

온라인 전향 데드타임 보상기법

金賢洙[†], 尹明重^{*}

On-Line Feed-Forward Dead-Time Compensation Method

Hyun-Soo Kim and Myung-Joong Youn

요 약

본 논문에서는 새로운 온라인 데드타임 전향보상기법을 제안한다. 데드타임 효과(dead-time effect)로 인한 출력 전압 오차를 외란전압으로 간주하고 이를 추정하여 전향보상한다. 외란전압의 크기를 시간지연제어기법을 이용하여 추정하고, 추정된 값과 측정된 전류와 위치 정보로써 외란전압을 계산한다. 데드타임 효과를 보상하기 위해 계산된 외란전압은 전압지령에 전향된다. 제안된 방법은 DSP TMS320C31을 사용하여 디지털방식으로 영구자석 동기 전동기 구동 시스템에 적용이 된다. 제안된 방법의 효용성을 검증하기 위해 이 시스템에서 실험을 수행하였고 그 결과는 제안된 방법의 효과를 잘 보여주고 있다.

ABSTRACT

In this paper, a new on-line dead-time compensation method is proposed. The output voltage errors due to the dead-time effect is considered as disturbance voltages. The magnitude of the disturbance voltages is estimated using a time delay control technique and the disturbance voltages are calculated using the estimated values, measured currents, and position information. The calculated disturbance voltages are fed to voltage references in order to compensate the dead-time effect. The proposed method is applied to a PM synchronous motor drive system and implemented in a digital manner using a digital signal processor (DSP) TMS320C31. The experiments are carried out for this system to show the effectiveness of the proposed method and the results show the validity of the proposed method.

Key Words : On-line feed-forward Dead time compensation, Time delay control, PMSM, DSP.

1. 서 론

최근 DSP(Digital Signal Processor)와 같은 고성능의 연산처리소자의 발달로 대부분의 교류전동기의 서

보시스템이 디지털 방식으로 제작되고 있고, 또한 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)와 같은 고주파 스위칭 소자를 이용한 디지털 방식의 전압형 PWM 인버터가 고성능 서보시스템에 많이 사용되고 있다. 그러나 스위칭 소자의 턴-온/턴-오프 타임과 같은 비이상적인 스위칭 특성으로 인해, 스위칭 소자의 보호를 위해 게이트 신호에 수 μsec 의 데드타임을 주게 된다. 이러한 데드타임은 턴-온/턴-오프 타임과 더불어 출력전압 왜곡을 발생시킨다.

[†]교신저자 : 정회원, (주)포스콘 기술연구소 연구원

E-mail : hyskim@poscon.co.kr

^{*}정회원, 한국과학기술원 전자전산학과 교수

접수일자 : 2003. 10. 20 1차 심사 : 2004. 3. 22

심사완료 : 2004. 3. 24

이러한 출력전압의 왜곡은 출력전류와 토크에 영향을 주어 구동시스템의 성능을 저하시킬 뿐만 아니라 시스템의 안정성까지 위협한다.

전류제어기의 응답성을 높여 데드타임에 의한 출력전류의 왜곡과 토크리플 등을 상당히 줄일 수 있다. 그러나 데드타임으로 인한 외란전압은 전동기 구동주파수의 6배의 주파수를 가지고 있어 전류제어기의 응답성을 높이는 방법으로는 고속영역에서의 외란전압의 영향을 줄이기가 힘들다. 전류제어기의 응답성을 높이기 위해서는 제어기의 이득을 크게 하여야하는데 이는 시스템의 불안정을 야기할 수 있기 때문이다.

데드타임으로 인한 출력전압 왜곡을 방지하기 위해 많은 연구가 수행되었다^{[1]-[4]}. 그러나 선행된 연구의 대부분이 오프라인 방식으로 구현이 되어있다. 턴-온/오프 타임 등의 스위칭 타임과 전력소자에 의한 전압강하 등은 DC link 전압, 상전류, 구동 주파수, 전동기 속도 등의 운전조건과 소자의 온도에 의해 가변되는 값들이다^[3]. 따라서 오프라인 방식으로 데드타임 효과를 완전히 보상해주는 것은 어렵다. 참고문헌^[4]에서는 온라인 방식을 제안하였지만, 이는 데드타임으로 인한 출력전압 오차 전체를 추정하는 방법으로 추정방법에서의 시간지연으로 인해 고속 운전영역에서 데드타임으로 인한 출력전압 오차를 제대로 추정/보상해 주기가 어렵다.

