

디지털 필터를 이용한 브러시리스 직류 전동기용 센서리스 드라이브의 성능 향상에 관한 연구

論 文
48B-2-3

Performance Enhancement of a Sensorless Drive for Brushless DC Motors using Digital Filter

呂 炯 基* · 金 泰 亨** · 朴 廷 培*** · 李 光 雲*** · 柳 志 潤†
(Hyeong-Gee Yeo · Tae-Hyeong Kim · Jung-Bae Park · Kwang-Woon Lee · Ji-Yoon Yoo)

Abstract - This paper describes a digital sensorless drive of permanent magnet brushless DC motors. In order to detect in real time the rotor positions of which Emf becomes zero, terminal voltages are sampled during PWM duty cycle. This method generates detection error in indirect sensed position, which is the harmonic component of PWM frequency. In this paper, the drive adopted Butterworth low pass filter for rejection of the sensing error and for accurate estimation of commutation time. Analytical design process of the digital filter is proposed and the experimental results show that the performance of the proposed sensorless drive is superior to that of the sensorless drives without filtering.

Key Words : brushless DC motor, indirect sensing, sensorless drive, digital Butterworth filter, discrete Fourier transform, PWM

1. 서 론

브러시리스 직류 전동기(Brushless DC Motor, BLDCM)는 유도기에 비하여 넓은 속도 범위에 대하여 높은 효율을 유지하고 제어가 용이하여 가변속 운전이 요구되는 응용 개소에 최적의 전동기로 각광받고 있다[1]. BLDC 전동기는 직류 전동기의 브러시와 정류자 대신에 회전자 위치에 동기하여 인버터의 상전류를 전환(commutation)시켜야 하기 때문에 홀센서나 엔코더와 같은 위치 검출 센서가 필요하다. 그러나 위치 센서의 부착은 전동기의 부피를 증가시키고 신뢰성을 저하시킬 뿐만 아니라 유도전동기에 대한 가격 경쟁력을 크게 뒤떨어지게 하는 요인이 된다. 이에 따라 근래에는 BLDC 전동기의 회전자 위치를 센서 없이 간접적으로 추정하여 구동하는 센서리스 드라이브 개발에 대한 연구가 활발히 이뤄지고 있다[2-5].

센서리스 드라이브는 고정자 단자 전압이나 단자 전류의 특성을 이용하여 위치를 검출하며, 회전자 위치의 간접 검출 방법에 따라 단자 전압을 연속적으로 적분하여 전환 시점을 직접 찾는 방법[2, 4]과 역기전력이 0이 되는 시점(ZCP, zero crossing point)을 찾아서 전환 시점을 계산하는 방법[3, 5], 또는 두 방법을 혼용한 방법[6, 7] 등으로 구분할 수 있다. 전동기의 효율을 높이기 위해서는 부하 또는 고정자 권선 인덕턴스의 변화에 따라 전환 시점을 변화시키는 것이

유리하므로 근래에는 ZCP를 실시간으로 찾는 방법이 선호되고 있다. 그러나 이 방법은 단자 전압이나 단자 전류의 측정이 PWM 펄스가 ON 되었을 때만 가능하기 때문에 전동기 속도가 높아지면 상대적으로 회전당 PWM 펄스 수가 감소하므로 위치 추정시 오차가 심화되는 단점이 있다.

본 논문에서는 이러한 단점을 극복하기 위하여 ZCP를 실시간으로 찾는 다음, 소프트웨어 필터링을 통하여 전환 시점을 찾는 방법을 센서리스 드라이브에 적용함으로써 PWM 펄스 수가 작은 고속 영역에서도 안정적으로 운전이 가능한 센서리스 드라이브를 개발하고자 한다. 이를 위하여 PWM 주파수와 속도에 따른 회전자 위치의 간접 검출시의 오차에 대해 분석하고, 디지털 필터의 설계 과정을 정립하며, 이를 적용한 실험 결과를 분석함으로써 본 연구에서 제안한 센서리스 구동 방식의 타당성을 보이고자 한다.

