

# IPMSM 파라미터 변화에 영향 받지 않는 데드타임 및 인버터 비선형성 보상기법

박동민<sup>1</sup>, 김경화<sup>†</sup>

## Compensation Scheme for Dead Time and Inverter Nonlinearity Insensitive to IPMSM Parameter Variations

Dong-Min Park<sup>1</sup>, and Kyeong-Hwa Kim<sup>†</sup>

**Abstract** - In a PWM inverter-fed IPMSM (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor) drive, a dead time is inserted to prevent a breakdown of switching device caused by the short-circuit of DC link. This distorts the inverter output voltage resulting in a current distortion and torque ripple. In addition to the dead time, nonlinearity exists in switching devices of the PWM inverter, which is generally dependent on operating conditions such as the temperature, DC link voltage, and current. The voltage disturbance caused by the dead time and inverter nonlinearity directly influences on the inverter output performance, and it is known to be more severe at low speed. In this paper, a new compensation scheme for the dead time and inverter nonlinearity under the parameter variation is proposed for a PWM inverter-fed IPMSM drive. The overall system is implemented using DSP TMS320F28335 and the validity of the proposed algorithm is verified through the simulation and experiments.

**Keywords:** dead time, inverter nonlinearity, parameter insensitive, IPMSM, harmonic analysis

### 1. 서 론

최근 들어 에너지규제 심화로 인하여 기계, 가전, 자동차 및 로봇 응용 산업분야에서 구동원으로 사용되는 전동기는 기존의 전동기에 비하여 고효율, 고품질 및 고성능의 특징을 가지는 IPMSM (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)의 채택이 늘고 있으며 이를 이용하여 제품의 성능을 개선하려는 시도가 활발하다. IPMSM은 영구자석의 매입구조에 기인한 기계적 견고성과 내환경성이 우수할 뿐만 아니라 마그네틱 토크와 릴럭턴스 토크를 병행 사용하여 고효율 밀도화 및 광범위한 가변속 운전이 가능한 전동기이다.

배터리로 구동되는 로봇 응용 산업 분야에서도 이러한 IPMSM의 장점인 고효율, 고품질 및 고성능의 특징과 기계적인 견고함은 필수적으로 요구되는 사항으로 관련 산업 분야에 이의 적용이 매우 활발한 실정이다. 배터리 구동 로봇용 IPMSM의 경우 일반적으로 동일 전력 용량의 기기에 비해 저압, 고전류의 특성을 가지며 이로 인해 작은 고정자 저항과 인덕턴스를 가지게 된다. 또한, 충전 후 기기의 동작 시간을 늘리기 위해서는 발열과 손실을 줄이고 가능한 고효율로 제어와 인버터의 구동이 수행되어야 한다.

한 암(arm)에서 두 스위치가 동시에 도통되면 DC 링크의 단락으로 인해 전력 소자가 파괴될 수 있으며 이를 방지하기 위해 데드타임이 사용된다. 이 구간 동안 두 스위치는 모두 턴 오프되며 이는 인버터 출력 전압 왜곡과 토크 리플을 발생하는 원인이 된다. PWM 인버터에서는 전압 왜곡과 비선형 이득 특성에 의한 인버터 비선형성이 존재하며 이는 한정된 턴 온/오프 시간과 전압 강하 등 소자의 비이상적 특성이 그 원인이 된다.<sup>[1]-[2]</sup>

Paper number: TKPE-2012-17-3-4 ISSN: 1229-2214

<sup>†</sup> Corresponding author: k2h1@seoultech.ac.kr, Dept. of Electrical Engineering and Information System Engineering, Seoul National University of Science and Technology, Tel: +82-2-970-6406 Fax: +82-2-978-2754

<sup>1</sup> Dept. of Electrical Engineering and Information System Engineering, Seoul National University of Science and Technology

Manuscript received Jan. 26, 2012; accepted Feb. 29, 2012

— 본 논문은 2011년 추계학술대회 우수추천논문임.

이러한 데드타임 및 인버터 비선형성을 보상하여 IPMSM의 출력 및 효율을 상승시키기 위해 여러 가지 보상기법들이 연구되어 왔다. 초기에는 오프라인(off line) 보상 기법, 다이오드 도통 감지 회로를 이용한 보상 기법, 록업 테이블을 이용한 보상 기법들이 연구되었다. 그러나 이러한 보상 기법들은 데드타임만 고려하였으며 인버터의 비선형성은 고려되지 않았다.<sup>[3]-[4]</sup> 최근에 인버터의 비선형성 보상<sup>[1]</sup>, q축 외란 관측기를 이용한 보상 기법<sup>[8]</sup> 등이 연구되었다. 외란 관측기를 이용한 보상 기법은<sup>[3],[8]</sup> 유사한 접근 방법을 사용하고 있으며 데드타임과 인버터 비선형성에 의한 외란을 동기 좌표계 상에서 추정하였다. 동기 좌표계 상에서 이러한 외란은 6차 고조파 성분이 큰 주기적인 파형 특성을 가지며 이를 실시간으로 추종하기 어려워 추정치에 추정오차가 발생한다. 또한, 이러한 방법에서는 관측기의 구성을 위해 전동기의 파라미터를 필요로 하나 이들 변화의 영향을 고려하지 않았다.

