論文 11-5-1

전압형 PWM 인버터에서의 새로운 데드 타임 보상 기법

柳皓善†, 金俸爽*, 李柱鉉**, 林翼憲***, 黃善煥****, 金長睦§

New Dead Time Compensation Method in Voltage-Fed PWM Inverter

Ho-Seon Ryu, Bong-Suck Kim, Joo-Hyun Lee, Ick-Hun Lim,
Seon-Hwan Hwang and Jang-Mok Kim

요 약

본 논문에서는 전압형 PWM 인버터에서의 새로운 데드 타임 보상 기법을 제안하였다. 전압형 PWM 인버터의 경우 데드 타임 영향과 스위칭 소자의 비선형적인 특성에 의해 전압 왜곡이 발생한다. 특히, 전압 왜곡은 정지 좌표계 상전류에 5차와 7차, 그리고 동기 좌표계 상전류에는 6차 고조파를 발생시킨다. 그 결과 d축 동기 PI 전류 제어기의 적분기 출력은 인버터 기본파 주파수의 6배에 해당하는 맥동을 가지고 있다. 본 논문에서는 d축 전류 제어기의 적분기 출력 신호를 데드 타임 보상을 위한 제어 신호로 사용하였다. 제안된 방법은 실험과 시뮬레이션을 통해 타당성을 검증하였다.

ABSTRACT

This paper has proposed a new dead time compensation method for a voltage-fed PWM inverter. In the voltage-fed PWM inverter, a voltage distortion is generated by the dead time effect and the nonlinear characteristics of the switching devices. Especially, the distorted voltage causes 5th and 7th harmonics in the stationary phase currents, and 6th harmonic in the synchronous phase currents. As a result, the integrator output of the synchronous PI current regulator has the ripple corresponding to six times of the inverter output frequency. In this paper, the signal of the integrator output of the d-axis current regulator is used as the control signal for the dead time compensation. The experimental and simulation results are presented to verify the validity of the proposed method.

Key Words : Voltage-fed PWM Inverter, Dead Time, Voltage Distortion, Harmonics, Signal of the integrator output of the d-axis current regulator

1. 서 론

최근 교류 전동기 구동 시스템의 경우 빠른 스위칭(Switching)이 가능한 MOSFET, IGBT와 같은 스위칭 소자를 사용하여 출력 전압과 주파수를 동시에 제어할 수 있는 전압형(Voltage-Fed) PWM(Pulse Width Modulation) 인버터를 많이 사용하고 있다. 또한 정확한 인버터 출력 전압을 합성하고 고조파를 저감시키기 위한 다양한 PWM 기법이 연구되었다.

†교신저자 : 정회원, 한전전력연구원 선임연구원
E-mail : hsryu@kepri.re.kr
*정회원, 한전전력연구원 연구원
**정회원, 한전전력연구원 선임연구원
***정회원, 한전전력연구원 책임연구원
****정회원, 부산대 전기공학과 박사과정
§정회원, 부산대 전기전자통신공학부 조교수
접수일자 : 2006. 4. 20 1차 심사 : 2006. 5. 29
2차 심사 : 2006. 6. 12 3차 심사 : 2006. 6. 29
심사완료 : 2006. 7. 18

일반적으로 전압형 PWM 인버터는 직류 링크단과의 단락을 방지하기 위해 삽입된 데드 타임(Dead time)과 스위칭 소자의 전압 강하 및 턴-온, 턴-오프 지연 시간 등과 같은 스위칭 소자의 비선형적인 특성 등에 의해 출력 전류와 출력 전압에 왜곡이 존재한다. 이로 인해 출력 전압의 기본파 성분이 감소하며 저차 고조파에 의한 소음과 진동을 유발시킨다. 그 뿐만 아니라 센서리스 벡터 제어(Sensorless Vector Control) 시 자속 추정을 위해 실제 출력 전압 대신 지령 전압을 사용하는 경우 데드 타임으로 인한 출력 전압과 지령 전압의 차이는 기대 이하의 나쁜 제어 결과를 초래할 수 있다.

최근 많은 논문에서 데드 타임 보상에 관한 다양한 보상 방법이 연구되었다. 가장 고전적인 방법으로 한 주기 동안 왜곡된 평균 전압을 미리 계산하여 제어기의 지령전압에 가감하여 보상하는 방법[1], 전류 정보로부터 계산된 오차 전압을 전향 보상하는 방법[2], 데드 타임뿐만 아니라 스위칭 소자의 턴-온 지연 시간, 턴-오프 지연시간에 의한 전압강하까지 보상하는 방법[3-5] 등이 있다.

이상의 기존 데드 타임 보상 방법에서 알 수 있듯이 전압 왜곡은 부하 전류의 방향, 스위칭 소자의 비선형성 및 전동기의 파라미터 등의 영향을 받는다. 따라서 데드 타임 보상을 위해서는 전류의 방향과 스위칭 소자의 비선형적인 특성 및 전동기의 파라미터 등을 정확히 알아야 한다.

