버터 단자전압으로부터 전동기 역기전력의 영-통과점(zero-crossing point, ZCP)을 검출하고, 검출된 ZCP 정보로부터 다음 상전환(commutation) 시점을 예측하는 방식이 널리 사용되고 있다^[3,4]. 이러한 센서리스 제어 방식은 영구자석 표면부착형 (surface permanent magnet, SPM) 전동기를 사용하는 경우 유효하며, 인버터 단자전압이 직류링크 전압의 절반을 통과하는 시점이 역기전력 ZCP 발생 시점이 된다. 그러나, IPM 전동기를 사용하는 경우에는 회전자의 돌극성으로 인해 인버터 단자전압이 직류링크 전압의 절반을 통과하는 시점과 역기전력의 ZCP 시점 사이에는 오차가 존재하며, 참고 문헌 [5]에서는 이에 대한 이론적 해석을 진행하고 실험을 통해 해석의 정확성을 입증한 바 있다. 그러나, 제시된 해석 방식에서는 3상에서의 전압 방정식을 기반으로 위치 오차를 분석하였기 때문에 그 분석

Paper number: TKPE-2016-21-5-11

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: tspark@mokpo.ac.kr, Dept. of Electrical and Control Eng., Mokpo Nat'l University
Tel: +82-61-450-2465 Fax: +82-61-450-6285

¹ Dept. of Electronic Engineering, Mokpo Nat'l Maritime University

Manuscript received Jul. 13, 2016; revised Jul. 29, 2016; accepted Aug. 1, 2016

과정이 매우 복잡하다는 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 기존 방식에 비해 단순화된 분석 방법을 제시하고자 한다. 제시된 분석 방법은 정지 좌표계에서 확장 역기전력(Extended EMF) 기반 전압 방정식을 이용하기 때문에 회전자 돌극성이 역기전력 ZCP 검출에 미치는 영향을 쉽게 유도해 낼 수 있다. 시뮬레이션을 통해 제시된 분석 방식의 유용함을 입증하고자 한다.

2. 제시하는 위치 검출오차 분석 방법

구형과 전류 구동방식의 센서리스 브러시리스 직류전동기 구동장치의 일반적인 구성은 그림 1과 같다. 인버터의 PWM 방식으로 out-going phase unipolar PWM을 적용하는 경우 인버터 단자전압 파형은 그림 2와 같다^[3,4]. 역기전력 파형이 정현파라고 가정할 때 PWM 신호가 인가되는 스위칭 소자(SW)의 on, off 상태에 따라서 개방된 상의 단자전압(v_{open})은 다음과 같이 주어진다^[4].

$$v_{open} = \begin{cases} (v_{dc} + 3e_{open})/2 & (\text{SW on}) \\ (3e_{open})/2 & (\text{SW off}) \end{cases} \quad (1)$$

식 (1)에서 v_{dc} 는 인버터 직류링크 전압, e_{open} 은 개방된 상의 역기전력이다. 식 (1)에 나타난 바와 같이 PWM 신호가 인가되는 스위치(SW)가 on 상태에서 개방된 상의 단자 전압이 인버터 직류링크 전압의 절반($v_{dc}/2$)을 통과하는 시점이 개방된 상의 역기전력 ZCP 시점과 동일함을 알 수 있다. 역기전력의 ZCP 시점이 검출되면, 전동기의 순시 회전속도를 이용하여 다음 상 전환 시점을 예측하는 것이 브러시리스 직류전동기의 일반화된 센서리스 제어방식의 원리이다^[3].

IPM 브러시리스 직류전동기를 사용하는 경우에는 개방된 상의 단자 전압에 역기전력 뿐만 아니라 회전자의 돌극성으로 인한 전압이 같이 나타난다. 따라서, 개방된 상의 단자 전압이 ($v_{dc}/2$)를 통과하는 시점이 역기전력의 ZCP 시점과 일치하지 않는다. 기존의 연구에서는 IPM 브러시리스 직류전동기에서 개방된 상의 단자 전압에 나타나는 성분들을 분석하였고, 위치 검출 오차를 보정하는 방식에 대해서 제안하였다^[5]. 그러나 제안된 방식에서는 3상의 전압 방정식을 이용하였기 때문에 분석 과정이 복잡한 특징이 있다. 본 논문에서는 확장 역기전력 기반의 정지 좌표계 전압 방정식을 이용하여 IPM 브러시리스 직류전동기의 단자전압 검출 기반 센서리스 제어에서 위치 검출오차를 간단하게 보정할 수 있는 새로운 방법을 제안하고자 한다.

정지 좌표계에서 확장 역기전력 모델 기반의 IPM 브러시리스 직류전동기의 전압방정식은 다음과 같다^[6].