본 논문에서는 파라미터 변화에 무관한 IPMSM 구동 PWM 인버터의 데드타임 및 인버터 비선형성에 대한 보상기법을 제시한다. 기존 관측기 방식의 문제점을 해결하기 위해 변화가 급격하지 않은(slowly-varying) 파라미터의 특징을 가지는 정지좌표계 상의 변수를 추정 변수로 선정 하였으며 고조파 해석을 통해 파라미터 변화에 영향을 받지 않는 보상방법을 제시한다. 외란 관측기를 이용해 추정된 외란에는 파라미터 변화와 인버터 비선형성에 의한 외란 전압을 모두 가지고 있으며, 이때 데드타임 및 인버터 비선형성에 의한 외란은 6차 고조파 성분으로 나타나게 된다. 파라미터 변화에 무관하게 데드타임 및 인버터 비선형성을 보상하기 위하여 6차 고조파 성분이 고조파 해석을 통하여 구해지며 정지 좌표계 상에서 추정된 변수를 이용해 외란이 보상되도록 제어기가 설계된다.

## 2. IPMSM 모델링과 전류제어

동기좌표계상에서 IPMSM의 고정자 전압 방정식은 다음과 같이 쓸 수 있다.<sup>[10]</sup>

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_q \dot{i}_{qs} + L_d \omega_r i_{ds} + \lambda_m \omega_r \quad (1)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_d \dot{i}_{ds} - L_q \omega_r i_{qs} \quad (2)$$

여기서  $v_{qs}$ ,  $v_{ds}$ 는 각각 q축과 d축 전압,  $i_{qs}$ ,  $i_{ds}$ 는 각각 q축과 d축 전류,  $R_s$ 는 고정자 저항,  $L_q$ 와  $L_d$ 는 각각 q축과 d축 고정자 인덕턴스,  $\omega_r$ 은 전기 각속도,  $\lambda_m$ 은 쇄교 자속을 나타낸다. nominal 값을 이용하여 파라미터 변화를 고려한 IPMSM의 전압 방정식은 다음과 같다.

$$v_{qs} = R_{so} i_{qs} + L_{qo} \dot{i}_{qs} + L_{do} \omega_r i_{ds} + \lambda_{mo} \omega_r + f_q \quad (3)$$

$$v_{ds} = R_{so} i_{ds} + L_{do} \dot{i}_{ds} - L_{qo} \omega_r i_{qs} + f_d \quad (4)$$

여기서  $f_q$ ,  $f_d$ 는 파라미터 변화에 의한 외란을 나타내며 다음과 같이 표현된다.

$$f_q = \Delta R_s i_{qs} + \Delta L_q \dot{i}_{qs} + \Delta L_d \omega_r i_{ds} + \Delta \lambda_m \omega_r \quad (5)$$

$$f_d = \Delta R_s i_{ds} + \Delta L_d \dot{i}_{ds} - \Delta L_q \omega_r i_{qs} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \Delta L_q &= L_q - L_{qo}, \quad \Delta L_d = L_d - L_{do} \\ \Delta R_s &= R_s - R_{so}, \quad \Delta \lambda_m = \lambda_m - \lambda_{mo} \end{aligned}$$

여기서 첨자 “o”는 nominal 값을 나타낸다.  $i_{qs}$ 와  $i_{ds}$ 를 상태변수로 사용하면 IPMSM의 상태방정식은 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{qs} &= -\frac{R_{so}}{L_{qo}} i_{qs} - \frac{L_{do}}{L_{qo}} \omega_r i_{ds} - \frac{\lambda_{mo}}{L_{qo}} \omega_r - \frac{1}{L_{qo}} f_q \\ &\quad + \frac{1}{L_{qo}} v_{qs} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\dot{i}_{ds} = -\frac{R_{so}}{L_{do}} i_{ds} + \frac{L_{qo}}{L_{do}} \omega_r i_{qs} - \frac{1}{L_{do}} f_d + \frac{1}{L_{do}} v_{qs} \quad (8)$$

식 (5)와 (6)에서 정의된 외란  $f_q$ 와  $f_d$ 는 상태변수가 아닌 파라미터 변화에 의해 제어 시스템에 작용하는 외란 성분이지만 외란 관측기를 이용해 이를 추정하는 것이 가능하다. 관측기의 동특성이 충분히 빠르다는 가정 하에  $f_q$ 와  $f_d$ 의 변화량은 샘플링 주기 내에서 다음과 같이 각각 0으로 고려할 수 있다.<sup>[9]</sup>

$$\dot{f}_q = 0 \quad (9)$$

$$\dot{f}_d = 0 \quad (10)$$

위의 가정 하에,  $f_q$ 와  $f_d$ 를 추가적인 상태 변수로 고려하면 식 (7)과 (8)을 이용하여 다음과 같이 외란이 추가된 상태방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{\mathbf{x}}_a \\ \dot{\mathbf{x}}_b \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{x}_a \\ \mathbf{x}_b \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_2 \end{pmatrix} \mathbf{v}_s + \begin{pmatrix} \mathbf{d}_1 \\ \mathbf{d}_2 \end{pmatrix} \\ &= \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{v}_s + \mathbf{d} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C} \begin{pmatrix} \mathbf{x}_a \\ \mathbf{x}_b \end{pmatrix} \quad (12)$$