따라서 본 논문에서는 데드 타임과 스위칭 소자의 비선형성에 의한 전압 왜곡으로 발생한 전류의 맥동 성분을 동기 PI 전류 제어기의 d축 적분기 출력항으로부터 검출하여 데드 타임 영향과 스위칭 소자의 비선형성적인 특성에도 강인한 시스템을 구현할 수 있다. 제안된 보상 방법은 추가적인 하드웨어를 요하지 않으며 복잡한 연산이 필요하지 않고 제어기 루프내의 연산 시간이 적게 소요되는 보상 알고리즘을 제안하였다. 제안된 데드 타임 보상 알고리즘의 실효성 및 타당성을 실험과 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

2. 데드 타임 영향의 해석

데드 타임 영향의 해석은 다양한 방법으로 해석이 가능하지만, 기본적으로 한 상(Phase)에 대한 영향을 분석하여 3상으로 확장해서 해석할 수 있다. 그림 1은 영구자석 동기 전동기를 부하로 갖는 3상 전압형 PWM 인버터를 나타내고 있다.

일반적으로 전압형 PWM 인버터의 구동에 따른 왜곡 전압을 정의하기 위해 데드 타임과 스위칭 소자의 턴-온 및 턴-오프 지연 시간만을 고려했을 경우 전류의 방향과 샘플링 주기(T_s)에 따른 인버터의 왜곡 극

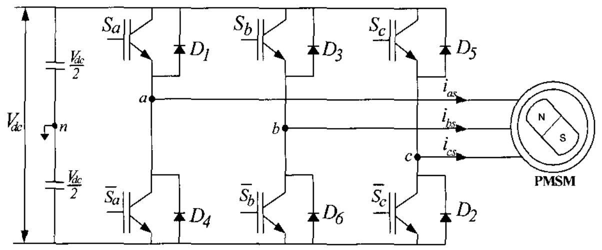


그림 1 영구자석 동기 전동기를 부하로 갖는 3상 전압형 PWM 인버터

Fig. 1 Three-phase voltage-fed PWM Inverter with a PMSM Load

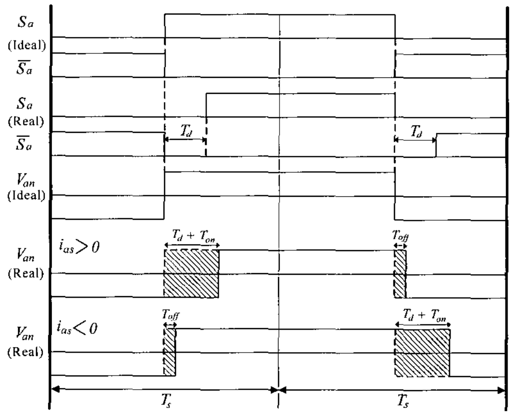


그림 2 데드 타임과 스위칭 소자의 지연을 고려한 실제적인 게이팅 펄스와 출력 전압

Fig. 2 Practical gating pulse and output voltage considering the dead time and delay of switching devices

전압은 그림 2와 같다. 전류의 방향에 따른 데드 타임과 스위칭 소자의 턴-온 및 턴-오프 지연 시간에 따른 평균적인 왜곡 전압(ΔV)은 식 (1)과 식 (2)로 나타낼 수 있다[3-5].

$$\Delta V = \frac{-T_d - T_{on} + T_{off}}{2T_s} V_{dc}, \quad i_{as} > 0 \qquad (1)$$

$$\Delta V = \frac{T_d + T_{on} - T_{off}}{2T_s} V_{dc}, \quad i_{as} < 0 \qquad (2)$$

단, T_s : 샘플링 주기, T_d : 데드 타임

T_{on} : 턴-온 지연 시간, T_{off} : 턴-오프 지연 시간

3상 왜곡 상전압을 부하 상전류가 양 일 때의 평균적인 왜곡 전압(ΔV)과 3상 상전류로 표현하면 그림 3과 식 (3)으로 표현할 수 있다[3].

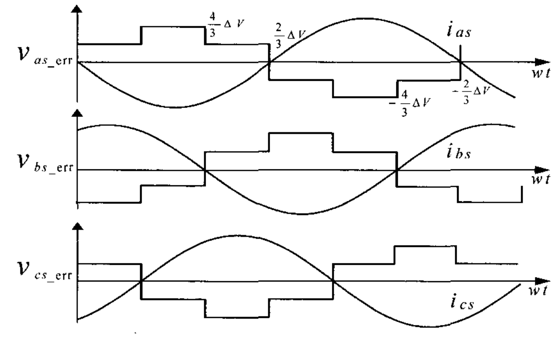


그림 3 3상 좌표계상의 왜곡 상전압
Fig. 3 Distorted phase voltage in the Three-phase frame

$$V_{as_err} = \frac{\Delta V}{3}\{2sign(i_{as}) - sign(i_{bs}) - sign(i_{cs})\} \quad (3)$$
$$V_{bs_err} = \frac{\Delta V}{3}\{2sign(i_{bs}) - sign(i_{cs}) - sign(i_{as})\}$$
$$V_{cs_err} = \frac{\Delta V}{3}\{2sign(i_{cs}) - sign(i_{as}) - sign(i_{bs})\}$$

그림 3의 3상 좌표계상의 왜곡 상전압을 정지 좌표계로 변환한 후 정지 좌표계상 전류 ' i^s_{ds}', ' i^s_{qs}'와 함께 표현하면 그림 4와 같다.