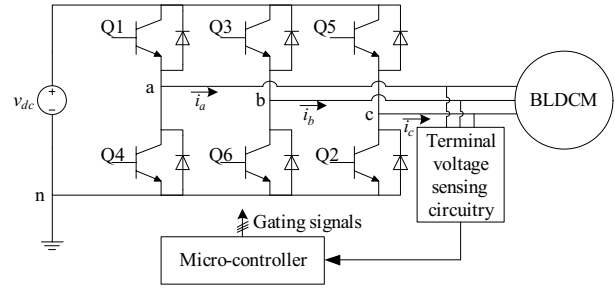


Fig. 1. General hardware structure of sensorless BLDCM drives.

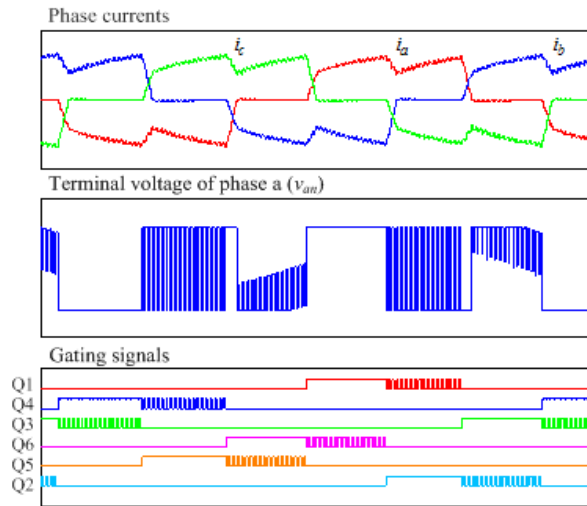


Fig. 2. Phase currents, terminal voltage, and gating signals in BLDCM drives.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & \omega_r(L_d - L_q) \\ -\omega_r(L_d - L_q) & R + pL_d \end{bmatrix} + E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\theta_r \\ \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$E_{ex} = \omega_r[(L_d - L_q) + \lambda_{PM}] - (L_d - L_q)(p i_q) \quad (3)$$

식 (2), (3)에서 v_α , v_β , i_α , i_β 는 각각 정지 좌표계 (α - β 축)에서의 고정자 전압 및 전류, i_d 와 i_q 는 회전자 동계 좌표계(d-q축)에서의 고정자 전류, R 은 고정자 저항, L_d 와 L_q 는 각각 d-q축 인덕턴스, ω_r , θ_r 은 회전자의 전기 각속도 및 전기 각, λ_{PM} 은 영구자석의 자속, p 는 미분연산자이다.

그림 2의 b상에서 c상으로 통전되는 구간 ($-\pi/6 \leq \theta_r \leq \pi/6$)에서 a상은 개방된 상태이며, α - β 축에서의 고정자 전류는 다음과 같다.

$$i_\alpha = i_a = 0, \quad i_\beta = (i_b - i_c)/\sqrt{3} = 2I/\sqrt{3} \quad (4)$$

식 (4)에서 I 는 통전된 상에 흐르는 전류의 크기로, 인버터에서 과전류 검출용으로 사용되는 센트 저항으로부터 쉽게 검출할 수 있다^[2,7]. b-c상 통전 구간

($-\pi/6 \leq \theta_r \leq \pi/6$)에서 v_α 는 식 (2)와 (4)로부터 다음과 같이 주어진다.

$$v_\alpha = 2\omega_r I(L_d - L_q) / \sqrt{3} - E_{ex} \sin\theta_r \quad (5)$$

식 (5)로부터 a상의 역기전력의 ZCP 발생 시점 ($\theta_r = 0$)에서 $v_\alpha = 2\omega_r I(L_d - L_q) / \sqrt{3}$ 의 관계가 성립함을 알 수 있다. v_α 는 주어진 구간($-\pi/6 \leq \theta_r \leq \pi/6$)에서 개방된 a상의 상 전압(v_{as})과 동일하다. 그림 1의 단자 전압 검출 회로를 이용하여 3상의 단자 전압(v_{an} , v_{bn} , v_{cn})을 측정하는 경우 a상의 단자 전압(v_{an})은 다음과 같다.

$$v_{an} = v_{as} + (v_{an} + v_{bn} + v_{cn})/3 \quad (6)$$

주어진 구간($-\pi/6 \leq \theta_r \leq \pi/6$)에서 인버터의 Q5, Q6가 턴-온 상태일 때 $v_{bn} + v_{cn} = v_{dc}$ 이고, a상 역기전력의 ZCP에서 $v_{as} = 2\omega_r I(L_d - L_q) / \sqrt{3}$ 이다. 따라서 a상 역기전력의 ZCP 발생 시점에서의 a상 단자 전압은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$v_{an} = (v_{dc}/2) + \sqrt{3}\omega_r I(L_d - L_q) \quad (7)$$

