

새로운 회전자 위치 오차예측 알고리즘을 이용한 BLDC 전동기의 센서리스 제어

박형준, 장재훈, 김종선, 이상빈, 유지윤
고려대학교 전기공학과

Sensorless Control of BLDC Motor Using Novel RPEPA

Hyung-Joon Park, Jae-Hoon Jang, Jong-Sun Kim, Sang-bin Lee, Ji-Yoon Yoo
Korea University

ABSTRACT

본 논문에서는 새로운 회전자 위치 오차 예측 알고리즘(RPEPA)을 이용한 BLDC 전동기의 센서리스 제어 방법을 제안한다. 회전자 위치 정보는 3상 단자 전압으로부터 간접적인 Back-EMF 검출에 의해 추정되고, 저역 통과 필터는 스위칭 노이즈 제거를 위해 사용된다. 제안한 방법은 저속 영역에서 기존 방법들 보다 향상된 성능을 갖고 있다. 필터에 의해 발생하는 위상 오차는 새로운 RPEPA에 의해 실시간 보상되어 정확한 전환시점을 결정한다. RPEPA를 이용한 센서리스 방법은 넓은 속도 범위와 전동기의 효율을 개선시킨다. 제안한 방법은 실험을 통하여 타당성과 효율성을 검증한다.

1. 서 론

브러시리스 직류(BLDC) 전동기는 넓은 운전 영역에 걸쳐 높은 효율을 유지하기 때문에 가변속 운전이 요구되는 응용분야에 최적의 전동기이다.^[1] BLDC 전동기는 회전자 위치에 동기하여 인버터의 상전류를 전환시켜야 하기 때문에 위치 검출 센서가 필수적이다. 그러나 위치 센서의 장착은 전동기 시스템의 가격 상승뿐만 아니라 부피의 증가, 신뢰성 증가, 사용 환경의 제약 등의 많은 문제를 유발한다. 이러한 문제를 극복하기 위해서 근래에는 위치 센서 없이 BLDC 전동기를 구동하는 센서리스 제어에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다.^[2-5] 기존 센서리스 방법들 중 전동기의 효율을 높이기 위해서는 부하 또는 고정자 권선 인덕턴스의 변화에 따라 전환시점을 변화시키는 것이 유리하므로 근래에는 역기전력이 0이 되는 시점(ZCP)을 실시간으로 찾는 방법^[2,3]이 선호되고 있다. 이 방법은 단자 전압 정보로부터 ZCP를 찾아 상지연 회로나 저역 통과 필터(LPF), 밴드패스 필터(BPF) 등을 이용하여 30도 혹은 90도 만큼 상 지연시켜 전환시점을 결정하는 방법이다.^[1,4,5] 그러나 이러한 방법은 저속 영역에서 성능이 저하되고, 고속 영역에서 미

분회로 또는 적분회로의 증폭기 이득이 감소하여 검출능력을 저하시킨다. 또한 필터회로의 사용은 비선형적 위상 오차를 발생시키는 문제점을 가지고 있다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 새로운 회전자 위치 오차 예측 알고리즘(RPEPA)을 이용한 센서리스 제어 방법을 제안한다. 회전자 위치 간접 검출 회로는 단자 전압과 중성점 전압의 차를 이용하여 구현하였으며, 스위칭 노이즈 제거를 위해 저역 통과 필터를 사용하였다. 또한, 필터를 사용함으로써 필연적으로 발생하는 위상 지연 문제는 새로운 RPEPA를 이용하여 해결하였다. 새로운 RPEPA는 간접 검출된 ZCP오차를 실시간 예측하고, 보상함으로써 정확한 전환 시점을 결정한다. 제안된 센서리스 방법은 최적의 토크와 넓은 속도 영역에서의 개선된 성능향상을 보인다. 이를 적용한 실험 결과를 분석함으로써 본 논문에서 제안한 방법의 타당성과 효율성을 검증한다.