2. 간접 센싱 원리와 위치 분해능

그림1에 BLDC 전동기의 등가 회로를 나타내었으며, 그림에서 단자전압 V_a , V_b , V_c 는 직류 링크를 기준으로 한 전압이다. BLDC 전동기는 일반적으로 그림2와 역기전력이 사다리꼴이므로 120° 도통 구간을 갖는 구형파 전류로 구동한다. BLDC 전동기용 드라이브는 일반적으로 전류 리플과 스위칭 손실이 적은 unipolar PWM으로 인버터를 스위칭하며 각 스위칭 소자의 PWM 파형은 그림3과 같다. Unipolar PWM으로 구동될 때의 단자 전압은 그림4와 같이 나타나며, 여자되지 않는 구간에서의 단자 전압을 센싱하여 ZCP를 검출할 수 있다. 예를 들어 회전자가 30° 에서 90° 사이에 있을 때(a,b상 여자, c상 개방)의 개방된 상의 단자 전압 V_c 는 다음과 같다[2, 5].

* 正 會 員 : 高麗大 博士後 研修中
** 正 會 員 : 高麗大 電氣工學科 碩士卒業
*** 正 會 員 : 高麗大 附設 工學技術研究所 研究員
† 正 會 員 : 高麗大 電氣 · 電子 · 電波工學部 教授 · 工博
接受日字 : 1998年 2月 9日
最終完了 : 1998年 12月 23日

$$V_c = \begin{cases} V_d/2 + e_c & (T_a^+ \text{ ON}) \\ e_c & (T_a^+ \text{ OFF}) \end{cases} \quad (1)$$

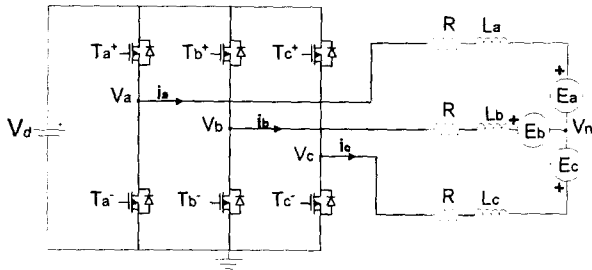


그림 1 브러시리스 직류 전동기의 등가회로.

Fig. 1 Equivalent circuit of BLDC motor

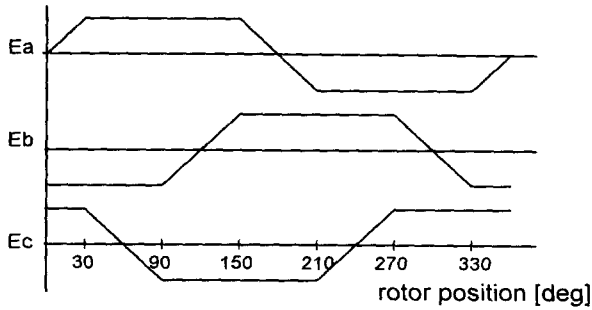


그림 2 회전자 위치에 따른 역기전력 파형

Fig. 2 Back-emf waveform by rotor position

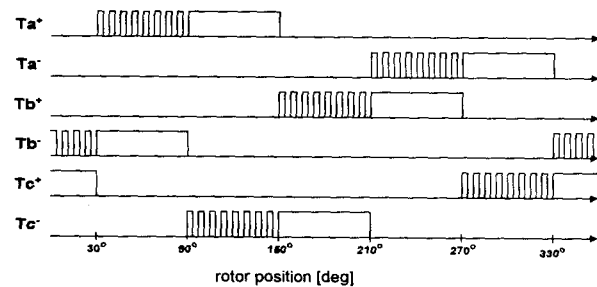


그림 3 Unipolar PWM 파형.

Fig. 3 Unipolar PWM pattern

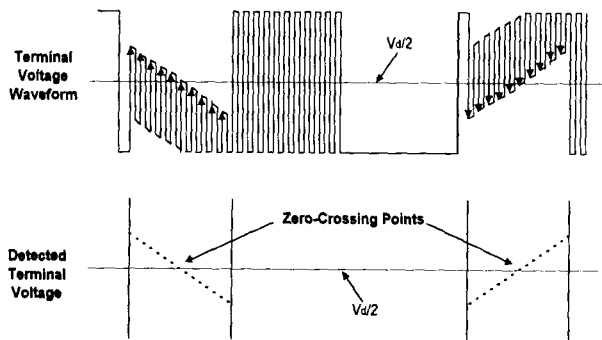


그림 4 단자 전압 파형과 위치 검출 방법.