식 (7)을 유도한 방식을 이용하여 out-going phase unipolar PWM 방식을 사용하는 경우 브러시리스 직류전동기의 통전 모드에 따른 역기전력 ZCP 발생 시점에 해당하는 단자 전압을 구하면 표 1과 같다. 표 1에서 I는 통전 상에 흐르는 전류의 절대 값에 해당하고, 회전자의 전기 각속도(ω_r)는 브러시리스 직류전동기의 센서리스 제어 알고리즘에서 일반적으로 사용하는 역기전력 ZCP 검출 시점들 사이의 시간 차 정보를 이용한 추정 방식으로부터 검출할 수 있다. 따라서 각각의 통전 모드에서 개방된 상의 단자 전압을 검출하고, 검출된 단자 전압을 표 1과 비교함으로써 정확한 역기전력 ZCP 시점을 구할 수 있으며, 결과적으로 역기전력 ZCP 시점 검출 기반 센서리스 제어에서 위치 검출 오차를 보정할 수 있다.

개방된 단자의 전압과 $v_{dc}/2$ 를 비교하여 역기전력 ZCP를 검출하는 기존의 방법에서 발생하는 위치 오차를 유도하는 과정은 다음과 같다. b-c상 통전 구간($-\pi/6 \leq \theta_r \leq \pi/6$)에서 개방된 a상의 단자 전압은 식 (5), (6)으로부터 다음과 같이 주어진다.

$$v_{an} = \frac{v_{dc}}{2} + \sqrt{3}\omega_r I(L_d - L_q) - \frac{3}{2}E_{ex} \sin\theta_r \quad (8)$$

식 (8)에서 v_{an} 이 $v_{dc}/2$ 와 같은 값을 가질 때의 회전자

TABLE I
POLE VOLTAGE OF OPEN-PHASE WINDING AT BACK-EMF's ZCP

Conduction mode	Terminal voltage at Back-EMF's ZCP (conduction mode)	Terminal voltage at Back-EMF's ZCP (freewheeling mode)
c→b	$v_{an} = v_{dc}/2 + \sqrt{3}\omega_r I(L_q - L_d)$	$v_{an} = \sqrt{3}\omega_r I(L_q - L_d)$
a→b	$v_{cn} = v_{dc}/2 - \sqrt{3}\omega_r I(L_q - L_d)$	$v_{cn} = v_{dc} - \sqrt{3}\omega_r I(L_q - L_d)$
a→c	$v_{bn} = v_{dc}/2 + \sqrt{3}\omega_r I(L_q - L_d)$	$v_{bn} = \sqrt{3}\omega_r I(L_q - L_d)$
b→c	$v_{an} = v_{dc}/2 - \sqrt{3}\omega_r I(L_q - L_d)$	$v_{an} = v_{dc} - \sqrt{3}\omega_r I(L_q - L_d)$
b→a	$v_{cn} = v_{dc}/2 + \sqrt{3}\omega_r I(L_q - L_d)$	$v_{cn} = \sqrt{3}\omega_r I(L_q - L_d)$
c→a	$v_{bn} = v_{dc}/2 - \sqrt{3}\omega_r I(L_q - L_d)$	$v_{bn} = v_{dc} - \sqrt{3}\omega_r I(L_q - L_d)$

TABLE II
SPECIFICATION OF IPM TYPE BLDCM

Variable name	Value [unit]
Stator resistance	5.8 [Ω]
D-axis inductance	0.11126 [H]
Q-axis inductance	0.165 [H]
PM flux linkage	0.159 [Wb]
Number of poles	6

전기 각(θ_r)이 개방된 단자 전압과 $v_{dc}/2$ 를 비교하여 역기전력 ZCP를 검출하는 기존의 방법에서 발생하는 위치 오차(θ_{err})에 해당하며, 다음과 같이 유도된다.

$$\theta_{err} = \sin^{-1} \left\{ \frac{2\omega_r I(L_d - L_q)}{\sqrt{3}E_{ex}} \right\} \quad (9)$$