따라서, 본 논문에서는 새로운 온라인 데드타임 전압보상기법을 제안한다. 데드타임 효과(dead-time effect)로 인한 출력전압 오차를 외란전압으로 간주하고 이 외란전압의 크기를 시간지연제어기법을 이용하여 추정한다. 그 다음, 추정된 크기 값과 측정된 전류와 위치 정보로써 출력전압 오차를 계산한다. 외란전압은 전동기의 속도에 따라 변화율이 커져 이를 직접 추정하는 방법에서는 고속운전영역으로 갈수록 추정 성능이 저하되지만 외란전압의 크기는 속도와는 무관하므로 제안된 방법은 고속운전영역에서도 정확히 외란전압을 추정할 수 있다. 또한, 샘플링 시점과 출력전압 인가 시점의 차이로 인한 위치정보 오차를 보상한 후, 데드타임 효과를 보상하기 위해 계산된 외란전압을 전압지령에 더해준다. 제안된 방법은 DSP TMS320C31을 사용하여 디지털방식으로 영구자석 동기전동기 구동 시스템에 적용이 된다. 제안된 방법의 효용성을 검증하기 위해 이 시스템에서 시뮬레이션과 실험을 수행하였다.

2. 데드타임효과의 해석

전압형 PWM 인버터의 한 상에서 데드타임으로 인한 출력전압의 오차는 다음과 같이 나타낼 수 있다^[4].

$$V_{a,dead} = V_{dead} \cdot \text{sgn}(i_{as}) \tag{1}$$

여기서,

$$\text{sgn}(i_{as}) = \begin{cases} 1 & : i_{as} > 0 \\ -1 & : i_{as} < 0 \end{cases}$$

$$V_{dead} = \frac{T_{dead} + T_{on} - T_{off}}{T_s} \cdot (V_{dc} - V_{sat} + V_d) + \frac{V_{sat} + V_d}{2}$$

이고, V_{dead} , T_{dead} , T_{on} , T_{off} , V_{sat} , V_d 는 각각 데드타임으로 인한 출력전압 오차의 크기, 데드타임, 턴-온 타임, 턴-오프 타임, 스위칭 소자의 포화전압, 환류 다이오드의 포워드 전압을 나타낸다. 마찬가지로 방법으로 다른 상들의 출력전압 오차를 얻을 수 있다. 이러한 출력전압 오차는 데드타임을 비롯하여 스위칭 소자의 스위칭 타임, 전압강하 등에 의한 외란전압으로 간주될 수 있다.

회전자 기준축에서 d 축 전류는 자속기준제어에 의해 영으로 제어가 되므로 abc 상의 외란전압은 다음 식과 같이 회전자 기준축으로 변환될 수 있다.

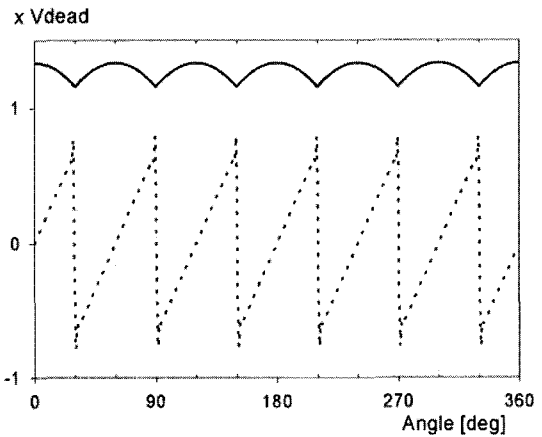


그림 1 회전자 자속기준축에서의 외란전압 (실선: $V_{q,dead}^r$, 점선: $V_{d,dead}^r$)

Fig. 1 Disturbance voltages in the synchronous reference frame: (solid line: $V_{q,dead}^r$, dotted line: $V_{d,dead}^r$)

$$\begin{bmatrix} V_{q,dead}^r \\ V_{d,dead}^r \end{bmatrix} = V_{dead} \cdot \mathbf{K}^r(\theta_r) \begin{bmatrix} \operatorname{sgn}(i_{qs}^r \cos \theta_r) \\ \operatorname{sgn}(i_{qs}^r \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3})) \\ \operatorname{sgn}(i_{qs}^r \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3})) \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서,

$$\mathbf{K}^r(\theta_r) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r) & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

이고, 윗 첨자 "r"은 회전자 기준축의 값을 의미한다. 그림 1은 식 (2)에서 i_{qs}^r 이 양의 값일 때, 전기적 각에 따른 외란전압을 시물레이션으로 출력한 것이다.