Fig. 4 Terminal voltage waveform and position detecting method

따라서 T_a^+ 가 ON일 때 단자전압 V_c 가 $V_d/2$ 와 같을 때를 검출하면 역기전력 e_c 가 0이 될 때(ZCP)를 검출할 수 있다. ZCP가 검출되면 이전에 검출한 ZCP와의 시간 간격 $\Delta t_z(t)$ 을 계산하여 회전 속도를 추정하고, 이로부터 전기각으로 30° 지어진 시점에서 상전류를 전환하는 방식으로 위치 센서 없이 구동이 가능하다. 이 방법은 PWM 신호가 ON될 때만 역기전력을 검출하기 때문에 그림5와 같이 PWM 주파수와 회전 속도에 따라 회전자 위치에 대한 분해능이 달라진다. BLDC 전동기의 센서리스 드라이브는 경제성을 목적으로 개발되기 때문에 주로 power Tr이 스위칭 소자로 사용되며 PWM 주파수는 최대 5 kHz 이다. 이 경우 고속으로 갈수록 개방된 구간 동안의 PWM 펄스 수가 감소하여 ZCP 검출시 오차가 커지게 된다. 예를 들어 3상 6극 전동기가 3,600 [rpm]으로 회전시 PWM 펄스 당 16.2° 의 위치 오차가 발생한다. 이때문에 3,600 [rpm] 이상의 고속 운전은 현실적으로 매우 어렵다.

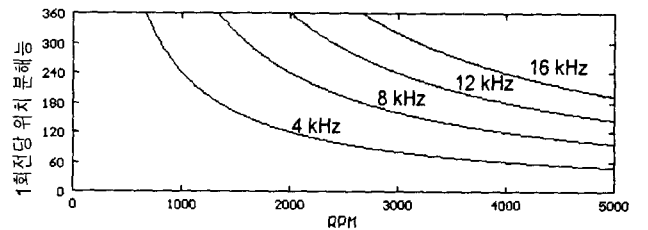


그림 5 PWM 주파수 및 회전자 속도에 따른 회전자 위치 검출 분해능(3상6극 전동기).

Fig. 5 Indirect sensing resolution of the rotor position according to rotor speed and PWM frequency

3. 디지털 필터 설계

고속 영역에서는 회전당 PWM 펄스 수가 감소하여 ZCP의 측정에 PWM 주기 만큼의 오차가 상대적으로 커지므로 정확한 전환 시점을 찾기 위해서는 $\Delta t_z(t)$ 를 필터링 할 필요가 있다. 필터를 설계하려면 우선 차단 주파수(cut-off frequency)를 선정해야 하는데, 차단 주파수가 낮으면 전동기의 가속 시간에 제한을 받게 되고, 높으면 필터링 효과가 떨어진다. 따라서 차단 주파수를 선정하려면 전동기의 가속 운전시의 $\Delta t_z(t)$ 에 대한 주파수 성분을 분석해야 한다. 이를 위해 전동기 시스템의 최대 가속도를 a 로 한정하고 그림6과 같이 전동기가 가속시간 T , 동안 ω_1 에서 ω_2 까지 최대 가속도로 가변속 운전을 한다고 가정하고, 이 때의 Δt_z 의 주파수 성분을 분석해보자.

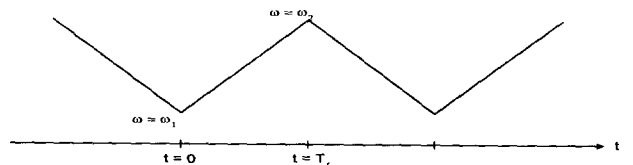


그림 6 가변속 운전시의 속도 변화.