여기서  $\mathbf{x}_a = [i_{qs} \ i_{ds}]^T$ ,  $\mathbf{x}_b = [f_q \ f_d]^T$ ,  $\mathbf{v}_s = [v_{qs} \ v_{ds}]^T$

$$\mathbf{A}_{11} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{so}}{L_{qo}} & -\frac{L_{do}}{L_{qo}} \omega_r \\ \frac{L_{qo}}{L_{do}} \omega_r & -\frac{R_{so}}{L_{do}} \end{pmatrix}, \mathbf{A}_{12} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L_{qo}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{do}} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{A}_{21} = \mathbf{A}_{22} = \mathbf{0}, \mathbf{B}_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_{qo}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{do}} \end{pmatrix}, \mathbf{B}_2 = \mathbf{0}$$

$$\mathbf{d}_1 = \begin{pmatrix} -\frac{\lambda_{mo}}{L_{qo}} \omega_r \\ 0 \end{pmatrix}, \mathbf{d}_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \mathbf{C} = [\mathbf{I} \ \mathbf{0}],$$

$$\mathbf{I} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \mathbf{0} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

식 (11)과 (12)에서 시스템의 가관측성 행렬은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{W} = [\mathbf{C}^T \ \mathbf{A}^T \mathbf{C}^T \ \dots \ (\mathbf{A}^T)^{n-1} \mathbf{C}^T] \quad (13)$$

행렬  $\mathbf{W}$  의 계수(rank)가 4이므로 식 (11)의 전 상태 벡터는 모두 관측 가능하다. 제어기의 계산량을 줄이기 위해 축소차수 관측기를 이용하여 외란을 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}_b = (\mathbf{A}_{22} - \mathbf{L}\mathbf{A}_{12}) \hat{\mathbf{x}}_b + \mathbf{A}_{21} \mathbf{x}_a + \mathbf{B}_2 \mathbf{v}_s + \mathbf{d}_2 + \mathbf{L}(\dot{\mathbf{x}}_a + \mathbf{A}_{11} \mathbf{x}_a - \mathbf{B}_1 \mathbf{v}_s - \mathbf{d}_1) \quad (14)$$

여기서  $\mathbf{L}$ 은 관측기 이득을 나타내며 다음과 같다.

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} l_1 & l_2 \\ l_3 & l_4 \end{pmatrix}$$

식 (14)에서  $\mathbf{x}_b$ 의 추정치를 구하기 위해 전류의 미분치인  $\dot{\mathbf{x}}_a$ 이 필요하므로 이를 피하기 위해 새로운 상태변수가 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{x}_c = \hat{\mathbf{x}}_b - \mathbf{L}\mathbf{x}_a \quad (15)$$

$\mathbf{x}_c$ 를 이용해 식 (14)의 관측기는 다음으로 표현된다.

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}_c = (\mathbf{A}_{22} - \mathbf{L}\mathbf{A}_{12}) \hat{\mathbf{x}}_b + (\mathbf{A}_{21} - \mathbf{L}\mathbf{A}_{11}) \mathbf{x}_a + (\mathbf{B}_2 - \mathbf{L}\mathbf{B}_1) \mathbf{v}_s + \mathbf{d}_2 - \mathbf{L}\mathbf{d}_1 \quad (16)$$

식 (16)를 이용해서  $\mathbf{x}_b$ 의 추정치는 다음과 같이 구해진다.

$$\hat{\mathbf{x}}_b = \mathbf{x}_c + \mathbf{L}\mathbf{x}_a \quad (17)$$

추정 오차를  $\mathbf{e} = \mathbf{x}_b - \hat{\mathbf{x}}_b$  으로 정의하면, 오차 동특성을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\dot{\mathbf{e}} = (\mathbf{A}_{22} - \mathbf{L}\mathbf{A}_{12}) \cdot \mathbf{e} \quad (18)$$

식 (17)의  $\mathbf{x}_b$ 의 추정치를 이용하여 IPMSM의 전압 명령은 다음과 같이 구해진다.

$$v_{qs}^* = R_{so} i_{qs} + (L_{qo}/T_s) \cdot [i_{qs}^* - i_{qs}] + L_{do} \omega_r i_{ds} + \lambda_{mo} \omega_r + \hat{f}_q \quad (19)$$

$$v_{ds}^* = R_{so} i_{ds} + (L_{do}/T_s) \cdot [i_{ds}^* - i_{ds}] - L_{qo} \omega_r i_{qs} + \hat{f}_d \quad (20)$$

여기서  $T_s$ 는 PWM 주기, "\*"는 명령 값, "^"은 추정치를 나타낸다.