회전자 기준축에서 외란전압의 크기는 식 (1)의 V_{devi} 의 함수이다. 일반적으로 데드타임은 고정된 값인데 반해 전력소자의 스위칭 타임과 전압강하는 전류와 전압 온도 등의 운전조건에 따라 변하는 값이다. 따라서 외란전압의 크기는 운전조건에 따라 가변되는 값이라 할 수 있다.

3. 데드타임 등으로 인한 외란전압의 추정과 보상

데드타임 등으로 인한 외란전압을 포함하는 영구자

$$V_{dead} = \frac{v_{qs}^{**} - \left(R_s i_{qs}^r + L_{qs}^r \frac{di_{qs}^r}{dt} + E_{qs}^r \right)}{\frac{2}{3} \left\{ \operatorname{sgn}(i_{as}) \cdot \cos(\theta_r) + \operatorname{sgn}(i_{bs}) \cdot \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + \operatorname{sgn}(i_{cs}) \cdot \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right\}} \quad (4)$$

$$f_{qs}(k) = v_{qs}^{**}(k) - \left(R_s i_{qs}^r(k) + L_{qs}^r \frac{i_{qs}^r(k+1) - i_{qs}^r(k)}{T_s} + E_{qs}^r(k) \right) \quad (6)$$

$$den(k) = \frac{2}{3} \left\{ \operatorname{sgn}(i_{as}(k)) \cdot \cos(\theta_r(k)) + \operatorname{sgn}(i_{bs}(k)) \cdot \cos\left(\theta_r(k) - \frac{2\pi}{3}\right) + \operatorname{sgn}(i_{cs}(k)) \cdot \cos\left(\theta_r(k) + \frac{2\pi}{3}\right) \right\} \quad (7)$$

$$\hat{V}_{dead,f}(k) = \frac{2 - aT_s}{2 + aT_s} \hat{V}_{dead,f}(k-1) + \frac{aT_s}{2 + aT_s} \{ \hat{V}_{dead}(k) + \hat{V}_{dead}(k-1) \} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_{q,dead,f}(k) \\ \hat{V}_{d,dead,f}(k) \end{bmatrix} = \hat{V}_{dead,f}(k) \cdot \mathbf{K}^r(\hat{\theta}_r(k+1.5)) \begin{bmatrix} \operatorname{sgn}(i_{as}(k+1.5)) \\ \operatorname{sgn}(i_{bs}(k+1.5)) \\ \operatorname{sgn}(i_{cs}(k+1.5)) \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서,

$$\hat{\theta}_r(k+1.5) = \theta_r(k) + 1.5 T_s \cdot w_r(k), \quad \begin{bmatrix} \dot{i}_{as}(k+1.5) \\ \dot{i}_{bs}(k+1.5) \\ \dot{i}_{cs}(k+1.5) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_r(k+1.5)) & \sin(\hat{\theta}_r(k+1.5)) \\ \cos\left(\hat{\theta}_r(k+1.5) - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\hat{\theta}_r(k+1.5) - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\hat{\theta}_r(k+1.5) + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\hat{\theta}_r(k+1.5) + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^r(k) \\ i_{ds}^r(k) \end{bmatrix}$$

이다.

식 동기전동기의 전기적 모델은 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} v_s^* &= R_s i_s^r + L_s \frac{di_s^r}{dt} + E_s^r \\ &= v_s^{**} - v_{dead}^r \end{aligned} \quad (3)$$

여기서,

$$\begin{aligned} E_s^r &= [L_{ds} i_{ds}^r w_r + \lambda_m w_r \quad - L_{qs} i_{qs}^r w_r]^T, \\ v_{dead}^r &= [V_{q,dead}^r \quad V_{d,dead}^r]^T \end{aligned}$$

이고, $v_s^*(k)$, $v_s^{**}(k)$, w_r , λ_m 은 각각 전류제어나 토크제어의 출력으로 나오는 원래의 전압 지령치, 제안된 방법에 의해 수정된 전압 지령치, 전기 각속도, 쇄교자속을 나타낸다. 식 (2)와 (3)으로부터 외란전압의 크기는 페이지 하단의 식 (4)와 같이 계산된다.