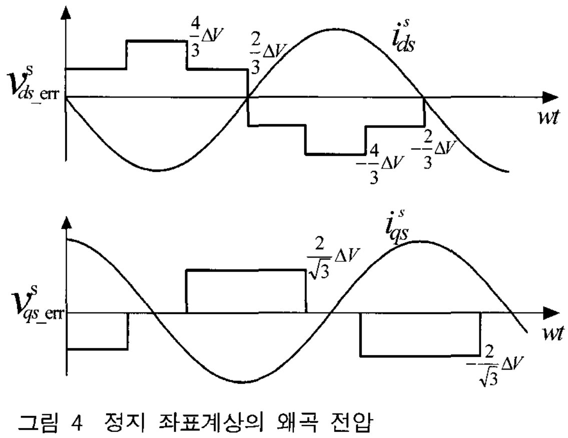


그림 4 정지 좌표계상의 왜곡 전압
Fig. 4 Distorted voltage in the stationary frame

그림 4의 정지 좌표계상 왜곡 전압을 퓨리에 변환하면 식 (4)와 식 (5)로 나타낼 수 있다.

$$V^s_{ds_err} = \frac{4}{\pi}\Delta V(\sin w_e t + \frac{1}{5}sin5w_e t + \frac{1}{7}sin7w_e t + \frac{1}{11}sin11w_e t + \frac{1}{13}sin13w_e t \ldots) \quad (4)$$

$$V^s_{qs_err} = \frac{4}{\pi}\Delta V(-\cos w_e t + \frac{1}{5}cos5w_e t - \frac{1}{7}cos7w_e t + \frac{1}{11}cos11w_e t - \frac{1}{13}cos13w_e t \ldots) \quad (5)$$

만약 식 (4)와 식 (5)의 왜곡 전압이 3상 평형 부하에 인가될 경우 부하 임피던스 ($Z_L(kw_e)$)와 부하 임피던스각 (ψ_k)에 의한 정지 좌표계상의 전류 맥동 성분은 식 (6) 및 식 (7)로 정리할 수 있다[6].

$$I^s_{ds_err} = \frac{4\Delta V}{\pi}\left(\frac{1}{Z_L(w_e)}sin(w_e t - \psi_1) + \frac{1}{5Z_L(5w_e)}sin(5w_e t - \psi_5)\right) + \frac{4\Delta V}{\pi}\left(\frac{1}{7Z_L(7w_e)}sin(7w_e t - \psi_7)\ldots\right) \quad (6)$$

$$I^s_{qs_err} = \frac{4\Delta V}{\pi}\left(-\frac{1}{Z_L(w_e)}cos(w_e t - \psi_1) + \frac{1}{5Z_L(5w_e)}cos(5w_e t - \psi_5)\right) + \frac{4\Delta V}{\pi}\left(-\frac{1}{7Z_L(7w_e)}cos(7w_e t - \psi_7)\ldots\right) \quad (7)$$

단, $Z_L(kw_e) = |R + jkw_eL| = \sqrt{R^2 + (kw_eL)^2}$

$\psi_k = \tan^{-1}\frac{kw_eL}{R}$, ($k = 1,5,7,11,13\ldots$)

식 (6)과 식 (7)의 전류 맥동 성분을 다시 동기 좌표계로 변환하면 식 (8)과 식 (9)로 표현할 수 있다.

$$I^e_{ds_err} = \frac{4\Delta V}{\pi}\left(-\frac{1}{Z_L(w_e)}sin\psi_1 + \frac{1}{5Z_L(5w_e)}sin(6w_e t - \psi_5)\right) + \frac{4\Delta V}{\pi}\left(\frac{1}{7Z_L(7w_e)}sin(6w_e t - \psi_7) + \ldots\right) \quad (8)$$

$$I^e_{qs_err} = \frac{4\Delta V}{\pi}\left(-\frac{1}{Z_L(w_e)}cos\psi_1 + \frac{1}{5Z_L(5w_e)}cos(6w_e t - \psi_5)\right) + \frac{4\Delta V}{\pi}\left(-\frac{1}{7Z_L(7w_e)}cos(6w_e t - \psi_7) + \ldots\right) \quad (9)$$

식 (8)과 식 (9)에서 알 수 있듯이 왜곡 전압(ΔV)에 의한 영향으로 동기 좌표계 d축과 q축 전류에 동기 주파수의 6배와 12배의 전류 맥동을 발생시킴을 알 수

있다. 또한 d축과 q축 전류의 맥동 성분 중 부하 임피던스($Z_L(kw_e)$)와 부하 임피던스각(ψ_k)을 포함한 식 (8),(9)의 첫 번째 항은 인버터의 출력 주파수에 따라 변화하지만, 부하 임피던스는 맥동의 크기에만 영향을 미치며 부하 임피던스각 또한 맥동 성분이 아닌 일정 직류 성분으로 나타나게 된다. 반면 나머지 항은 인버터 출력 주파수 ' w_e'에 따라 맥동 성분으로 존재하게 된다.