2. 회전자 위치 간접 검출

전동기의 3상 단자전압(v_a, v_b, v_c) 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_a &= v_{am} + v_n = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + v_n \\ v_b &= v_{bm} + v_n = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + v_n \\ v_c &= v_{cm} + v_n = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + v_n \end{aligned} \quad (1)$$

식(1)에서 R 과 L 은 고정자 저항과 인덕턴스, v_{am}, v_{bm}, v_{cm} 은 상전압, v_n 은 중성점 전압, i_a, i_b, i_c 는 상전류, e_a, e_b, e_c 은 상 역기전력이다. 예를 들어, 개방상인 a상의 전류가 완전히 소호된 이후, b상과 c상의 통전 구간에서는 PWM의 상태에 따라 단자 전압이 다르게 나타난다. 이때의 b상의 단자 전압은 0V 또는 V_{α} 이고, c상의 단자 전압은 V_{α} 가 된다. 또한 개방된 a상에서는 전류가 흐르지 않으므로 다

음과 같이 나타낼 수 있다. 그림 1은 본 논문에서 제안한 회전자 위치 간접 회로이다.

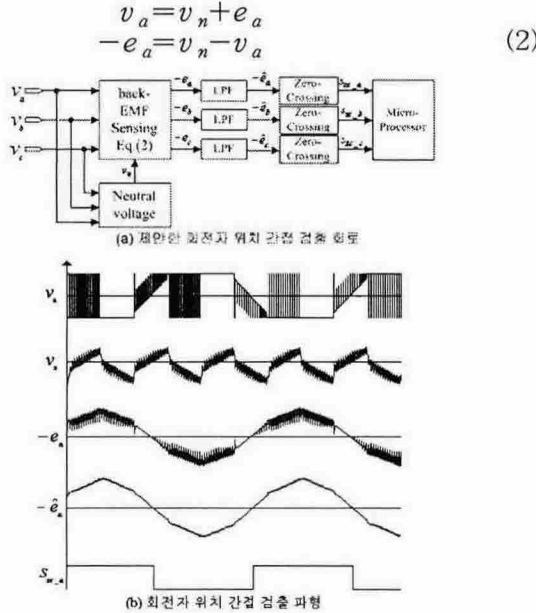


그림 1 제안한 회전자 위치 간접 검출 방법
Fig. 1 Proposed Indirect Rotor Position Sensing method

3. 회전자 위치 오차 예측 알고리즘(RPEPA)

필터의 사용으로 위상 지연 문제가 발생한다. 이러한 문제를 해결하기 위해 새로운 회전자 위치 오차 예측 알고리즘(RPEPA)을 제안한다. 제안한 RPEPA는 간접 검출된 ZCP오차를 실시간 예측하고, 예측된 ZCP오차(t_{err})를 통해 보상시점(t_{comp})을 결정한다. 그림 2에서 비여자 구간에서의 t_{err} 는 각 가상 변형도(α, β, γ)의 합을 통하여 추정할 수 있다. 가상 변형도(α, β, γ)는 속도에 따른 전압 크기를 통하여 유도할 수 있다.

$$\alpha = \frac{V_{dc}}{2}(1 - \omega_r), \quad \beta = \frac{V_{dc}}{2} \omega_r, \quad \gamma = \frac{V_{dc}}{2} \overline{D}_r \quad (3)$$

여기서, $\omega_r = \frac{\widehat{\omega}_r}{\omega_{max}}$ ($\widehat{\omega}_r$: 현재 속도, ω_{max} : 최대 속도),

\overline{D}_r 은 $(1 - D_r)$ 이고, $D_r = \frac{D}{D_{max}}$ (D 현재 PWM 시비율, D_{max} : 최대 PWM 시비율)이다. 각 가상 변형도의 합($\sum V$)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\sum V = \frac{V_{dc}}{2}(1 + \overline{D}_r - \omega_r) + \frac{V_{dc}\omega_r}{T/6} t_{err} \quad (4)$$

수식(2)로부터 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_n - v_a = \frac{1}{3}(v_a + v_b + v_c) - v_a$$

$$= -\frac{2}{3}v_a + \frac{1}{3}v_b + \frac{1}{3}v_c \quad (5)$$

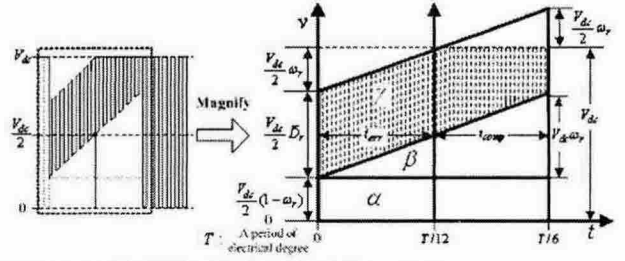


그림 2 단자 전압 파형의 가상 변형도 분석
Fig. 2 Diagram analysis of Terminal voltage waveform

예를 들어, v_a 가 비여자 구간일 때 v_b 는 PWM구간, v_c 는 V_{dc} 이 된다. 그러므로

$$v_a = \frac{V_{dc}}{2}(1 + \overline{D}_r - \omega_r) + \frac{V_{dc}\omega_r}{T/6} t_{err}$$

$$v_b = V_{dc} \overline{D}_r \quad (6)$$

$$v_c = V_{dc}$$

식(6)을 식(5)에 대입하면 다음과 같다.