외란 전압의 한 샘플링 주기 동안의 변화량을 영으로 가정을 하면, 시간 지연제어기법을 통해 현재 시간에서의 외란전압은 한 샘플링 주기 이전의 값으로 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{V}_{dead}(k) \cong V_{dead}(k-1) = \frac{f_{qs}(k-1)}{den(k-1)} \quad (5)$$

여기서, $f_{qs}(k)$ 와 $den(k)$ 는 각각 아래 식 (6)과 (7)과 같고, 윗 첨자 "r"은 공칭값을 의미한다.

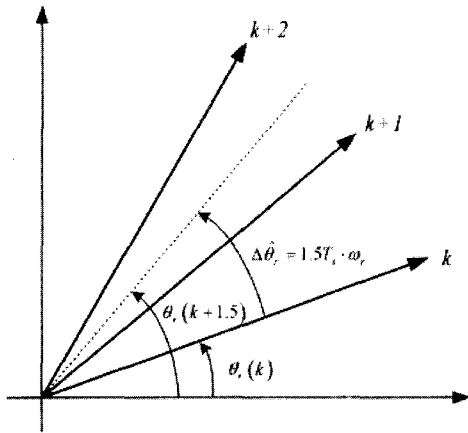


그림 2 디지털 제어기에서 1.5 샘플링주기에 대한 위치 보상

Fig. 2 Position compensation for 1.5 sampling period in digital controller

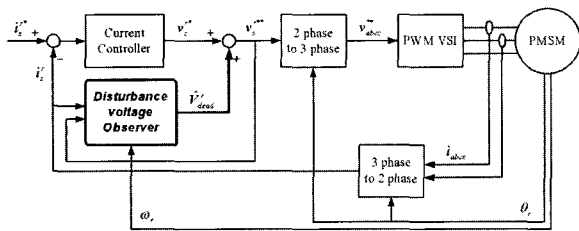


그림 3 제안된 데드타임 전향보상방식의 블록도

Fig. 3 Block Diagram of proposed dead-time compensation method

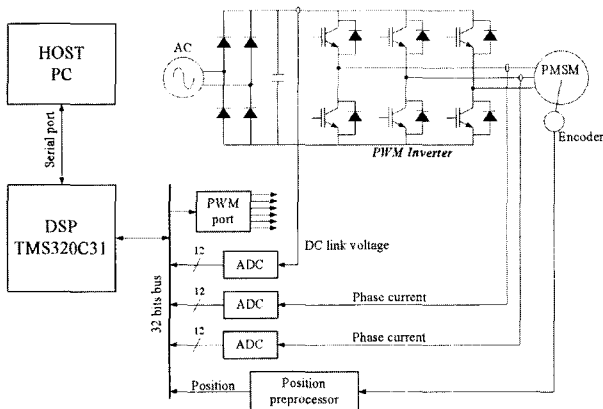


그림 4 구동시스템의 구성도

Fig. 4 Schematic diagram of drive system

표 1 시험시스템의 사양

Table 1 Specifications of experimental system

DC link 전압	310 [V]
샘플링/스위칭 주기	1 50 [μsec]
데드타임	3.6 [μsec]
스위칭 소자	IGBT 모듈
턴-온 타임*	0.8-2.0 [μsec]
턴-오프 타임*	2.0-2.9 [μsec]
포화전압 (V_{sat})*	1.8-2.7 [V]
다이오드 포워드전압 (V_d)*	2.2-3.3 [V]

* : Mitsubishi data book (PM50RSA060)

표 2 시험 전동기의 사양

Table 2 Specifications of test motor

전동기 형태	영구자석 동기전동기
극수	8
정격 출력	750 [W]
정격속도	3000 [rpm]
정격토크	2.4 [Nm]
정격전류	6 [A]
고정자 저항	0.49 [Ω]
고정자 인덕턴스	6.9 [mH]
쇄교 자속	0.0667 [Wb]
위치센서	엠텔루트 엔코더 (2048p/r)

식 (6)에서 측정된 전류의 미분항에 의해 측정된 전류에 포함된 고주파의 잡음이 크게 증폭될 수 있으므로 저대역 통과필터(LPF)를 이용하여 이를 제거한다. 필터를 거친 외란전압의 크기의 추정치는 앞 페이지 하단의 식 (8)과 같다^[5]. 여기서, a 는 저대역 통과필터의 차단주파수이다.