### 3. 데드타임 및 인버터 비선형성 분석

인버터 한 암(arm)의 DC 링크 단락을 방지하기 위해 데드타임이 게이트 신호에 사용하며, 인버터에서는 턴 온/오프 시간과 전압 강하 등의 비선형 특성이 존재한다. 이러한 데드타임과 인버터 비선형성에 의한 a, b 및 c상의 외란전압은 다음과 같이 표현할 수 있다. [5]-[8]

$$V_{a,dead} = V_{dead} \cdot \text{sgn}(i_{as}) \quad (21)$$

$$V_{b,dead} = V_{dead} \cdot \text{sgn}(i_{bs}) \quad (22)$$

$$V_{c,dead} = V_{dead} \cdot \text{sgn}(i_{cs}) \quad (23)$$

여기서  $\text{sgn}(\cdot)$ 는 부호함수이며,  $V_{dead}$ 는 스위칭 소자의 전압 강하, 턴 온/오프 시간을 고려하여 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$V_{dead} = \frac{T_{dead} + T_{on} - T_{off}}{T_s} \cdot (V_{dc} - V_{sat} + V_d) + \frac{V_{sat} + V_d}{2} \quad (24)$$

여기서  $T_{dead}$ 는 데드타임,  $T_{on}$ 과  $T_{off}$ 는 각각 스위칭 소자의 온, 오프 시간,  $V_{dc}$ 는 DC 링크 전압,  $V_{sat}$ 은 소자의 포화전압강하,  $V_d$ 는 다이오드의 전압 강하이다.

동기기준축 상에서의 외란 전압은 dq 변환을 통해 다음과 같이 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} V_{q,dead} \\ V_{d,dead} \end{bmatrix} = \mathbf{K}_s(\theta_r) \begin{bmatrix} V_{a,dead} \\ V_{b,dead} \\ V_{c,dead} \end{bmatrix} \quad (25)$$

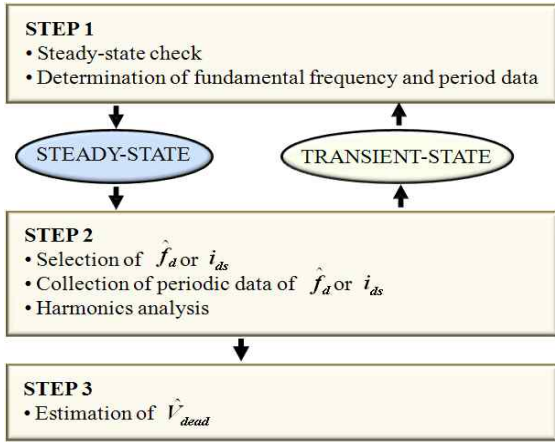


Fig. 1 Operating mode

여기서  $\theta_r$ 은 전기각이며,  $K_s$ 는 다음과 같다.

$$K_s(\theta_r) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos\theta_r \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta_r \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (26)$$

외란 전압  $V_{q,dead}$ 와  $V_{d,dead}$ 는 기본과 주파수의 6배 고조파를 포함하는 주기적인 특성을 가지며 q축 전류와 d축 전류 응답에 영향을 준다. 또한, 이 전압 성분은 시간에 대해 지속적으로 변화하는 주기 파형으로 동기 기준축 상에서 이를 정확히 추정하여 보상하는 데에는 한계가 있다.

#### 4. 데드타임 보상 기법

데드타임과 인버터 비선형성에 의한 외란 전압은 동기 좌표계에서 6차 고조파 성분이 큰 주기적인 파형 특성이 있다. 따라서 동기 좌표계 상에서는 지속적으로 변하는 주기 파형을 추종해야 하는 어려움이 있으므로 본 논문에서는 변화가 급격하지 않는 slowly-varying 특성을 갖는 정지 좌표계 상에서의 데드타임과 인버터 비선형성에 의한 외란 값을 추정하고 dq 변환을 통해 이를 보상하고자 한다.

그림 1은 제안된 데드타임 및 인버터 비선형성의 추정 방식을 나타낸다. 동작모드 1에서는 현재속도와 이전 스텝의 속도를 비교하여 정상상태에 도달 하였는지를 다음과 같이 비교한다.

$$|\omega_r - \omega_{r,prev}| \leq |0.01 \cdot \omega_{r,prev}| \quad (27)$$

동작모드 2에서는  $\hat{f}_d$  혹은 d축 전류  $i_{ds}$ 의 주기데이터를 수집하여 고조파를 계산한다. 고조파 해석은 실시

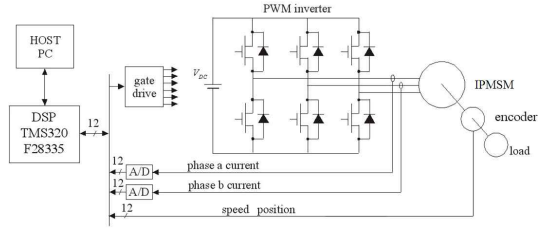


Fig. 2 Configuration of the experimental system

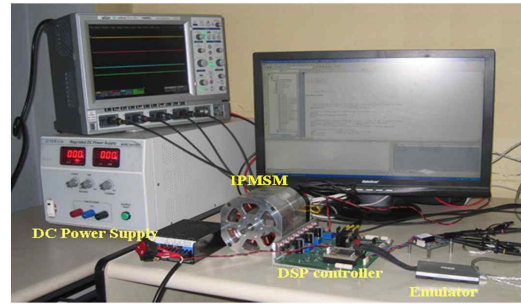


Fig. 3 Experimental system

간으로 이루어져야 하며  $\hat{f}_d$  혹은  $i_{ds}$ 에 포함된 6차 고조파 성분을 계산하면 충분하므로 푸리에 급수 관계식을 이용하여 다음과 같이 구해진다.