$$v_n - v_a = -\frac{2}{3} \frac{V_{dc}\omega_r}{T/6} t_{err} + \frac{1}{3} V_{dc}\omega_r \quad (7)$$

식(7)을 LPF에 대하여 유도하면,

$$C \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R} = \frac{1}{R} \left[-\frac{2}{3} \frac{V_{dc}\omega_r}{T/6} t_{err} + \frac{1}{3} V_{dc}\omega_r \right] \quad (8)$$

여기서, R 과 C 는 필터의 저항과 캐패시터이다. 식(8)을 Laplace Transform을 이용하여 출력전압($V_o(t)$)을 구하면 다음과 같다.

$$V_o(t) = \frac{1}{3} V_{dc}\omega_r + \frac{2}{3} RC \frac{V_{dc}\omega_r}{T/6} - \frac{2}{3} \frac{V_{dc}\omega_r}{T/6} t_{err} - \frac{2}{3} RC \frac{V_{dc}\omega_r}{T/6} e^{-\frac{1}{RC}t_{err}} \quad (9)$$

여기서, $V_o(t) = 0$ 일 때 ZCP오차예측시점(t_{err})을 구할 수 있다. 그러므로 식(9)을 간략화 시키고, t_{err} 에 관해 유도하면,

$$t_{err} = \frac{T}{12} + RC(1 - e^{-\frac{1}{RC}t_{err}}) \quad (10)$$

여기서, $t_{err} \geq 3RC$ 일 때 $e^{-\frac{1}{RC}t_{err}} \approx 0$ 으로 근사화 시킬 수 있다. 그러므로

$$\frac{T}{12} \geq 2RC \quad \therefore T = \frac{60}{fp \cdot \omega_r} \quad (11)$$

여기서, fp : 전동기 극수 이다. 전동기가 최대속도(ω_{max})일 때 근사화가 유효한 필터의 차단주파수는 다음과 같다.

$$f \geq \frac{fp}{5\pi} \omega_{max} \quad (12)$$

그러므로 t_{err} 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$t_{err} = \frac{T}{12} + RC \quad \therefore f \geq \frac{fp}{5\pi} \omega_{max} \quad (13)$$

4. 센서리스 제어

그림 3은 본 논문에서 제안한 센서리스 제어 블록도이다. 연속된 두 ZCP 사이에서 크게 변하지 않는 것으로 가정하면 연속된 두 개의 ZCP의 검출 시간으로부터 전동기의 전기적 각 속도 $\hat{\omega}_r$ 를 알 수 있다.

$$\hat{\omega}_r = \frac{\pi/3}{\Delta t_{zc}(n)} \quad \because \Delta t_{zc}(n) = t_{zc}(n) - t_{zc}(n-1) \quad (14)$$

여기서, $t_{zc}(n)$ 는 ZCP가 검출된 시간이다. 현재 속도로부터 RPEPA를 이용하여 ZCP오차예측시점을 추정한다. 추정된 ZCP오차예측시점은 간접 검출한 60도(Δt_{zc})정보와 연산하여 보상 시점을 결정한다. ZCP오차예측시점으로 구한 보상 시점은 실제 검출된 $t_{zc}(n)$ 과 연산하여 전환시점($t_{cnu}(n)$)을 결정한다.