3. 시뮬레이션 결과

회전자의 돌극성이 역기전력 ZCP 검출에 미치는 영향에 대해서는 참고 문헌 [5]에서 검증된 바 있다. 본 논문에서는 참고 문헌 [5]에서 제시된 분석 방식에 비해 단순화된 분석 방식을 제시하는 것이 목적이기에, 별도의 실험 없이 PSIM 소프트웨어를 이용한 시뮬레이션을 통해 분석 결과의 유용함을 입증하였다. 시뮬레이션에 사용된 IPM 브러시리스 직류전동기의 사양은 표 2와 같으며, 인버터의 직류 링크 전압은 300V, PWM 방식으로는 out-going phase unipolar PWM, 스위칭 주파수는 10kHz로 설정하였다. 그림 3은 b-c 상 통전 모드에서 상 전류, a상의 단자 전압, 회전자의 전기 각 및 전기 각속도에 대한 시뮬레이션 결과 파형이다. 표 2의 전동기 사양 및 그림 3의 운전 조건을 고려할 때, b-c 상 통전 모드에서 역기전력의 ZCP 발생 시점에서 개방된 a상의 단자 전압은 표 1(또는 참고 문헌 [5])을 이용하여 구하면 127 [V]이다. 그림 3에서 회전자 전기 각이 0 [rad]인 시점이 a상의 역기전력 ZCP 발생 시점이며, 이때 인버터의 Q2, Q3 스위치가 통전된 상태에서의 a상 단자 전압 역시 127 [V]의 값을 가짐을 알 수 있다. 따라서 해석 결과가 시뮬레이션 결과와 일치함을 알 수 있다.

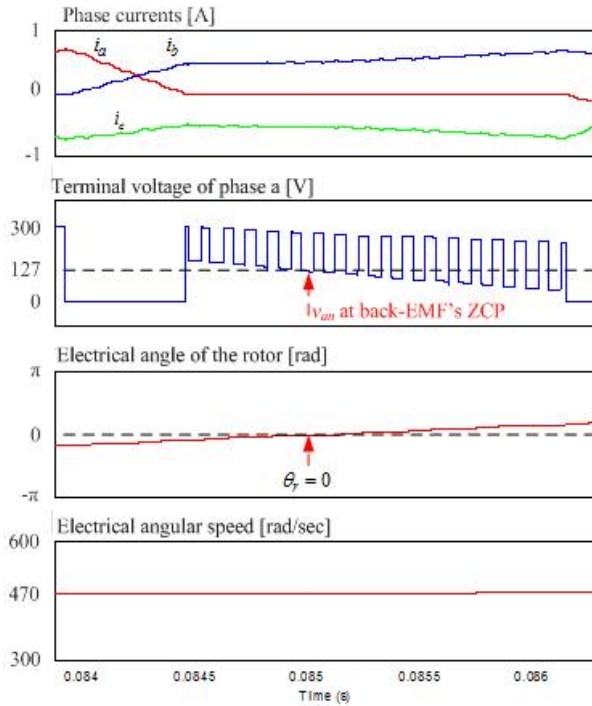


Fig. 3. Simulation result showing the relation between the back-EMF's ZCP and the terminal voltage of open-phase winding in IPM type BLDCM drives.

4. 결 론

본 논문에서는 구형과 전류로 구동되는 센서리스 IPM 브러시리스 직류전동기 구동장치에서 단자 전압으로부터 역기전력 ZCP를 검출하는 경우 회전자 돌극성의 영향에 대한 분석 과정을 기존 분석 방식에 비해 단순화할 수 있는 방법을 제시하였고, 시뮬레이션을 통해 제시된 방식이 유효함을 검증하였다.

이 논문은 한국전력공사의 재원으로 기초전력연구원의 2015년 선정 기초연구개발과제의 지원을 받아 수행된 것임. [과제번호: R15XA03-24]

References

- [1] J. R. Hendershot and T. J. E. Miller, Design of brushless permanent-magnet motors, Magna Physics and Oxford Science Publications, 1994.
- [2] K. W. Lee, S. Park, and S. Jeong, "A seamless transition control of sensorless PMSM compressor drives for improving efficiency based on a dual-mode operation," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 3, pp. 1446-1456, 2015.
- [3] D. K. Kim, K. W. Lee, and B. I. Kwon, "Commutation torque ripple reduction in a position sensorless brushless DC motor drive," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 21, No. 6, pp. 1762-1768, 2006.
- [4] J. Shao, "An improved microcontroller-based sensorless brushless DC (BLDC) motor drive for automotive applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 42, No. 5, pp. 1216-1221, 2006.
- [5] D. M. Lee and W. C. Lee, "Analysis of relationship between abnormal current and position detection error in sensorless controller for interior permanent-magnet brushless dc motors," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 44, No. 8, pp. 2074-2081, Aug. 2008.
- [6] Z. Chen, M. Tomita, S. Ichikawa, S. Doki, and S. Okuma, "Sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor by estimation of an extended electromotive force," *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, Vol. 3, pp. 1814-1819, 2000.
- [7] J. I. Ha, "Voltage injection method for three-phase current reconstruction in PWM inverters using a single sensor," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 24, No. 3, pp. 767-775, Mar. 2009.