식 (8)의 추정된 외란전압의 크기는 식 (2)를 이용하여 보상전압을 구하는데 쓰이게 된다. 그림 2와 같이 현재시간 (k)에서 얻어진 보상전압은 다음 시간 ($k+1$)부터 한 샘플링주기 동안 인가되므로 샘플링 순간과

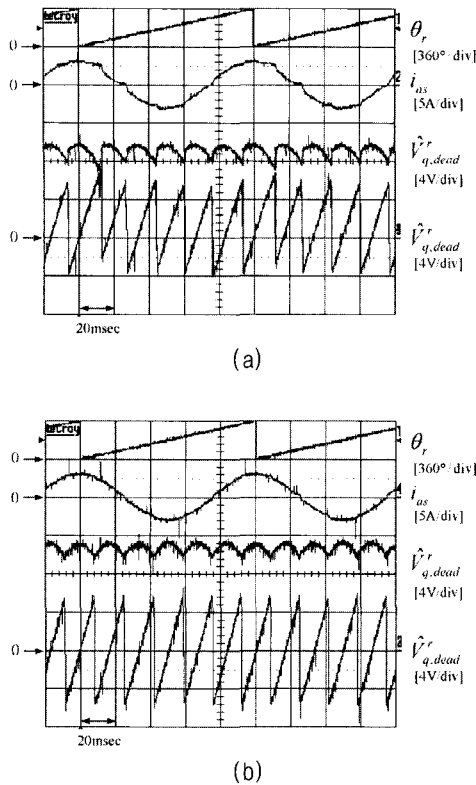


그림 5 추정된 외란전압: (a)오프라인 방식 (b)제안된 방식
 Fig. 5 Estimated disturbance voltages: (a)off-line method (b)proposed method

인가시간과의 시간차이는 샘플링주기의 1.5배이다. 제안된 방식이 적용된 시스템에서는 스위칭 주기와 샘플링 주기를 동일하게 하였다. 8극 영구자석 동기전동기가 3000[rpm]으로 운전되고 샘플링 주기가 150[μsec]일 경우 1.5 샘플링 주기 동안의 위치변동은 전기각으로 16.2[°]에 이른다. 따라서 보상전압을 계산함에 있어서 1.5 샘플링 주기 동안의 위치변화를 식 (9)와 같이 고려하여야한다. 식 (9)에서 구해진 보상전압은 그림 3과 같이 전향 보상된다.

4. 실험결과

제안된 보상방법은 DSP를 기반으로 하는 영구자석 동기전동기 구동시스템에 적용되었다. 그림 4는 구동시스템의 구성도이다. 시험시스템의 사양은 표 1과 같다. 시험 전동기는 8극의 전동기이고 자세한 사양은 표 2와 같다.

제안된 데드타임 보상기를 포함하는 전류제어기의 성능을 데드타임 보상기가 없는 경우와 오프라인방식의 데드타임 보상기를 포함하는 경우^[2]와 비교하였다. 먼저, 그림 5는 전류명령이 3[A]인 경우 전동기가 150[rpm]으로 구동되는 상황에서의 오프라인 방식과 제안된 방식에 의해 추정된 회전자 기준축의 외란전압의 파형이다. 추정된 외란전압의 모양이 수식을 통해 얻어진 그림 1과 유사함을 볼 수가 있다.

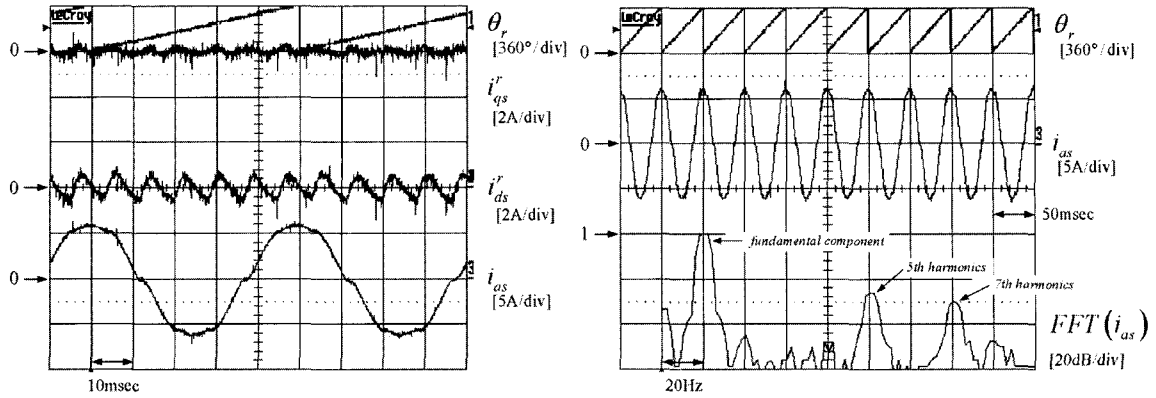
그림 6과 7은 전류명령이 6[A]인 경우 각각 300[rpm]과 1500[rpm]으로 운전할 때의 전류파형과 상전류의 스펙트럼이다. 저속영역에서는 그림 6(b)에서 볼 수 있듯이 오프라인으로 보상되는 경우에는 어느 정도의 성능은 향상되나 완전한 보상이라고는 볼 수가 없다. 그러나 제안된 방식으로는 그림 6(c)에서 볼 수 있듯이 데드타임으로 인한 전류왜곡을 거의 볼 수가 없다. 또한 참고문헌^[4]에서 제안된 방법에서는 고속영역에서의 성능이 오히려 오프라인보다 떨어졌으나 그림 7에서 볼 수 있듯이 고속 영역에서도 제안된 방식이 유용함을 볼 수가 있다.