3. 제안된 데드 타임 보상 방법

3.1 보상을 위한 제어 신호의 선정

데드 타임 보상을 위해서는 제어기 출력 성분 중 측정상의 오차가 적으며 데드 타임의 영향을 파악하기 용이한 제어기 출력항을 선정해야 한다. 전류 제어기의 경우 전류의 지령치와 샘플링된 전류의 오차를 보상하기 위해 제어기 출력을 왜곡 시키게 된다. 즉, 제어기의 출력을 관찰하게 되면 데드 타임에 의해 발생한 맥동 성분을 관찰할 수 있다[7-8]. 이때 제어기 출력 중 적분기 출력의 신호를 관찰하는 것이 측정상의 오차를 줄이면서 데드 타임에 의해 발생한 6배 맥동 성분을 검출할 수 있다.

일반적으로 영구자석 동기 전동기의 경우 최대 토크 제어를 위해 d축 전류를 '0'으로 제어하므로 d축 전류 제어기의 적분항을 통해 6배 맥동 성분을 확인할 수 있다. 그림 5는 데드 타임 오차를 포함한 동기 좌표계 d축 전류 제어기 블록도이며 ' $I^e_{ds_err}$'는 식 (8)에서 알 수 있듯이 데드 타임에 의한 d축 전류의 맥동 성분이다.

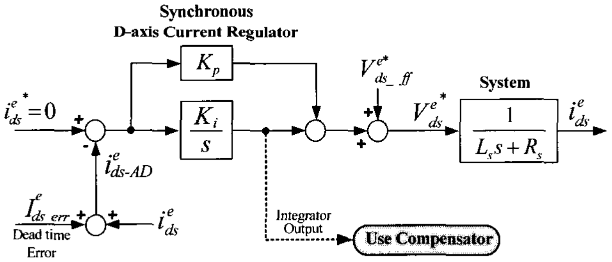


그림 5 데드 타임 오차를 포함한 동기 좌표계 d축 전류 제어기

Fig. 5 Block diagram of the synchronous d-axis current regulator with dead time error

왜곡 전압에 의한 동기 좌표계 d축 전류 맥동 성분 ' $I^e_{ds_err}$'이 d축 전류 제어기의 적분항에 입력될 경우 적분기 출력항은 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$I^e_{ds_teg} = K_i\int_0^t (I^{e*}_{ds} - I^e_{ds_err})dt = -K_i\int_0^t I^e_{ds_err}\,dt \tag{10}$$

식 (10)의 d축 전류 맥동 성분 중 부하 임피던스각 (ψ_1)에 의한 ' $\sin\psi_1$'는 맥동 성분이 아닌 일정 직류 성분이므로 동기 PI 전류 제어기 자체의 동작으로 보상이 이루어지므로 적분기 출력항은 식 (11)과 같다.

$$\begin{aligned} I^e_{ds_teg} &= -K_i\int_0^t I^e_{ds_err}\,dt \\ &= -K_i\int_0^t\left[\frac{4\Delta V}{\pi}\left\{\frac{1}{5Z_5}sin(6w_e t-\psi_5)+\frac{1}{7Z_7}sin(6w_e t-\psi_7)\right\}\right]dt \\ &= K_i\frac{4\Delta V}{\pi}\frac{1}{6w_e}\left\{\cos 6w_e t(\frac{1}{5Z_5}cos\psi_5+\frac{1}{7Z_7}cos\psi_7)\right\} \\ &\quad +K_i\frac{4\Delta V}{\pi}\frac{1}{6w_e}\left\{\sin 6w_e t(\frac{1}{5Z_5}sin\psi_5+\frac{1}{7Z_7}sin\psi_7)\right\} \end{aligned} \tag{11}$$

단, $Z_k = Z_L(kw_e)$

식 (11)의 적분기 출력항을 다음과 같이 상수 K_1, K_2로 두면 식 (12)로 표현할 수 있다.

$$I^e_{ds_teg} = K_1\cos 6w_e t + K_2\sin 6w_e t \tag{12}$$

단,

$$K_1 : K_i\frac{4\Delta V}{\pi}\frac{1}{6w_e}(\frac{1}{5Z_5}\cos\psi_5+\frac{1}{7Z_7}\cos\psi_7)$$
$$K_2 : K_i\frac{4\Delta V}{\pi}\frac{1}{6w_e}(\frac{1}{5Z_5}\sin\psi_5+\frac{1}{7Z_7}\sin\psi_7)$$

식 (12)는 부하 임피던스(Z_k)와 부하 임피던스각 (ψ_k), 제어기 이득 등 일정한 직류 성분을 갖는 동기 주파수 6배의 맥동을 지닌 함수로 나타남을 알 수 있다.

3.2 보상을 위한 오차 검출 과정

데드 타임에 의한 동기 주파수 6배의 맥동을 검출하기 위하여 그림 6에서와 같이 d축 전류 제어기의 적분기 출력항을 회전자의 위치각($\theta_e/6$)에 대하여 0~π/9, π/9~2π/9, 2π/9~π/3의 3구간으로 나누어 적분을 실시한다.