Fig. 6 Speed variation of adjustable speed drive

그림에서 가속 구간의 가속도 a 와 위치 θ , 속도 ω 는 다음과 같다.

$$a = \frac{\omega_2 - \omega_1}{T_r} \quad (2)$$

$$\omega(t) = \omega_1 + at \quad (3)$$

$$\theta(t) = \omega_1 t + \frac{1}{2} at^2 \quad (4)$$

(3)과 (4)를 이용하여 ω 를 θ 의 함수로 표현하면 다음과 같다.

$$\omega = \sqrt{\omega_1^2 + 2a\theta} \quad (5)$$

한편 ZCP는 회전자 위치가 전기각으로 60° 마다 한 번씩 검출되므로 다음 식이 성립된다.

$$\Delta\theta_z = \theta(t + \Delta t_z) - \theta(t) = \frac{2\pi}{3p} \quad (6)$$

(6)에서 p 는 전동기의 극 수이다. (6)에 (3)을 대입하면

$$\frac{2\pi}{3p} = \frac{a}{2} \Delta t_z^2(\theta) + (at + \omega_1) \Delta t_z(\theta) \quad (7)$$

가 되며, 이 결과와 (3)을 이용하면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\frac{2\pi}{3p} = \frac{a}{2} \Delta t_z^2(\theta) + \sqrt{\omega_1^2 + 2a\theta} \cdot \Delta t_z(\theta) \quad (8)$$

(8)에서 Δt_z 를 θ 의 함수로 표현하면 다음과 같다.

$$\Delta t_z(\theta) = \frac{1}{a} \left(\sqrt{\omega_1^2 + 2a\theta + \frac{4\pi a}{3p}} - \sqrt{\omega_1^2 + 2a\theta} \right) \quad (9)$$

(9)에서 Δt_z 를 $\Delta\theta_z = 2\pi/3p$ 마다 샘플링하기 위해

$$\theta(n) = \frac{2\pi}{3p} \cdot n \quad (10)$$

을 대입하면 최종적으로 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\Delta t_z(n) = \frac{1}{a} \left(\sqrt{\omega_1^2 + \frac{4\pi a}{3p}(n+1)} - \sqrt{\omega_1^2 + \frac{4\pi a}{3p}n} \right) \quad (11)$$

한편, (11)이 성립하는 구간은 $0 \leq t < T_r$, 이므로 (1)과 (3)을 이용하면 θ 의 범위는

$$0 \leq \theta < \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} T_r \quad (12)$$

가 되며, 이를 $\Delta t_z(\theta)$ 에서 $\Delta t_z(n)$ 를 구할 때와 같이 (12)에 (10)을 대입하면

$$0 \leq n < \frac{3p}{2\pi} \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} T_r \quad (13)$$

가 되어 (11)의 n 의 범위를 구할 수 있다. (13)의 우변을 N 이라 하고, 지금까지의 과정을 그림 6의 가속 구간에 대하여 반복하면 가속 구간에서의 $\Delta t_z(n)$ 와 n 의 범위를 구할 수 있다.

$$\Delta t_z = \frac{1}{a} \left(\sqrt{\omega_1^2 + \frac{4\pi a}{3p}(2N-n)} - \sqrt{\omega_1^2 + \frac{4\pi a}{3p}(2N-n-1)} \right) \quad (14)$$

$$N \leq n < 2N-1 \quad (15)$$

$\Delta t_z(n)$ 의 주파수 특성을 구하려면 이산(離散) 푸리에 변환(Discrete Fourier Transform, DFT)을 취해야 하나, (11)의 푸리에 변환의 정성적 표현이 곤란하므로 실제 실험에 사용할 수치 예를 들어서 분석하기로 한다. 표1은 실험에 사용될 전동기의 사양으로, 정격 속도가 3,000 [rpm]이다. 센서리스 드라이브의 가변속 운전 구간을 정격 속도의 20%에서 120%로 가정하고, 가변속 운전시의 최대 가속도를 100π [rad/s²]으로 제한하면 그림6에서 $\omega_1 = 20\pi$ [rad/s], $\omega_2 = 120\pi$ [rad/s], $T_r = 1$ [s]가 된다. 이를 (11)과 (13)~(15)에 대입하고 $\Delta t_z(n)$ 를 구한 결과는 그림7(a)와 같다. 그림7(b)는 $\Delta t_z(n)$ 를 푸리에 변환한 $\Delta T_z(k)$ 를 0 주파수 성분 $\Delta T_z(0)$ 으로 나눈 것의 크기를 dB로 나타낸 것이다. $\Delta T_z(k)$ 에서 각 주파수 성분의 크기가 -40[dB]보다 큰 경우는 k 가 0에서 20 사이이다. k 가 21보다 큰 경우는 크기가 무시할 수 있을 정도로 작으므로 디지털 필터의 통과 대역 Ω_p 를 다음과 같이 선정한다.

