

## 외란관측기를 이용한 새로운 데드타임 보상법

김현수, 문형태, 김명복, 윤명중  
한국과학기술원 전기 및 전자공학과

### A New Dead-time Compensation Method using Disturbance Observer

Hyun-Soo Kim, Hyung-Tae Moon, Myung-Bok Kim, and Myung-Joong Youn  
Department of Electrical Engineering, KAIST

#### Abstract

A new dead-time compensation method using a disturbance observer is proposed. the dead-time causes the voltage distortion and it can be considered as the disturbance voltage. In this paper, the disturbance voltage is estimated by minimal order observer in the d-q frame and the estimated disturbance voltage is summed with voltage command by a feed-forward .

The experiments are carried out for the DSP-based BLDC motor drive system and the results show the effectiveness of the proposed method.

#### 1. 서 론

최근 DSP(Digital Signal Processor)와 같은 고성능의 연산처리소자의 발달로 대부분의 교류전동기 서보시스템이 디지털 방식으로 제작되고 있고, 또한 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor) 같은 고주파 스위칭 소자를 이용한 디지털 방식의 전압형 PWM 인버터가 고성능 서보시스템에 많이 사용되고 있다[2,3]. 그러나 턴-온/턴-오프 타임과 같은 스위칭 특성으로 인해, 스위칭 소자의 보호를 위해 게이트 신호에 수  $\mu\text{sec}$ 의 데드타임을 주게된다. 이러한 데드타임은 턴-온/턴-오프 타임과 더불어 출력전압 왜곡을 발생시킨다. 특히 낮은 전압명령에서는 데드 타임 등으로 인해 출력전압이 거의 형성되지 않고, 이러한 영향은 저속 동작시 가장 치명적이 된다. 저속영역에서는 모터의 역기전력이 거의 발생하지 않기 때문에 전압명령이 그리 크지 않아도 되지만 출력전압의 왜곡으로 인해 제어특성이 매우 나빠지게

된다. 이러한 데드타임의 문제를 해결하기 위해 많은 연구가 진행되었다[2-4]. 출력전압의 왜곡의 원인으로서는 데드타임이 큰 영향을 미치지만 그 외의 스위칭 소자의 턴-온 타임과 턴-오프 타임 등도 무시할 수 없는 영향을 미친다. [3]에서는 이들에 의한 영향도 고려를 하였지만, 이 값들은 동작조건에 따라 바뀌어 질 수 있는 값들로서 오프-라인 방식으로는 해결하기 힘들다.

따라서 본 논문에서는 데드타임 등에 의한 출력전압 왜곡을 해석하고, 이를 온-라인으로 해결하기 위한 새로운 방법을 제시한다. 데드타임 등에 의한 전압 왜곡은 일종의 외란전압으로 볼 수 있으므로, 외란 관측기를 통해 이를 추정하고 이를 전압 명령으로 보상해주어 데드타임에 의한 출력전압 왜곡을 없앴다. 제안된 방법은 DSP와 IPM를 사용한 BLDC 모터 구동시스템에서의 실험을 통해 그 실효성을 증명하였다.

#### 2. 데드타임의 영향 해석

그림 1과 같은 이상적인 스위칭 패턴에 Arm short로부터 스위칭 소자의 보호를 위해 그림 2와 같이 데드타임을 고려한 스위칭 패턴을 만들어 스위칭 소자의 게이트 신호로 사용한다. 그림에서 볼 수 있듯이, 한 상을 턴-온 시킬 경우 아래쪽 스위칭 소자가 완전히 꺼진 후 위쪽 스위칭 소자를 켜주고, 턴-오프 시킬 경우는 그 반대의 방법으로 Arm short를 방지하게 된다. 데드타임의 구간동안 한 상의 위쪽과 아래쪽의 두 스위칭 소자가 모두 꺼지게 되어 모터를 통해 흐르던 전류는 다이오드를 통하여 흐르게 된다. 전류가 모터 쪽으로 흘러 나가는 경우, 즉 상전류가 양일 경우에는 아래쪽 다이오드로, 상전류가 음인 경우에는 위쪽 다이오드로 전류가 흐르게 된다. 따라서, 데드타임의 구간에서는 흐르는 전류의 방향에 따라