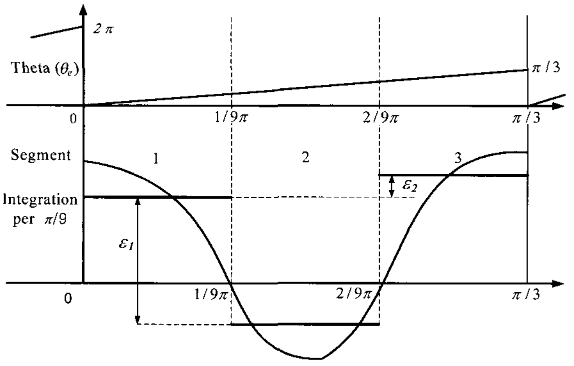


그림 6 데드 타임 보상을 위한 검출된 맥동 성분($\varepsilon_1, \varepsilon_2$)

Fig. 6 Analyzed error($\varepsilon_1, \varepsilon_2$)for the dead time compensation scheme

만약, 적분한 결과 데드 타임과 스위칭 소자의 비선형적인 특성에 의한 전류 맥동이 있을 경우 각각의 구간에 대해 크기의 차이를 보이므로 동기 주파수 6배의 맥동 성분을 검출할 수 있다. 따라서 0~π/9구간의 적분값을 sec1, π/9~2π/9의 적분값 sec2, 그리고 2π/9~π/3의 적분값을 sec3로 나타낼 경우 각 구간의 적분값은 식 (13),(14),(15)와 같다.

$$sec1=\int_0^{\frac{\pi}{9}} K_1\cos 6\theta_e d\theta_e+\int_0^{\frac{\pi}{9}} K_2\sin 6\theta_e d\theta_e = \frac{\sqrt{3}}{12}K_1+\frac{1}{4}K_2 \quad (13)$$

$$sec2=\int_{\frac{\pi}{9}}^{\frac{2\pi}{9}} K_1\cos 6\theta_e d\theta_e+\int_{\frac{\pi}{9}}^{\frac{2\pi}{9}} K_2\sin 6\theta_e d\theta_e = -\frac{\sqrt{3}}{6}K_1 \quad (14)$$

$$sec3=\int_{\frac{2\pi}{9}}^{\frac{\pi}{3}} K_1\cos 6\theta_e d\theta_e+\int_{\frac{2\pi}{9}}^{\frac{\pi}{3}} K_2\sin 6\theta_e d\theta_e = \frac{\sqrt{3}}{12}K_1-\frac{1}{4}K_2 \quad (15)$$

각 구간의 적분값을 통한 맥동분 'ε_1', 'ε_2'와 보상을 위한 오차항(ε_{err})은 식 (16)과 식 (17)로 표현할 수 있다.

$$\varepsilon_1 = sec1 - sec2, \quad \varepsilon_2 = sec3 - sec1 \quad (16)$$

$$\epsilon_{err} = \epsilon_1 + \epsilon_2 = \frac{1}{4}(\sqrt{3}K_1 - 3K_2) \quad (17)$$

3.3 제안된 데드 타임 보상 방법

그림 7은 d축 전류 제어기 적분항으로부터 회전자 위치각($\theta_e/6$)에 대하여 6배 맥동의 한 주기를 3구간으로 나누어 적분한 값으로부터 데드 타임에 의한 전류 맥동 성분을 검출하여 식 (18)의 수식에 의한 보상 전압을 전류 제어기 출력인 지령 전압에 전향 보상하는 제어 블록도를 나타낸 것이다.

식 (4),(5)에서 알 수 있듯이 데드타임에 의한 왜곡 전압이 기본파, 5차, 7차의 고조파 성분으로 이루어졌으므로 이들 고조파 성분을 전향 보상함으로써 전압 왜곡을 제거할 수 있다. 보상 전압은 식 (18)에 의해 보상 동작이 이루어진다.

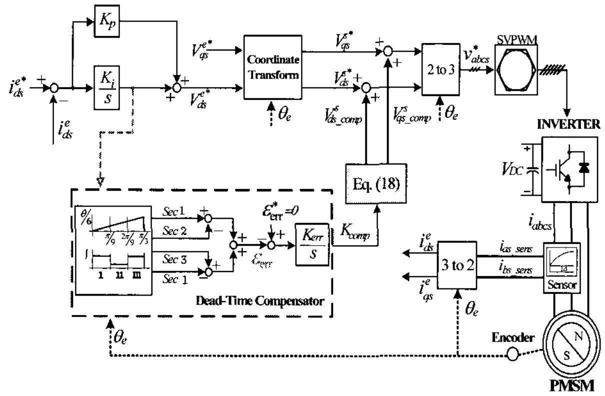


그림 7 제안된 데드 타임 보상기의 블록도

Fig. 7 Block diagram of the proposed dead time compensator

$$V^s_{ds_comp} = K_{comp}\left(-\sin w_e t - \frac{1}{5}\sin 5w_e t - \frac{1}{7}\sin 7w_e t\right) \quad (18)$$

$$V^s_{qs_comp} = K_{comp}\left(\cos w_e t - \frac{1}{5}\cos 5w_e t + \frac{1}{7}\cos 7w_e t\right)$$

데드 타임 보상기의 동작은 오차 검출 과정에서 보상을 위한 맥동 성분의 적분값 'ε_1', 'ε_2'의 크기로부터 오차의 보상값 ε_{err}이 '0'으로 수렴하도록 보상 이득 K_{err}을 곱하여 보상값(K_{comp})을 찾아가는 방식이며 보상기의 동작은 적분 제어기로 동작을 한다. 보상 방향은 식 (13),(14),(15)에 의해 표 1과 같이 정리할 수 있다.