표 1 전동기 사양
Table 1 Motor specifications

상수/극수	3상 / 6극
정격 출력	300 W
정격 속도	3,000 rpm
정격 토크	0.95 Nm
입력 전압	110 VAC
관성 모멘트	0.000082614 Kg·m ²
역기전력 상수	0.29 V·sec/rad

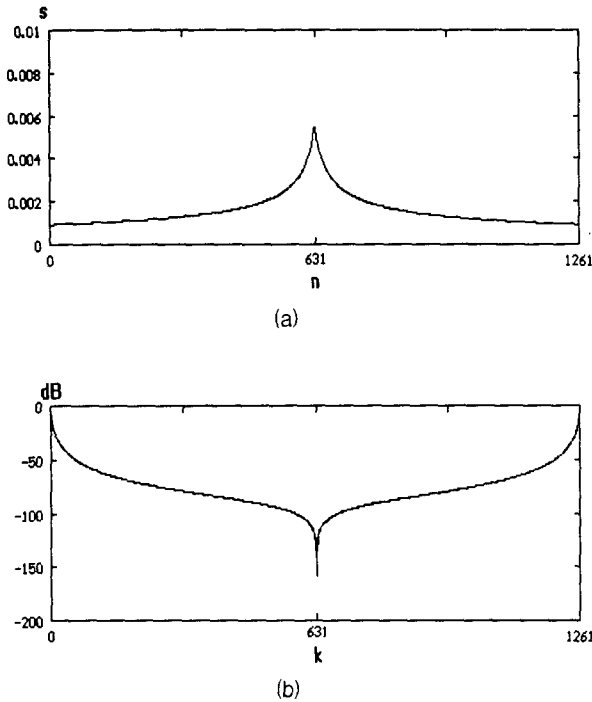


그림 7 (a) 속도 변화에 따른 $\Delta t_2(n)$ 의 변화.

(b) $\Delta t_2(n)$ 의 푸리에 변환

Fig. 7 (a) Variation of $\Delta t_2(n)$ according to speed variation

(b) Discrete Fourier transform of $\Delta t_2(n)$

$$\Omega_p \leq \frac{20}{631} \pi \approx \frac{\pi}{30} \quad (16)$$

센서리스 드라이브에서 ZCP를 검출할 때, PWM 파형이 ON될 때에만 검출하므로 PWM 파형의 한 주기만큼의 오차가 발생할 수 있다. 즉, ΔT_2 에는 샘플링 주파수의 $1/n$ ($n=2,3,\dots$)배의 주파수를 갖는 노이즈가 발생한다. 이 노이즈는 주파수가 낮아질수록 크기도 감소하므로 저주파 영역에서는 큰 영향이 없으나, 주파수가 높아질수록 영향이 커진다. 이에 따라 본 연구에서는 $\pi/4$ 이상의 주파수 성분을 제거하기 위하여 차단 주파수 Ω_c 를 $\pi/8$ 로 설정하고, 디지털 필터의 저지대역($\Omega \geq \pi/4$)의 크기 이득을 -20 dB 이하로 설계하기로 한다. 디지털 필터로서는 통과 대역의 이득이 일정하게 유지되는 특성이 있어서 널리 사용되고 있는 Butterworth 필터[8]를 채택하였으며 Butterworth 필터의 차수는 다음 식을 만족하는 정수이다.

$$n \geq \frac{\log_{10}(10^{-M_{dB}} - 1)}{2 \log_{10} \Omega_s} \quad (17)$$

(17)에서 M_{dB} 은 저지 대역의 크기 이득이며, Ω_s 는 저지 대역 주파수이다. (17)의 우변에 $\Omega_s = \pi/4$ 와 $M_{dB} = -20$ 을 대입하면 3차의 필터를 선정해야 함을 알 수 있으며, 3차 Butterworth 필터는 다음과 같이 주어지며 Ω_c 는 차단 주파수이다[8].