그림 8은 전류명령이 6[A]일 때, 회전자 기준축의 dq축 전류에서의 6차 하모닉을 운전속도별로 측정하는 것이다. 제안된 방식이 전 구간에서 더 나은 성능을 가짐을 볼 수가 있다.

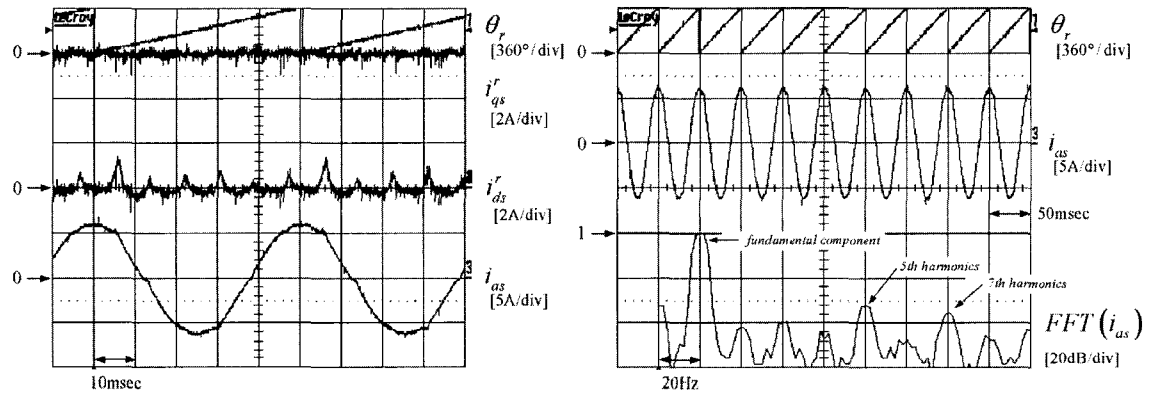
5. 결 론

데드타임은 한상에서 두개의 스위치가 동시에 켜져 일어나는 암-쇼트를 방지하기위해 불가피한 시간이다. 그러나 이로 인해 출력전압에 왜곡이 발생하고 이는 제어성능을 감소시키는 요인이 된다. 또한, 전력소자의 스위칭 타임이나 전압강하 등도 출력전압의 왜곡에 영향을 주게 되는데 이들에 의한 영향은 전동기 운전조건에 따라 변하는 값들이어서 오프라인 보상방식으로 해결하기가 힘들다. 따라서 본 논문에서는 온라인 방식의 데드타임 보상기법을 제안하였다. 제안된 방법은 먼저 데드타임으로 인한 외란전압의 크기를 추정하고 추정된 외란전압의 크기와 측정된 전압으로 수학적 모델링을 이용하여 외란전압을 계산하였다. 계산된 외란전압은 전향보상방식으로 전압명령에 더해져 데드타임으로 인한 영향을 보상한다.