표 1 제안한 데드타임 보상 알고리즘의 보상 방향
Table 1 Compensation direction of proposed algorithm

Error of Integral Value	Comparison of Integral Value	Direction of Compensation
$\ni_1>0$	sec1>sec2	(+)
$\ni_1<0$	sec1<sec2	(−)
$\ni_2>0$	sec3>sec1	(+)
$\ni_2<0$	sec3<sec1	(−)

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

표 2는 제안된 데드 타임 보상 알고리즘의 타당성을 검증하기 위한 영구자석 동기 전동기의 파라미터를 나타내고 있다. 데드 타임은 5[μs]로 설정하였으며, 스위칭 소자의 턴-온 및 턴-오프 지연시간은 0.4~2.0[μs], 2.0~2.9[μs]이다. 제안된 방법은 Matlab Simulink를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다.

표 2 영구자석 동기 전동기의 파라미터
Table 2 Parameters of PMSM

정격 용량	5[kW]	극 수	8
정격 전류	16[A]	고정자 저항	0.0746[Ω]
정격 속도	1800[rpm]	고정자 인덕턴스	1.144[mH]
최대 속도	2000[rpm]	역기전력 상수	0.092[V/(rad/s)]

4.1 시뮬레이션

제안된 데드 타임 보상 방법을 검증하기 위해 150[rpm]에서 운전 중인 전동기에 데드 타임에 의한 전압 왜곡의 오차분을 인가한 후 보상 알고리즘을 적용하였다.

그림 8은 보상을 실시한 이후 d축 전류 제어기의 적분기 출력항의 맥동이 감소하고 있음을 보여주고 있다. 그림 9는 보상 알고리즘이 적용되기 전의 정지 좌표계상의 전류 파형으로 전압 왜곡으로 인해 전류 파형이 왜곡됨을 확인할 수 있다. 반면, 그림 10은 보상 알고리즘이 적용된 후의 전류 파형으로 전류 파형의 왜곡이 크게 개선되었음을 알 수 있다.

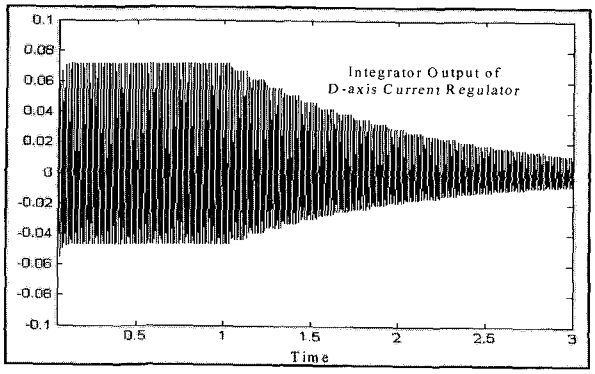


그림 8 제안한 보상 알고리즘의 시뮬레이션 결과 파형
Fig. 8 Simulation result waveform of the proposed compensation algorithm

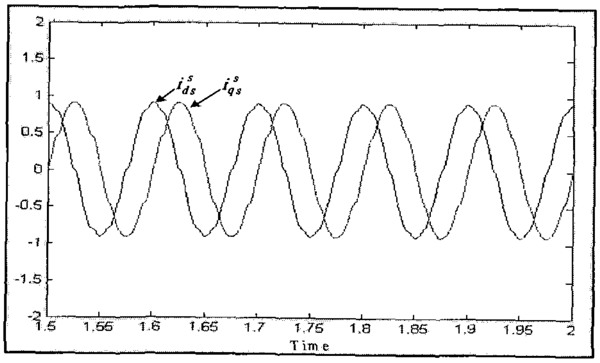


그림 9 보상 전의 시뮬레이션 결과 파형
Fig. 9 Simulation result waveform before compensation

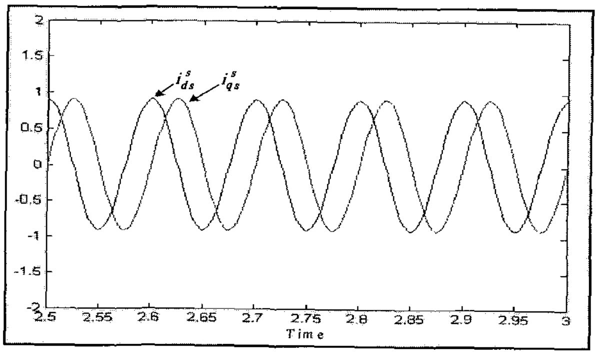


그림 10 보상 후의 시뮬레이션 결과 파형
Fig. 10 Simulation result waveform after compensation

4.2 실험 결과

영구자석 동기 전동기를 150[rpm]으로 운전하면서 제안한 보상 알고리즘을 적용하여 실험하였다.