$$A_6 = \sqrt{a_6^2 + b_6^2} \quad (28)$$

여기서  $A_6$ 은  $\hat{f}_d$  혹은  $i_{ds}$ 에 포함된 6차 고조파 성분을 나타내며  $a_6$ 과  $b_6$ 은 다음과 같이 구한다.

$$a_6 = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos(6\omega_r t) dt \quad (29)$$

$$b_6 = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \sin(6\omega_r t) dt \quad (30)$$

여기서  $T = 2\pi/\omega_r$ 이며  $f(t)$ 는  $\hat{f}_d$  혹은  $i_{ds}$ 이다. 동작모드 3에서는  $\hat{f}_d$  혹은  $i_{ds}$ 에서 구해진 6차 고조파 성분의 크기가 0으로 유지되도록 PI 기법을 통해  $\hat{V}_{dead}$ 을 다음과 같이 추정한다.

$$\hat{V}_{dead} = (k_p + k_f/s) \cdot (0 - h_{f6}) \quad (31)$$

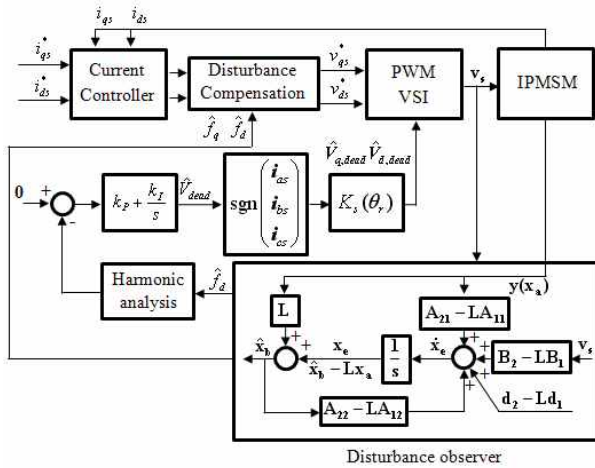


Fig. 4 Overall block diagram of the proposed scheme

Table 1 Ratings and parameters of the IPMSM

Rated power	400 W	Rated speed	3500 rpm
Rated torque	1.1 Nm	Number of poles	6
Magnetic flux	0.02 Wb	Stator resistance	0.03 Ω
q-axis inductance	0.24 mH	d-axis inductance	0.157 mH

$$\hat{V}_{dead} = (k_p + k_f/s) \cdot (0 - i_{ds6}) \quad (32)$$

여기서  $h_{\hat{f}_{d6}}$  은  $\hat{f}_d$  에서 구해진 6차 고조파를 나타내며,  $i_{ds6}$  는  $i_{ds}$  에서 구해진 6차 고조파를 나타낸다. 추정된  $\hat{V}_{dead}$  을 이용하여 식 (21)-(23)으로부터  $\hat{V}_{a,dead}$ ,  $\hat{V}_{b,dead}$  및  $\hat{V}_{c,dead}$  가 구해지며 다시 식 (25)를 이용하여  $\hat{V}_{q,dead}$  와  $\hat{V}_{d,dead}$  가 구해져 식 (19)와 (20)의 전압 명령에 전향 보상 방식으로 보상된다.

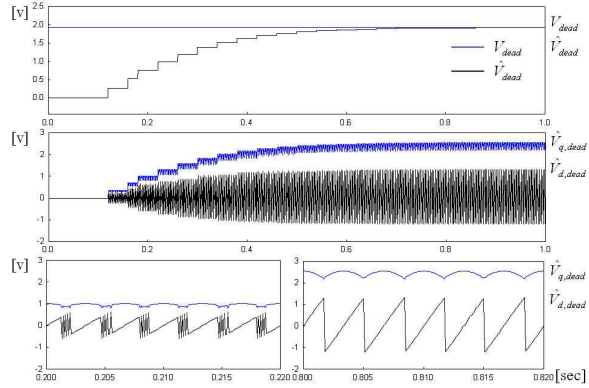
### 5. 전체 시스템 구성

제안된 보상 기법의 구현을 위한 전체 시스템의 구성은 그림 2와 같다. 제어기로는 TI사의 DSP인 TMS320F28335가 사용되며<sup>[11]</sup>, 위치센서로는 3000 pulse의 분해능을 가지는 IRT310-3000-325 엔코더가 사용된다. 샘플링 시간은 100[μsec]로 설정되고 인버터의 스위칭 주파수는 10[kHz]이다.

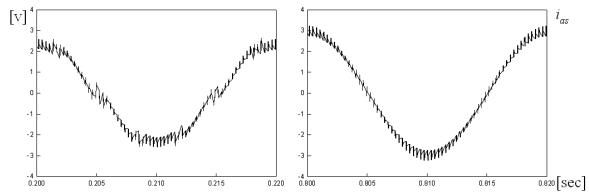
그림 3은 실험에 사용된 DSP 제어기, IPMSM, DC 부하장비, 인버터 및 에플레이터로 구성된 전체 실험 시스템의 구성을 나타낸다. 실험에 사용된 IPMSM의 정격 및 파라미터는 표 1과 같다.