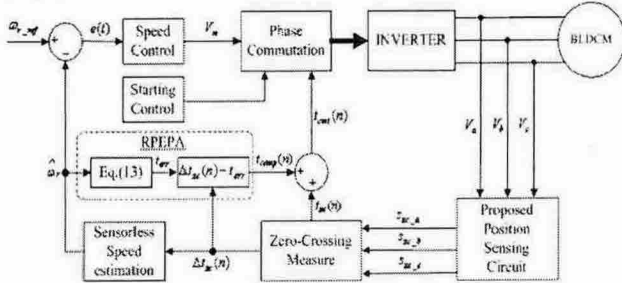


그림 3. 제안한 RPEPA를 이용한 센서리스 제어
Fig. 3 Proposed sensorless control using RPEPA

5. 실험결과

본 논문에서 사용된 BLDC 전동기는 3상 6극, 정격 출력 3.3Kw; 정격전압 320V; 토크 17.63N-m; 최대 속도 2000rpm이다. 그림 4는 위치 간접 검출 회로의 성능 결과를 나타내고 있다. 기존 방법은 단자 전압을 필터링한 경우로써 PWM시비율 40% 이하에서는 운전이 불가능하다. 제안한 회로는 동일한 속도에서 정확한 ZCP가 검출됨을 확인할 수 있으며, PWM 시비율 5%까지 운전이 가능하다. 그림 5는 RPEPA를 적용하였을 경우와 적용하지 않았을 경우를 나타내고 있다. 적용하였을 경우 정확한 전환신호가 나오고 있음을 알 수 있다.

6. 결론

본 논문에서는 새로운 RPEPA를 이용한 BLDC 전동기의 센서리스 제어 방법을 제안하였다. 회전자 위치 간접 검출 회로는 기존 방법에 비해 저속 영역에서 개선된 성능을 보인다. 또한, 필터로 인해 발생하는 위상 지연은 RPEPA를 이용하여 간접 검출된 ZCP오차를 실시간 예측하고 보상함으로써 넓

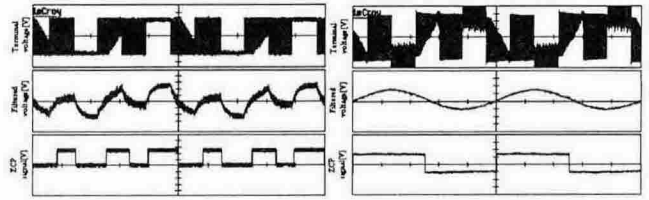


그림 4. 실험 결과 (속도 : 800rpm, [time(sec):5ms/div])
(a) 기존 간접 검출 회로 [10V/div]
(b) 제안한 간접 검출 회로 [2V/div]

Fig. 4 Experimental result speed:800rpm[time(sec):5ms/div]
(a) Convention Rotor position sensing circuit[10V/div]
(b) Proposed Rotor position sensing circuit [2V/div]

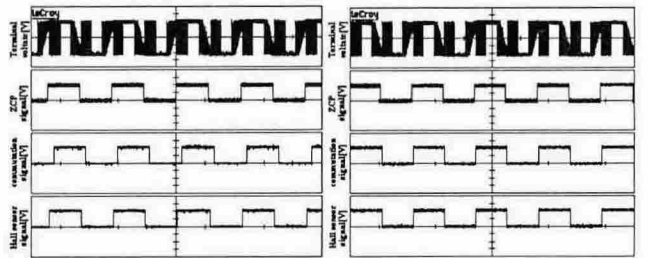


그림 5. 실험 결과 (속도 : 1800rpm, [time(sec):5ms/div])
(a) RPEPA 적용하지 않았을 경우 [10V/div]
(b) RPEPA 적용하였을 경우 [10V/div]

Fig. 4 Experimental Result speed:800rpm[time(sec):5ms/div]
(a) Without RPEPA [10V/div]
(b) With RPEPA [10V/div]

은 속도 영역에서의 속도 향상과 역기전력과 상전류의 위상이 일치함으로써 토크 리플을 감소시키고 모든 구동 영역에서 최대 효율을 유지할 수 있었다. 제안한 센서리스 방법은 실험을 통하여 그 타당성과 효율성을 검증하였다.

참고 문헌

- [1] K. Iizuka et al., "Microcomputer control for sensorless brushless motor," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 27, pp. 595 - 601, May/June 1985.
- [2] S. Ogasawara and H. Akagi, "An approach to position sensorless drive for brushless dc motors," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 27, pp. 928 - 933, Sept./Oct. 1991.
- [3] J. Moreira, "Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet ac motors operating in a wide speed range," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 32, pp. 401 - 407, Nov./Dec. 1996.
- [4] G.-J. Su and J. W. McKeever, "Low cost sensorless control of brushless DC motors with impressed speed range", IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 286-292, 2002
- [5] 김종선, 유지운, 배종표, 서문석, 최옥돈, "전기자동차용 브러시리스 직류 전동기의 센서리스 드라이브 개발에 관한 연구", 전력전자학회 논문지, Vol. 8, pp. 336-343, 2003.