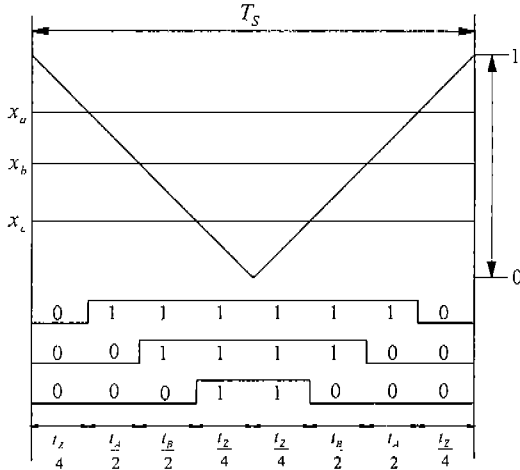


그림 1. 스위칭 패턴의 결정

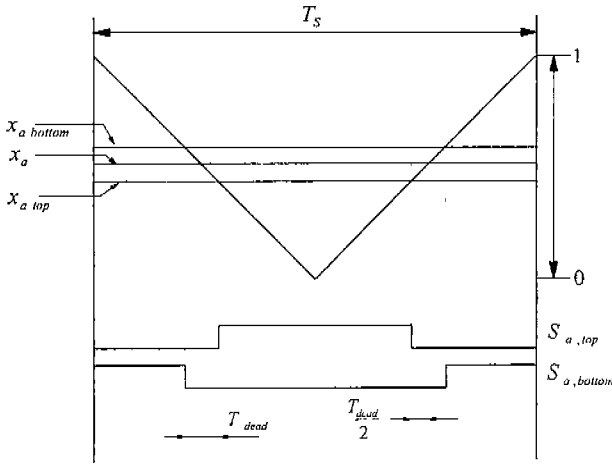


그림 2. 데드타임을 고려한 스위칭 패턴

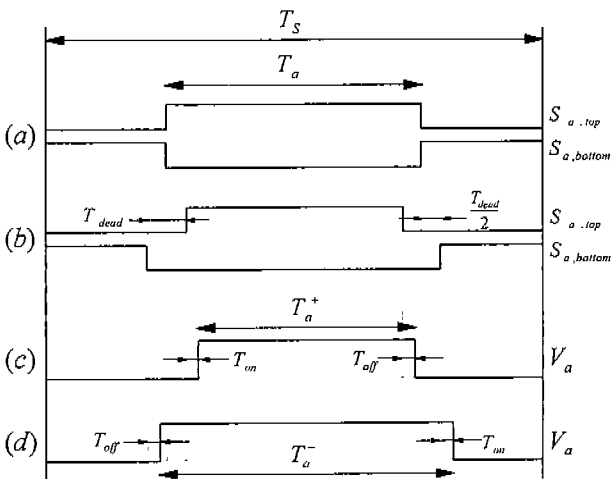


그림 3. 게이트 신호와 인가 전압

- (a) 이상적인 게이트 신호
- (b) 데드타임을 고려한 실제의 게이트 신호
- (c) 양의 전류가 흐를 때 인가전압
- (d) 음의 전류가 흐를 때 인가전압

스위칭 상태가 달라진다. 스위칭이 그림 2와 같이 이루어질 때, 상전류가 양 또는 음의 값을 가지는 경우에 따라 실제로 인가되는 전압은 그림 3과 같다. 그림 3에서는 데드타임 뿐만 아니라 스위칭 소자의 턴-온 타임과 턴-오프 타임도 고려를 하였다.

상전류  $i_{as}$ 가 양일 때, 스위칭상태는 그림 3(c)와 같이 되고 인가전압의 오차  $V_{a,dead}^+$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_{a, err}^+ = T_a - T_a^+ = T_{dead} + T_{on} - T_{off}$$

$$V_{a, dead}^+ = \frac{T_a - T_a^+}{T_s} V_{dc} \quad (1)$$

상전류  $i_{as}$ 가 음일 때의 스위칭상태는 그림 3(d)와 같이 되고 인가전압의 오차  $V_{a,dead}^-$ 를 구해 보면

$$T_{a, err}^- = T_a - T_a^- = -(T_{dead} + T_{on} - T_{off})$$

$$V_{a, dead}^- = \frac{T_a - T_a^-}{T_s} V_{dc} \quad (2)$$

이 되고, 식 (1)과 (2)로 표현된 인가전압의 오차를 하나의 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$T_{a, err} = \text{sgn}(i_{as})(T_{dead} + T_{on} - T_{off})$$

$$V_{a, dead} = \frac{T_{a, err}}{T_s} V_{dc} = \text{sgn}(i_{as}) V_{dead} \quad (3)$$

여기서

$$\text{sgn}(i_{as}) = \begin{cases} 1 & : i_{as} > 0 \\ -1 & : i_{as} < 0 \end{cases}, \quad V_{dead} = \frac{(T_{dead} + T_{on} - T_{off})}{T_s} V_{dc}$$