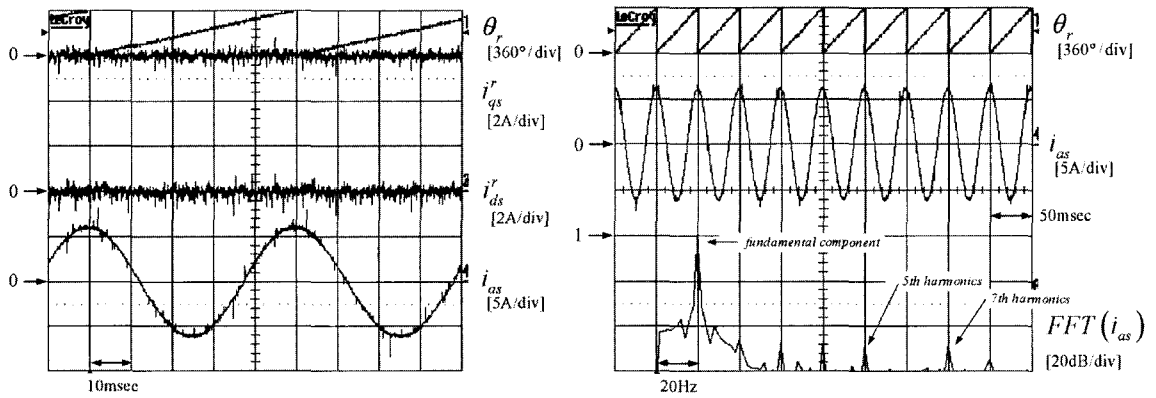
제안된 방식은 DSP를 기반으로 하는 영구자석 동기전동기 구동시스템에 적용하였고 실험결과는 그 효용성을 잘 보여주었다. 제안된 방식은 정밀성을 요구하는 구동시스템에 적합하리라 생각된다.



(a)



(b)



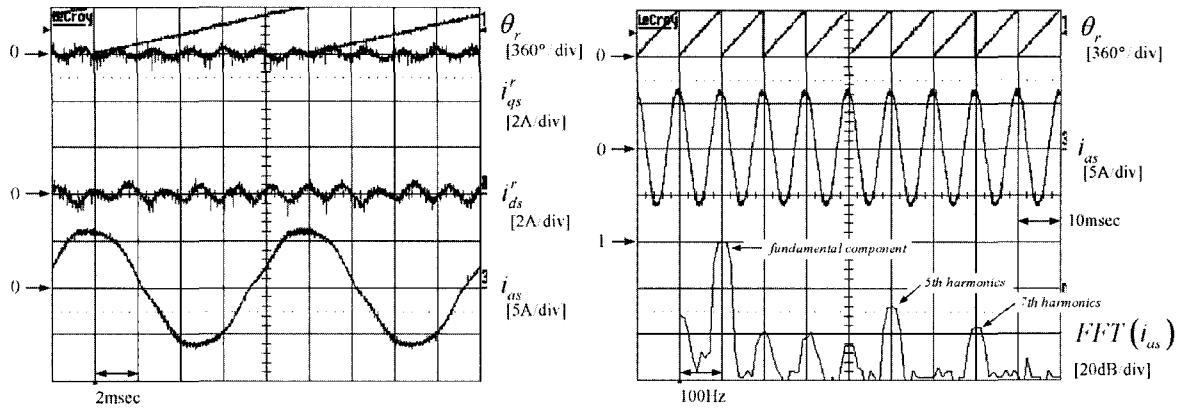
(c)

그림 6 저속영역(300[rpm])에서의 전류응답과 상전류 스펙트럼 (전류지령치 : 6[A]):

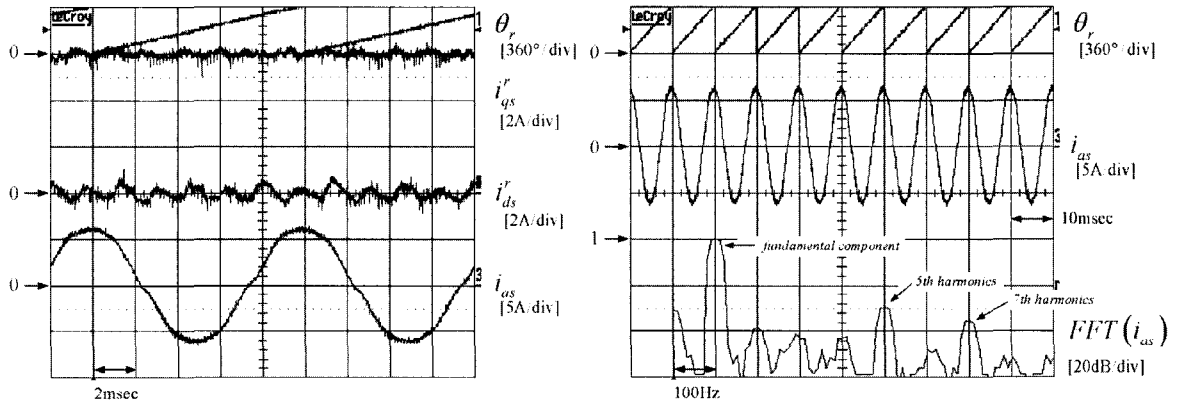
(a)보상을 하지 않는 경우 (b)오프라인으로 보상 (c)제안된 방식으로 보상