### 6. 시뮬레이션 및 실험 결과

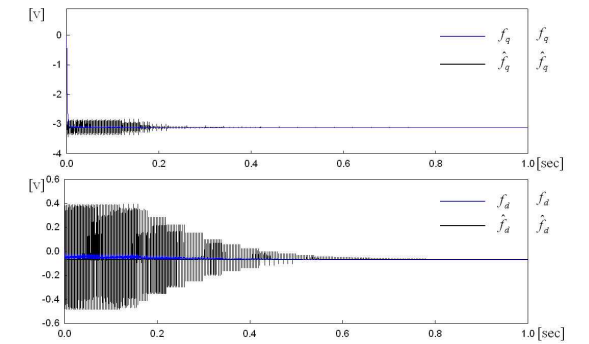
제안된 데드타임 및 인버터 비선형성 보상 기법의 타성을 입증하기 위해 시뮬레이션 및 실험 결과가 제시된



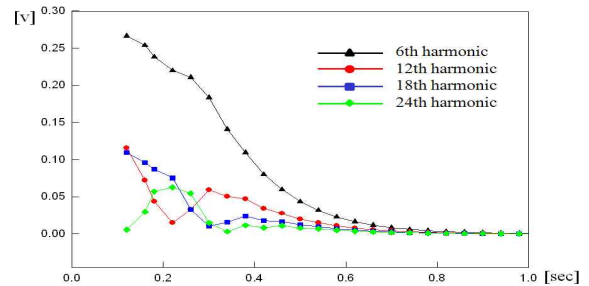
(a) Estimation of  $V_{dead}$



(b) Comparison of phase current responses



(c) Estimation of  $f_q$  and  $f_d$



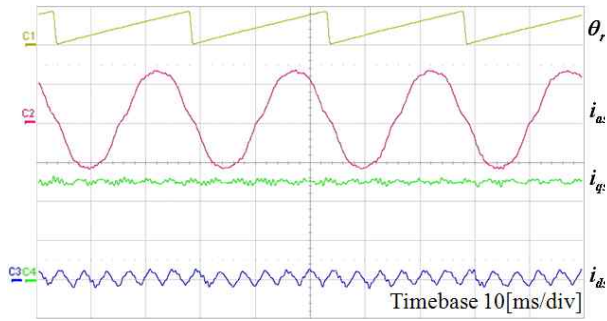
(d) Variation of harmonic components

Fig. 5 Performance of the proposed control scheme under both the parameter variations and inverter dead time

다. 제안된 방식의 블록 다이어그램은 그림 4와 같다.

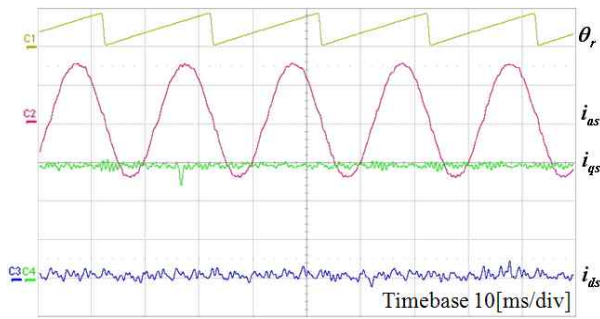
외란 관측기를 이용하여 파라미터 변화에 의한 외란  $\hat{f}_q$ ,  $\hat{f}_d$ 가 추정 후 보상되며 이 때 추정된 외란  $\hat{f}_d$  혹은 축 전류  $i_{ds}$ 는 다시 고조파 해석을 통해 데드타임 및 인버터 비선형성에 의한 외란  $\hat{V}_{dead}$ 를 추정하는데 사용한

당



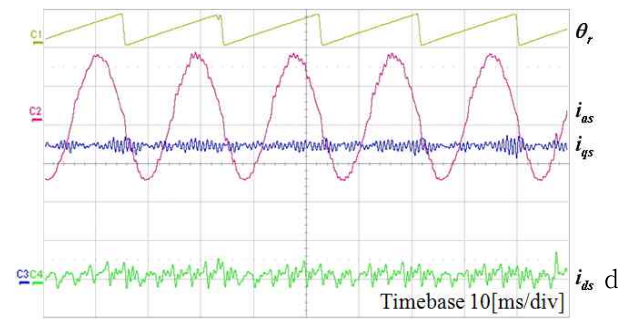
c1) position  $\theta$  : 360[deg/div] c2)  $i_{as}$  : 4[A/div]  
c3)  $i_{qs}$  : 2[A/div] c4)  $i_{ds}$  : 2[A/div]

Fig. 6 Current responses without compensation of  $V_{dead}$



c1) position  $\theta$  : 360[deg/div] c2)  $i_{as}$  : 4[A/div]  
c3)  $i_{qs}$  : 2[A/div] c4)  $i_{ds}$  : 2[A/div]

Fig. 7 Current responses with compensation of  $V_{dead}=1.2[V]$



c1) position  $\theta$  : 360[deg/div] c2)  $i_{as}$  : 4[A/div]  
c3)  $i_{qs}$  : 2[A/div] c4)  $i_{ds}$  : 2[A/div]

Fig. 8 Current responses with over compensation of  $V_{dead}=2[V]$

다. 구해진  $\hat{V}_{dead}$ 는 인버터에 의해 보상되도록 처리 된다. 전체 전압명령은 공간 벡터 PWM 기법을 통해 IPMSM에 인가된다.<sup>[12]</sup>