이다. 다른 상의 경우도 a상의 경우와 마찬가지로 방법으로 해석을 하면 다음과 같은 데드타임과 스위칭 소자의 턴-온/턴-오프 타임에 의한 전압인가의 오차를 구할 수 있다.

$$V_{b, dead} = \frac{T_{b, err}}{T_s} V_{dc} = \text{sgn}(i_{bs}) V_{dead}$$

$$V_{c, dead} = \frac{T_{c, err}}{T_s} V_{dc} = \text{sgn}(i_{cs}) V_{dead}$$

이 들을 동기기준축으로 d-q변환을 하면 다음과 같다 :

$$\begin{bmatrix} V_{d, dead} \\ V_{q, dead} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} V_{a, dead} \\ V_{b, dead} \\ V_{c, dead} \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서

$$K = \frac{2}{3} V_{dead} \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) & \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

전류도 마찬가지로 d-q변환을 하게 되면 다음과 같다.

$$\text{sgn}(i_{as}) = \text{sgn}(i_{as} \cos(\theta_e) + i_{ds} \sin(\theta_e))$$

$$\text{sgn}(i_{bs}) = \text{sgn}(i_{as} \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) + i_{ds} \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}))$$

$$\text{sgn}(i_{cs}) = \text{sgn}(i_{as} \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) + i_{ds} \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3})) \quad (5)$$

다음 식을 이용하면 식 (5)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_{d,dead} \\ V_{q,dead} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \text{sgn}(i_{qs} \cos(\theta_e) + i_{ds} \sin(\theta_e)) \\ \text{sgn}(i_{qs} \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) + i_{ds} \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3})) \\ \text{sgn}(i_{qs} \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) + i_{ds} \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3})) \end{bmatrix} \quad (6)$$

BLDC 모터에서 벡터제어의 개념을 도입해서 d축 전류  $i_{ds}$ 를 영으로 제어할 하면 식 (6)은

$$\begin{bmatrix} V_{d,dead} \\ V_{q,dead} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \text{sgn}(i_{qs} \cos(\theta_e)) \\ \text{sgn}(i_{qs} \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3})) \\ \text{sgn}(i_{qs} \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3})) \end{bmatrix} \quad (7)$$

이 된다. 식 (7)을 모터의 전기각  $\theta_e$ 에 대해 테드타임 등에 의한 전압오차는 그림 4와 같이 나타난다.

### 3. 외란 전압 관측기의 설계

BLDC 모터의 전기적 동특성을 나타내는 수학적 모델은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{ds} &= L_{ds} \frac{di_{ds}}{dt} + R_{ds} i_{ds} + E_{ds} + f_{ds} \\ V_{qs} &= L_{qs} \frac{di_{qs}}{dt} + R_{qs} i_{qs} + E_{qs} + f_{qs} \end{aligned} \quad (8)$$

여기서,  $f_{ds}$ ,  $f_{qs}$ 는 외란전압을 나타내고 본 논문에서는 각각  $V_{d,dead}$ 와  $V_{q,dead}$ 을 나타낸다.  $E_{ds}$ ,  $E_{qs}$ 는 역기전력이고 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} E_{ds} &= -\frac{P}{2} \omega_r L_{ds} i_{qs} \\ E_{qs} &= \frac{P}{2} \omega_r L_{qs} i_{ds} + \frac{P}{2} \omega_r \lambda_m \end{aligned} \quad (9)$$

샘플링 주기가 매우 짧으므로 한 샘플링 주기동안의 외란전압의 변화를 영이라고 가정할 수 있다. 즉,

$$\frac{df_s}{dt} = 0 \quad (10)$$

여기서,  $f_s(k) = [f_{ds}(k) \ f_{qs}(k)]^T$ 이다.

이러한 가정 하에 위의 모델을 이산화 된 상태 방정식으로 변환하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) &= Cx(k) \end{aligned} \quad (11)$$

여기서

$$x(k) = \begin{bmatrix} i_s(k) \\ f_s(k) \end{bmatrix}, \quad u(k) = [V_s(k) - E_s(k)],$$

$$A = \begin{bmatrix} 1 - T_s L_s^{-1} R_s & -T_s L_s^{-1} \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} T_s L_s^{-1} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [I_2 \ 0_2],$$

이고  $T_s$ 는 샘플링 주기이다. 위의 상태방정식에서 최소차 관측기를 통해서 외란전압을 관측할 수 있다.