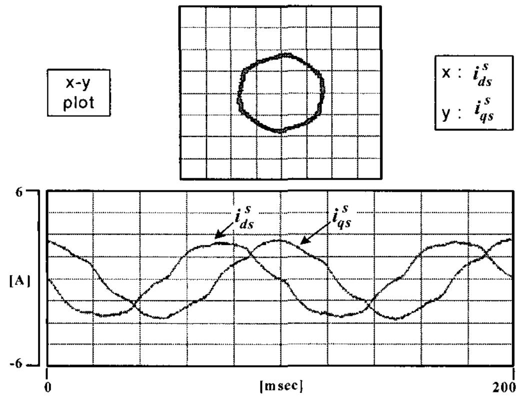


그림 11 보상 전의 전류 파형과 x-y plot

Fig. 11 Current waveforms and x-y plot before compensation

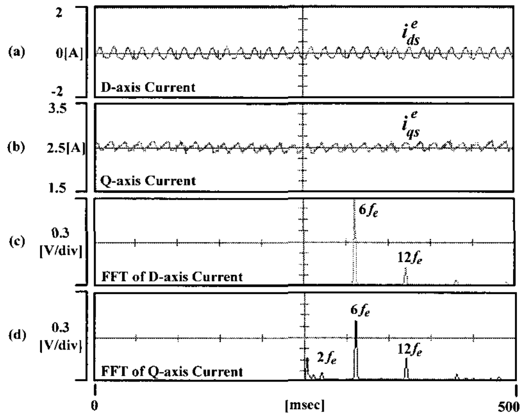


그림 12 보상 전의 동기 좌표계 전류 파형과 FFT

Fig. 12 Synchronous frame current waveforms and FFT before compensation

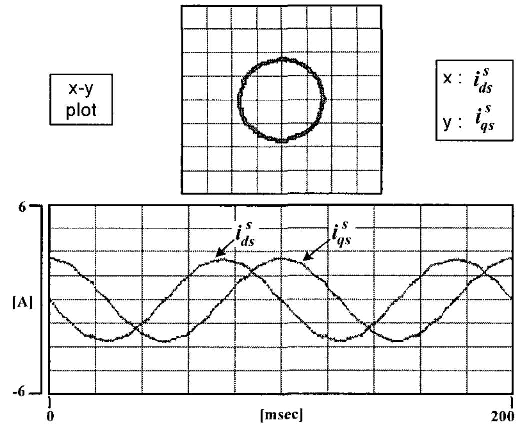


그림 13 보상 후의 전류 파형과 x-y plot

Fig. 13 Current waveforms and x-y plot after compensation

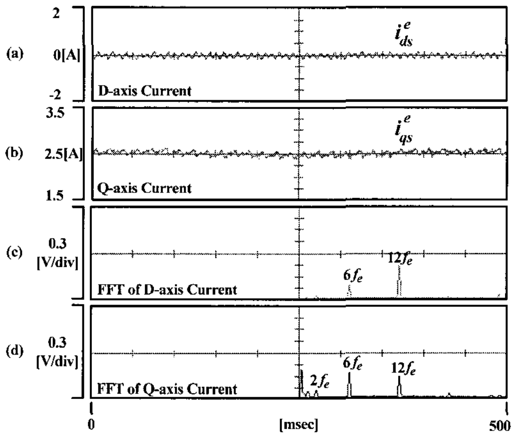


그림 14 보상 후의 동기 좌표계 전류 파형과 FFT

Fig. 14 Sychronous frame current waveforms and FFT after compensation

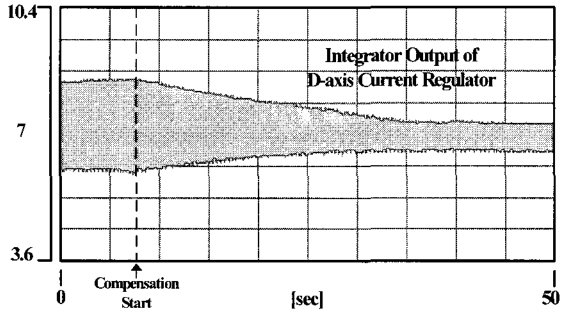


그림 15 보상 진행 중의 d축 전류 제어기 적분항에 포함된 맥동 성분

Fig. 15 Ripple of integrator output of d-axis current regulator during compensation operation

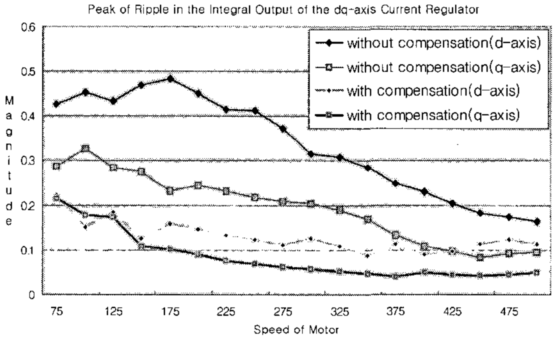


그림 16 d축과 q축 전류 제어기 적분항에 포함된 맥동 성분의 최대치

Fig. 16 Peak of ripple in the integral output of the d- and q-axis current regulator

그림 11은 데드 타임 보상 전의 정지 좌표계상의 전류로 전류 파형이 왜곡됨을 알 수 있다. 또한 x-y plot 역시 육각형의 파형을 나타냄을 확인할 수 있다.

그림 12는 보상 전의 동기 좌표계 전류를 FFT한 결과로써 6차 고조파 성분이 크게 나타남을 알 수 있다.