$$H(z) = \frac{1}{2} \frac{(z+1)^3}{z(3z^2+1)} \Big|_{z=\frac{z-\alpha}{1-\alpha z}} \quad (18)$$

$$\alpha = \frac{\sin\left(\frac{\pi - \Omega_c}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\pi + \Omega_c}{2}\right)} \quad (19)$$

(19)에 $\Omega_c = \pi/8$ 을 대입하여 α 를 구하고, 이를 (18)에 대입하면 Butterworth 필터의 전달함수는 (20)과 같이 결정되며, 이 필터의 블록도와 크기 이득 곡선을 그림8과 그림9에 나타내었다.

$$\begin{aligned} H(z) &= \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3}} \\ &= \frac{0.0053 + 0.0159z^{-1} + 0.0159z^{-2} + 0.0053z^{-3}}{1 - 2.2192z^{-1} + 1.7151z^{-2} - 0.4535z^{-3}} \end{aligned} \quad (20)$$

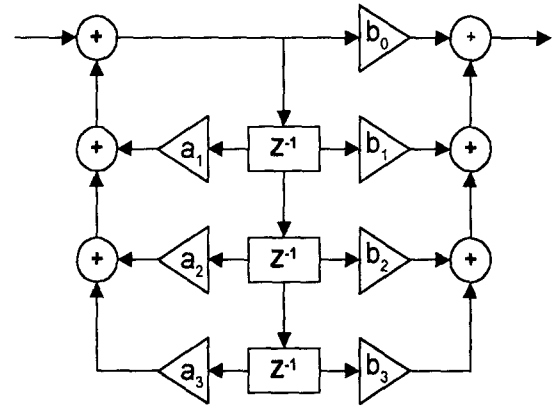


그림 8 3차 디지털 Butterworth 필터의 블록도

Fig. 8 Block diagram of digital Butterworth filter

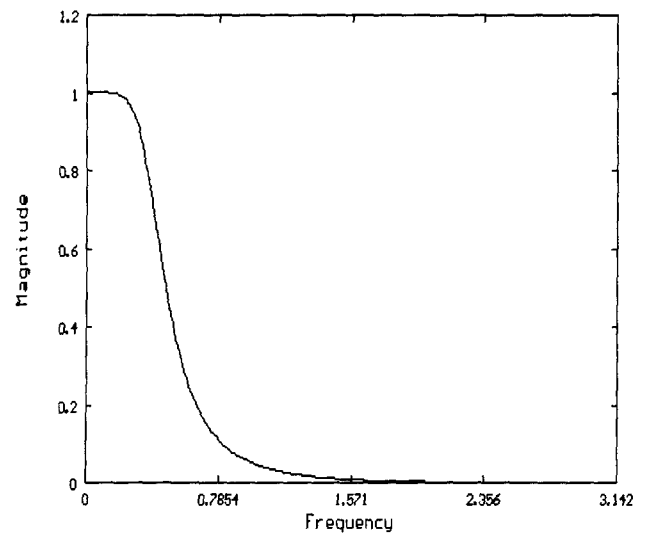


그림 9 3차 디지털 Butterworth 필터의 크기 이득 곡선

Fig. 9 Magnitude gain of 3rd order Butterworth filter

4. 실험 결과 및 검토

본 연구에서 제시한 센서리스 운전 기법을 구현하기 위하여 그림10과 같은 센서리스 드라이브를 구성하였으며 실험에 이용된 전동기의 사양은 표1과 같다. 그림11과 그림12는 인버터를 4 kHz로 스위칭 할 때, 필터링 없이 운전한 경우와 Butterworth 디지털 필터를 적용한 경우를 각각 비교하여 제시하였다. 그림11은 3,600 [rpm]으로 정속 운전하고 있을 때의 회전자 위치를 간접 검출한 결과로서, Butterworth 필터를 적용한 경우의 검출 결과가 더 정확함을 알 수 있다. 그림12는 각 경우의 상전류 및 단자 전압으로서, 필터를 적용하지 않은 경우는 전류 크기가 일정치 못하고 폭도 불균일하게 나타난다. 이는 곧 토크의 맥동을 유발하게 되어 진동과 소음의 원인이 된다. 필터를 적용한 경우는 전류 크