Fig. 6 Current responses and spectrum of phase current at low speed(300[rpm]) (Current reference : 6[A]):

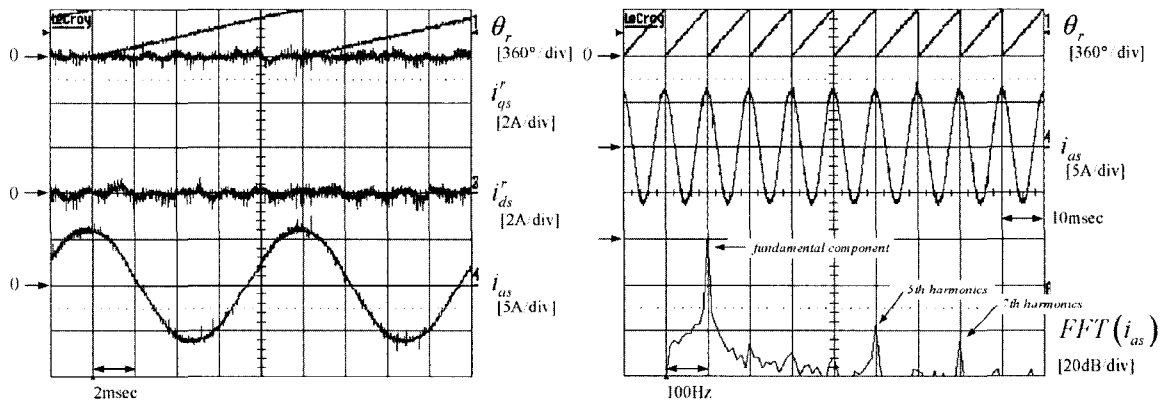
(a)without compensation (b)compensated with off-line method (c)compensated with proposed method



(a)



(b)



(c)

그림 7 고속영역(1500[rpm])에서의 전류응답과 상전류 스펙트럼 (전류지령치 : 6[A]):

(a)보상을 하지 않는 경우 (b)오프라인으로 보상 (c)제안된 방식으로 보상

Fig. 7 Current responses and spectrum of phase current at high speed(1500[rpm]) (Current reference : 6[A]):

(a) without compensation (b) compensated with off-line method (c) compensated with proposed method

참 고 문 헌

- [1] Y. Murai, T. Watanabe, and H. Iwasaki, "Waveform distortion and correction circuit for PWM inverter with switching lag-times", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. IA-23, No. 5, pp. 881~886, 1987.
- [2] T. Sukegawa, K. Kamiyama, K. Mizuno, T. Matsui, and T. Okuyama, "Fully digital, vector-controlled PWM VSI-fed ac drives with an inverter dead-time compensation strategy", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 27, No. 3, pp. 552~559, 1991.
- [3] J. W. Choi and S.K Sul, "Inverter output voltage synthesis using novel dead-time compensation", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 11, No. 2, pp. 221~227, 1996.
- [4] H.S. Kim, H.T. Moon, and M.J. Youn, "A novel dead-time compensation method using disturbance observer", *KIPE Journal of Power Electronics*, Vol. 2, No. 1, pp. 55~66, Jan. 20.
- [5] K. H. Kim and M. J. Youn, "A simple and robust digital control technique of a PM synchronous motor using time delay control approach", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 16, No. 1, pp. 72~82, 2001.

저 자 소 개



김현수(金賢洙)

1972년 12월 1일생. 1994년 한국과학기술원 전자전산학과 졸업. 1996년 동 대학원 전자전산학과 졸업(석사). 2003년 동 대학원 전자전산학과 졸업(공학박). 현재 (주)포스콘 기술연구소 근무.



윤명중(尹明重)

1946년 11월 26일생. 1970년 서울대 공업교육과 졸업. 1974년 미국 University of Missouri-Columbia 전기공학과 졸업(석사). 1978년 동대학원 졸업(공학박). 1978년~1983년 General Electric사 책임연구원. 1983년~현재 한국과학기술원 전자전산학과 교수. 1999년 당 학회 회장 역임.