반면, 제안된 보상 알고리즘을 적용했을 경우 그림 13과 그림 14에서 볼 수 있듯이 정지 좌표계 및 x-y plot에서의 전류 파형의 왜곡이 크게 개선되었으며 FFT결과에서도 역시 6차 고조파 성분이 상당히 감소하였음을 알 수 있다. 그림 15는 보상 동작 중 d축 전류 제어기 적분기 출력항으로 보상 후 맥동 성분이 감소함을 알 수 있다. 그림 16은 보상 전과 후의 d축과 q축 전류 제어기의 적분항에 포함된 맥동 성분의 최대치로써 데드타임 보상 후 맥동 성분이 감소하는 것을 볼 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 전압형 PWM 인버터 구동시 데드 타임과 스위칭 소자의 비선형적인 특성에 의한 전압 왜곡으로 발생한 전류 맥동을 보상하기 위한 알고리즘을 제안하였다. 전압 왜곡 현상이 교류 전동기 구동 시스템의 제어 특성에 미치는 영향은 동기 주파수 6배의 전류 맥동을 야기시킨다. 따라서 전류 제어의 성능 향상 및 정밀한 출력 전압을 발생시키기 위해서는 이러한 맥동 성분의 보상이 필요하다.

제안된 방법은 동기 PI 전류 제어기의 d축 적분기 출력 신호를 회전자 위치각($\theta_e/6$)에 대하여 3구간 적분값을 이용하여 분석된 오차 성분이 '0'으로 수렴하도록 제어기를 사용하여 보상을 실시하게 된다. 제안한 제어기는 적분기 형태로 지령 전압에 보상해야할 전압 왜곡을 동기 PI 전류 제어기의 출력 전압에 전향 보상한다. d축 전류 제어기의 지령은 '0' 또는 거의 일정한 값을 가지므로 신호 자체가 안정적이며 전압 왜곡에 의한 전류 맥동을 검출하여 보상 동작이 이루어지므로 데드 타임과 스위칭 주기 및 운전 상태에 따라 변동하는 스위칭 소자의 비선형성에 강인하며 구현이 쉬운 특성을 가진다.

제안된 알고리즘은 시뮬레이션과 실험을 통해 타당성을 검증하였다.

참 고 문 헌

[1] Seung-Gi Jeong, Min-Ho Park," The Analysis and Compensation of Dead-Time Effects in PWM Inverters", IEEE Trans. on Industrial Electronics. Vol.38, No.2, pp.108-114, 1991.

[2] Takashi Sukegawa, Katsuhiro Mizuno, Takayuki Matsui, Toshiaki Okuyama,"Fully Digital, Vector Controlled PWM VSI-Fed ac Drives with an Inverter Dead-Time Compensation Strategy",IEEE Trans. on Industrial 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. Power Electron.,vol.11, No.2, pp.221-227, Mar. 1996.

[4] A. R. Munoz and T. A. Lipo, "On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drive", IEEE Trans. Power Electron., vol. 14, no. 4, pp.683-689, Jul.1999.

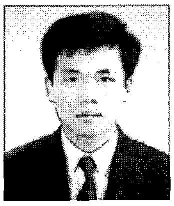
[5] Hyun-Soo Kim, Hyung-Tae Moon, Myung-Joong Youn,"On-Line Dead-Time Compensation Method Using Disturbance Observer", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.18, No.6, pp. 1336-1345,November 2003.

[6] H. Zhao, Q. M. J. Wu, and A.Kawamura, " An accurate approach of nonlinearity compensation for VSI inverter output voltage," IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 14, pp. 1029-1035, Jul. 2004.

[7] 설승기, "전기기기제어론," 도서출판 브레인 코리아, 2002.

[8] H.S. Jung, J.M. Kim, C.U. Kim, C. Choi and T.U. Jung,,"Diminution of Current Measurement Error in Vector Controlled AC Motor Drives", JPE Trans. Vol.5, No.2, pp.151-159, Apr. 2005.

저 자 소 개

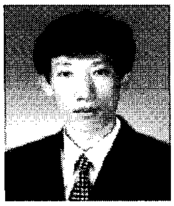


류호선(柳皓善)

1970년 7월 21일생. 1993년 충남대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 한전 전력연구원 입사. 현재 한전 전력연구원 수화력 발전연구소 선임연구원.

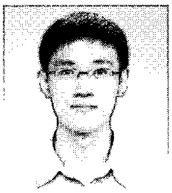
김봉석(金俸奭)

1974년 4월 3일생. 2001년 광운대 전기공학과 졸업. 2003년 포항공대 전자과 졸업(석사). 2003년~2004년 LG전자 DA연구소 일반연구원. 현재 한전 전력연구원 수화력 발전연구소 일반연구원.



이주현(李柱鉉)
1964년 2월 1일생. 2000년 홍익대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1982년 한국전력공사 입사. 현재 한전 전력연구원 수화력 발전연구소 선임연구원.

임익헌(林翼憲)
1958년 7월 25일생. 1980년 건국대 전기공학과 졸업. 1996년 홍익대 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1979년 한전 입사. 현재 한전 전력연구원 수화력 .발전연구소 책임연구원.



황선환(黃善煥)
1978년 7월 15일생. 2004년 부산대 전기공학과 졸업. 2006년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2006년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.

김장목(金長睦)
1961년 8월 6일생. 1988년 부산대 전기공학과 졸업. 1991년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동대학원 전기공학과 졸업(공박). 1997년~2001년 한전 전력연구원 선임연구원. 현재 부산대 전기전자통신공학부 조교수.