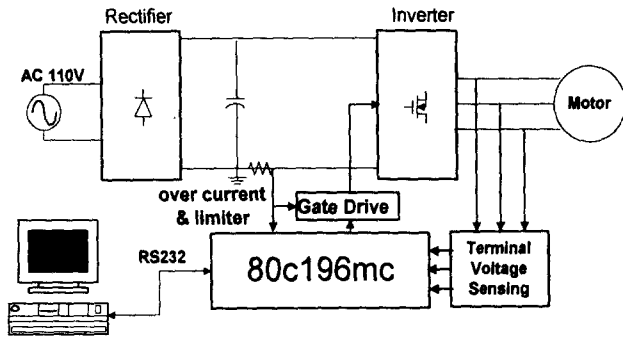
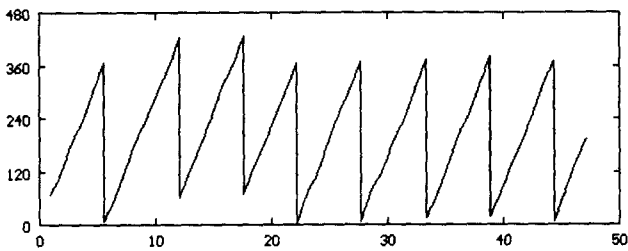
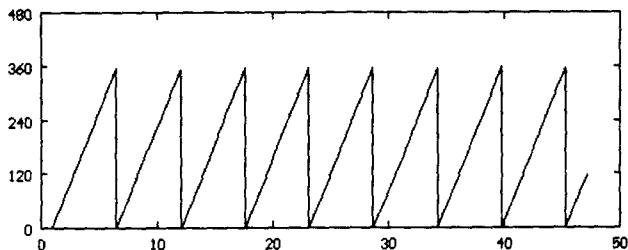


그림. 10 센서리스 드라이브의 H/W 구성도.
Fig. 10 Hardware configuration of sensorless drive



(a)



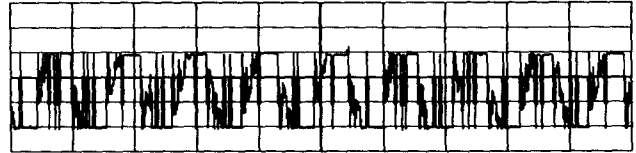
(b)

그림 11 3,600 rpm 운전시 회전자 위치 간접 검출 결과(중속 전기각, 황축 ms).

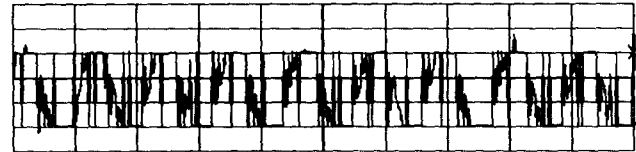
- (a) 필터 없이 구동할 경우
- (b) Butterworth 필터를 적용한 경우

Fig. 11 Results of indirect sensing of rotor position
(a) without filter (b) with Butterworth filter

기 및 폭이 균일하게 나타남을 알 수 있다. 필터를 적용하지 않은 드라이브의 경우에는 3,600 [rpm] 이상 운전시 ZCP 검출에 오차가 심하여 전환 시점을 정확히 찾지 못하고 운전이 정지되었으나, Butterworth 필터를 적용한 드라이브는 4,500 [rpm]까지 운전이 원활하였다. 그림13은 4,500 [rpm]으로 운전시의 단자 전압 및 상전류 파형이다.



(a) 필터 없이 구동한 경우



(b) Butterworth 필터를 적용한 경우

그림 12 3,600 rpm 운전시 단자전압 및 상전류 파형(50 V/div, 1.25 A/div, 5 ms/div).