그림 5는 파라미터 변화와 데드타임 및 인버터 비선형성이 동시에 존재할 때 제안된 방식의 시뮬레이션 결과이다. IPMSM의 파라미터 변화로  $\Delta\lambda_m = -0.5\lambda_{m0}$ ,  $\Delta L_q = 0.3L_{q0}$ ,  $\Delta L_d = 0.3L_{d0}$ , 및  $\Delta R_s = 0.3R_{s0}$ 가 고려된다. 그림 5(a)의 첫 번째 파형은  $\hat{f}_d$ 을 이용해 고조파 분

석을 통해 추정된  $\hat{V}_{dead}$ 의 그래프이다. 두 번째 파형은 추정된  $\hat{V}_{dead}$ 와 dq 변환을 통해 구한  $\hat{V}_{q,dead}$ 과  $\hat{V}_{d,dead}$ 를 나타내며 세 번째 파형은 각각  $0.20 \leq t \leq 0.22$  및  $0.80 \leq t \leq 0.82$  구간의 확대 파형을 나타낸다. 그림 5(b)는 추정 전후의 상전류 응답을 나타내는데  $0.20 \leq t \leq 0.22$  구간에서는 상전류에 고조파 성분의 리플과 전류 오차가 나타남을 볼 수 있는 반면, 추정이 완료되는  $0.80 \leq t \leq 0.82$  구간에서는 전류 오차 및 리플이 줄어들고 있음을 확인할 수 있다. 그림 5(c)와 5(d)는 각각  $f_q$ 와  $f_d$ 의 추정 및 시간에 따른 고조파 변화를 나타낸다.  $\hat{V}_{dead}$ 이 추정되고 보상됨에 따라  $\hat{f}_q$ 와  $\hat{f}_d$ 가 실제 외란 성분에 수렴하는 모습과  $\hat{f}_d$ 의 주요 고조파인 6의 배수 고조파들이 작아지는 양상을 확인할 수 있다.

그림 6-8은 식 (19)와 (20)에서 관측기에 의해 추정된  $\hat{f}_q$ 와  $\hat{f}_d$ 의 보상 없이  $V_{dead}$ 가 제어기에 의해 오프라인(off line)으로 보상될 때의 실험 결과 특성을 나타낸다. 그림 6은  $V_{dead}$ 를 0[V]로 하여 보상을 하지 않았을 때의 파형이며 상전류 파형이 왜곡된 모습을 볼 수 있다.

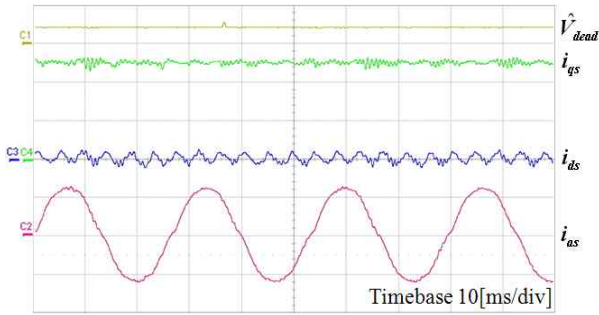
그림 7은  $V_{dead}$ 를 1.2[V]로 하여 데드타임을 보상하였을 때의 파형을 나타내며 상전류 파형이 그림 6 보다 정현파에 가까운 모습을 확인할 수 있다. 그림 8은  $V_{dead}$ 를 2[V]로 인가하여 과하게 보상하였을 때의 결과를 나타낸다. 그림 6과 양상이 다른 상전류 파형의 왜곡을 볼 수 있으며 q축 전류 및 상전류의 전류 오차 증가를 확인할 수 있다.

그림 9-13은 파라미터 변화와 데드타임 및 인버터 비선형성이 동시에 존재할 때 고조파 해석에  $\hat{f}_d$ 을 이용하여  $V_{dead}$ 를 추정하고 보상한 방식의 실험 결과이다. q축과 d축 전류 명령은 각각 5[A]와 영으로 주어지며, 식 (17)의 외란의 추정치를 이용하여 전압 명령이 식 (19) 및 (20)과 같이 보상된다. 실험 시스템에서 고조파 해석은 실시간으로 이루어지나 시뮬레이션과는 달리 많은 노이즈가 포함된 환경이므로 구해진 6차 고조파 데이터가  $\hat{V}_{dead}$ 의 추정을 위해 직접 사용되지 않고 40개의 고조파 데이터의 평균이 취해져  $\hat{V}_{dead}$ 의 추정을 위해 식 (31)과 (32)에 사용된다.

그림 9는  $\hat{V}_{dead}$ 의 추정이 0.4[V]에 이르렀을 때의 전류 응답을 나타내며 그림 10은 추정치  $\hat{V}_{dead}$ 이 1.0[V]의 정상상태에 도달하였을 때의 전류 응답 결과를 나타낸다.