$$\begin{aligned} f_s(k) &= \xi(k) + F i_s(k) \\ \xi(k+1) &= \bar{A} \xi(k) + \bar{B} u(k) + \bar{K} i_s(k) \end{aligned} \quad (12)$$

여기서

$$\bar{A} = I_2 + T_s F L_s^{-1}, \quad \bar{B} = -T_s F L_s^{-1},$$

$$\bar{K} = T_s F (F + R_s) L_s^{-1}$$

이고  $F$ 는 관측기 이득이다. 관측기의 이득설정을 위해 오차의 동특성을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} e(k+1) &= \hat{f}_s(k+1) - f_s(k+1) \\ &= \bar{A}(\hat{f}_s(k) - f_s(k)) = \bar{A}e(k) \end{aligned}$$

d축과 q축은 서로 독립적이고 같은 값의 이득을 쓰면 관측기의 pole이 같은 위치에 놓이기 때문에 계산에 편리하다. 따라서 관측기 이득  $F$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$F = F I_2$$

또한 d축, q축 인덕턴스도 같다고 볼 수 있으므로 다음 식을 유도 할 수 있다.

$$\bar{A} = I_2 (1 + \frac{FR_s}{L_s})$$

따라서 각 축의 외란 전압 관측기의 오차 특성 방정식의 고유치는

$$\eta = 1 + \frac{FR_s}{L_s}, \quad (0 \leq \eta < 1)$$

이다. 이 조건을 만족하는 관측기 이득을 구하여야하고, 이 값이 작을수록 수렴은 더 빨리 되지만 노이즈의 영향이 커져 발산할 수도 있다. 본 논문의 실험에서는  $\eta=0.8$ 로 했다.

### 4. 실험 결과

제안된 방법의 실효성을 입증하기 위해 DSP를 기반으로 한 BLDC 구동 시스템에서 실험이 수행되었다. 실험이 수행된 시스템은 직류링크전압이 300[V]이고 샘플링 주기는 150[μsec]이다. 스위칭 소자는 Mitsubishi사의 IPM을 사용하였고 테드타임은 3.5E [μsec]이다. 턴-온 타임과 턴-오프 타임은 보통의 경우 각각 0.8[μsec], 2.0[μsec]이다. 위의 데이터에서  $V_{dead}=4.7[V]$ 를 계산할 수 있다. 그러나, 스위칭 소자의 턴-온 타임과 턴-오프 타임은 동작 조건에 따라 변화하므로  $V_{dead}$ 는 동작 상태에 따라 그 값이 바뀔 수 있다.

그림 5는 저속동작(10 [rpm])시 전기각( $\theta_e$ )에 따른  $V_{q,dead}$ ,  $V_{d,dead}$ 와 a상 전류이다.  $V_{q,dead}$ 와  $V_{d,dead}$ 는 전압 외란 관측기에서 추정된 값들이다. a상전류가  $\cos \theta_e$ 와 같은 모양을 하고 있으므로 벡터제어가 잘 되고 있는 경우임을 증명하고 있고, 따라서 d축 전류  $i_{ds}$ 가 영으로 제어됨을 알 수 있다.  $V_{q,dead}$ 와  $V_{d,dead}$ 는 그림 4에서 시뮬레이션을 통해 구한 파형과 거의 유사함을 볼 수 있다.

그림 6은 제안된 방법으로 보상을 해준 경우와 그렇지 않은 경우의 출력 전류의 모양을 비교한 것이다. 그림 6(a)는 테드타임에 의한 영향을 고려하지 않았을 때의 상전류의 파형으로서 상전류가 영을 지

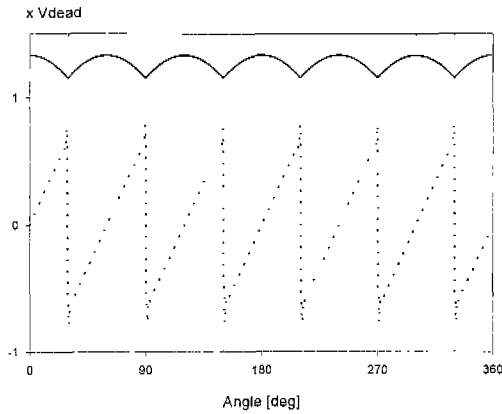


그림 4. 데드타임에 의한 d, q축의 전압오차  
(실선 :  $V_{q,dead}$  점선 :  $V_{d,dead}$ )