- (a) 필터 없이 구동한 경우
- (b) Butterworth 필터를 적용한 경우

Fig. 12 Waveform of terminal voltage and phase current at 3,600 rpm

- (a) without filter (b) with Butterworth filter

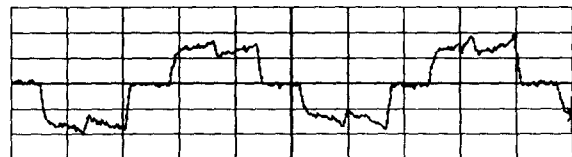
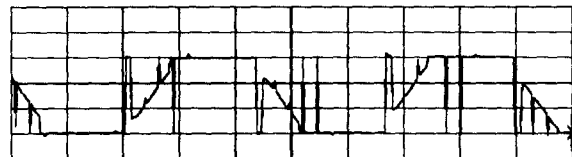


그림 13 4,500 rpm 운전시 단자전압 및 상전류파형 (50 V/div, 1.25 A/div, 1 ms/div).

Fig. 13 Waveform of terminal voltage and phase current at 4,500 rpm

5. 결 론

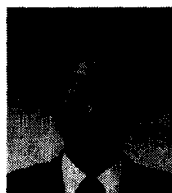
본 연구에서는 브러시리스 직류 전동기용 센서리스 드라이브에 디지털 필터를 적용하여 상전류 전환 시점의 추정을 개선하는 방법을 제안하였다. ZCP를 실시간으로 검출하고, 정확한 전환 시간을 계산하기 위해 PWM 주파수가 회전자 위치 간접 측정에 미치는 측정 오차에 대해 분석하고, 이를 필터링하기 위한 디지털 필터의 차단 주파수를 선정하는 일련의 과정을 보였다. 제안된 방법을 센서리스 드라이브에 적용한 결과, 전류 시점과 도통각이 균일하게 유지되어 전류 및 토크 리플이 현저히 개선되었다. 또한 고속 운전시 위치 분해능이 저하되는 단점을 보완되어 운전 속도 영역을 정격 속도의 150%까지 확장할 수 있었다.

본 논문은 '97년도 추계학술대회(11.29, 명지대학교)에 발표하여 좌장 및 편집위원의 추천으로 우수논문으로 선정된 논문입니다.

참 고 문 헌

- [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," Conf. Rec. of 1994 IEEE IAS'90, pp. 443-447, 1990
- [4] J.C.Moreira, "Indirect Sensing for Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motors Operating in a Wide Speed Range," Conf. Rec. of 1994 IEEE IAS'94, pp. 401-407, 1994
- [5] 여형기, 이광운, 박정배, 김태형, 황건, 유지윤, "브러시리스 직류 전동기용 센서리스 드라이브 개발에 관한 연구", 대한 전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 2095-2097, 1997.
- [6] R.C.Becerra, T.M.Jahns and M.Ehsani, "Four-Quadrant Sensorless Brushless ECM Drive," 6th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 202-209, 1991.
- [7] H.R.Andersen and J.K.Pedersen, "Sensorless ELBERFELD Control of Brushless DC Motors for Energy-Optimized Variable-Speed Household Refrigerators", EPE'97, pp. 1.314 - 1.318, 1997
- [8] R.D.Strum and D.E.Kirk, Discrete Systems and Digital Signal Processing, Addison-Wesley Pub. Co., pp. 689-702, 1989

저 자 소 개



여형기 (呂炯基)
1964년 7월 20일생. 1988년 고려대 전기공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년~1995년 한국국방연구원 근무. 1998년 고려대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현 동 대학교 박사후 연수중.



김태형 (金泰亨)
1969년 5월 16일생. 1994년 고려대 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사).



박정배 (朴廷培)
1971년 5월 14일생. 1994년 고려대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 박사과정 수료. 현재 동 대학교 부설 공학기술연구소 연구원.



이광운 (李光雲)
1970년 12월 16일생. 1993년 고려대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 박사과정 수료. 현재 동 대학교 부설 공학기술연구소 연구원.



유지윤 (柳志潤)
1955년 2월 25일생. 1977년 고려대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 일본 와세다 대학 전기공학과 졸업(박사). 1987~1991년 창원대 공대 전기공학과 조교수. 현재 고려대 전기·전자·전파공학

부 교수.