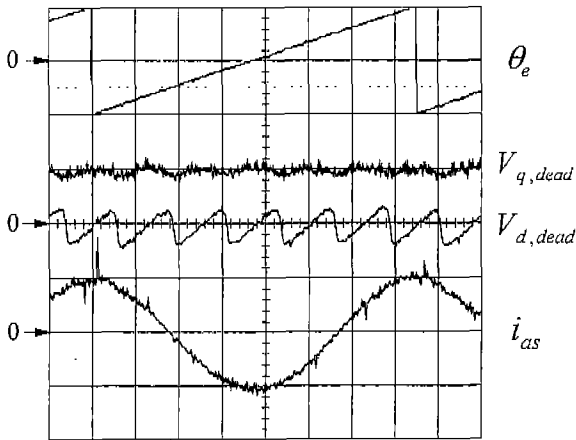


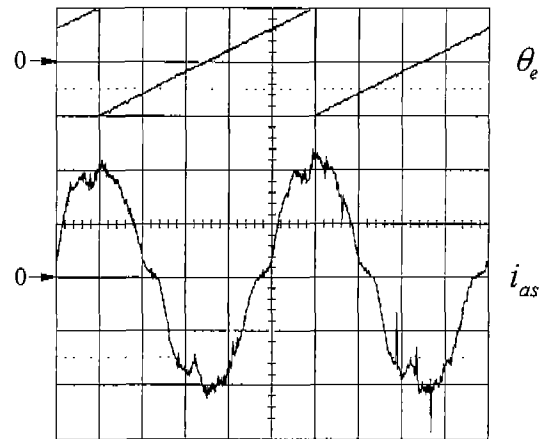
그림 5. 관측기를 이용한 외란전압 추정 (0.2 [sec/div])

- (a) 전기각( $\theta_e$ ) : [180° / div]
- (b)  $V_{q,dead}$  : [10V / div]
- (c)  $V_{d,dead}$  : [10V / div]
- (d)  $i_{as}$  : [2A / div]

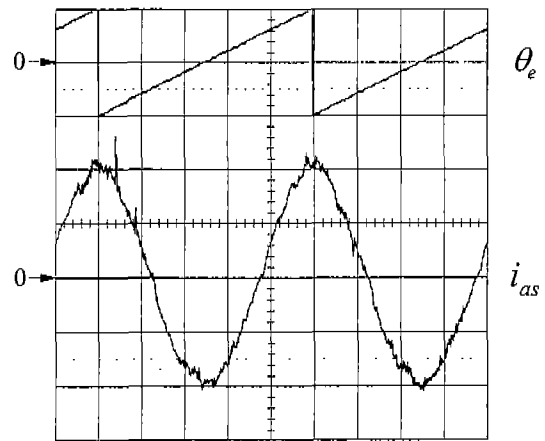
나갈 때 왜곡이 있음을 알 수 있다. 그러나, 그림 6(b)에서 처럼 제안된 방법으로 데드타임에 의한 영향을 고려해 준 경우는 상전류가 영 근처에서 거의 왜곡이 없음을 볼 수 있다.

### 5. 결론

본 논문에서 데드타임에 의한 출력전압의 왜곡을 보상하는 새로운 방법을 제시하였다. 출력전압의 왜곡은 특히 저속에서 제어특성을 나쁘게 한다. 데드타임과 스위칭 소자의 턴-온 타임과 턴-오프 타임에 의한 전압 왜곡을 해석하고, 외란 관측기를 통해 온라인 방법으로 데드타임의 영향을 보상해 주는 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 DSP를 기반으로 한 BLDC 모터 구동 시스템에서의 실험을 통하여 실효



(a)



(b)

그림 6. 전기각과 상전류 (1 [A/div], 50 [ms/div])

- (a) 데드타임의 영향을 고려하지 않은 경우
- (b) 데드타임의 영향을 보상한 경우

성을 입증하였다. 이 방법을 통하여 전동기 서보시스템의 저속영역에서의 제어 특성을 향상시킬 수 있다.

### 6. 참고 문헌

- [1] P. C. Krause, "Analysis of Electric Machinery", McGraw-Hill, 1987.
- [2] T. Sukegawa, K. Kamiyama, T. Matui, T. Okuyama, "Fully Digital, Vector-Controlled PWM VSI-Fed AC Drives with An Inverter Dead-Time Compensation Strategy", IEEE IAS Annual meeting, 1988, pp. 463-469
- [3] 최중우, 설승기, "새로운 데드타임보상법을 이용한 인버터의 출력전압의 합성", 전기학회 논문지, 44권 4호, pp. 453-459, 1995.
- [4] S. G. Jeong, B. S. Lee, K. S. Kim, and M. H. Park, "The Analysis and Compensation of Dead Time Effects", IEEE IECON Conference record 1988, pp. 667-671