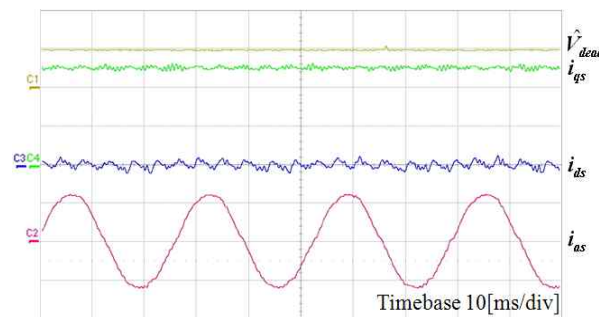
그림 11은 FFT 분석을 이용하여 구한 a상전류의 고조파 특성을 나타낸다.  $\hat{V}_{dead}$ 의 보상 전후의 상전류에 포함된 5차 고조파 성분이 대략 10[dB] 정도 차이가 있음을 확인할 수 있다.





c1)  $\hat{V}_{dead}$  : 1[V/div] c2)  $i_{as}$  : 4[A/div]  
c3)  $i_{ds}$  : 2[A/div] c4)  $i_{qs}$  : 2[A/div]

Fig. 9 Current responses when  $\hat{V}_{dead}$  reaches 0.4[V]



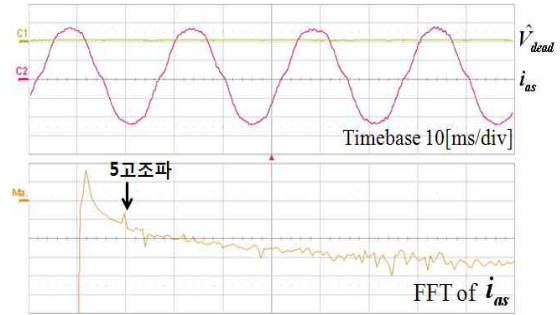
c1)  $\hat{V}_{dead}$  : 1[V/div] c2)  $i_{as}$  : 4[A/div]  
c3)  $i_{ds}$  : 2[A/div] c4)  $i_{qs}$  : 2[A/div]

Fig. 10 Current responses when  $\hat{V}_{dead}$  reaches 1[V]

그림 12는  $\hat{V}_{dead}$ 을 추정하기 위해 외란 관측기의 출력  $\hat{f}_d$ 의 고조파 분석을 사용한 실험 결과이다. 데드타임 추정 입력이 발생하면  $\hat{V}_{dead}$ 을 추정하기 위한 고조파 계산이 시작되고,  $\hat{V}_{dead}$ 이 추정되면서 6차 고조파인  $h_{fd6}$ 의 크기가 줄어드는 것을 확인할 수 있다.

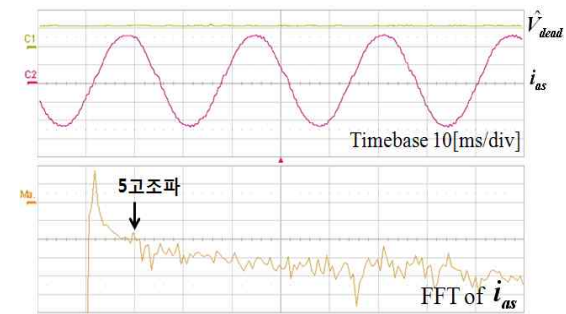
그림 13은 추정된  $\hat{V}_{dead}$ 과 이를 통해 구해진 q축 및 d축의 보상전압  $\hat{V}_{q,dead}$ ,  $\hat{V}_{d,dead}$ 을 나타낸다. 그림 13(a)는  $\hat{V}_{dead}$ 의 추정이 아직 시작되지 않은 때의 특성을, 그림 13(b)는 데드타임 추정을 시작하여  $\hat{V}_{dead}$ 가 0.5[V]까지 추정된 때의 특성을, 그리고 그림 13(c)는  $\hat{V}_{dead}$ 가 1.1[V]까지 추정된 때의 보상전압과 상전류 파형을 보여준다. 시뮬레이션 결과인 그림 5(a)의 파형과 비슷한 양상을 확인할 수 있다.

그림 14-15는 파라미터 변화와 데드타임 및 인버터 비선형성이 동시에 존재할 때  $\hat{f}_d$  대신에 d축 전류인  $i_{ds}$ 를 이용하여  $V_{dead}$ 를 추정한 실험결과를 나타내고 있다. 그림 14는  $\hat{V}_{dead}$ 이 대략 1.1[V]까지 추정된 시점에서의 전류 응답 실험결과를 나타낸다. 그림 10에서  $\hat{f}_d$



c1)  $\hat{V}_{dead}$  : 1[V/div] c2)  $i_{as}$  : 4[A/div]  
Ma) FFT result of  $i_{as}$  : 200[Hz/div], 10[dB/div]

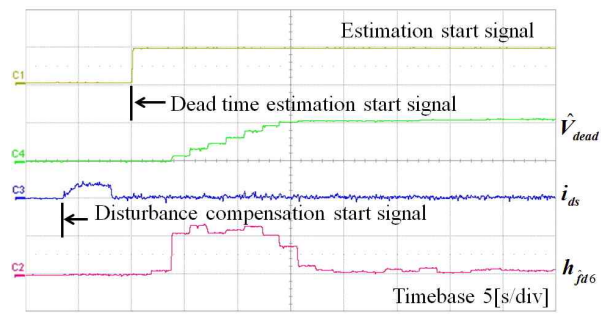
(a) Without compensation of  $\hat{V}_{dead}$



c1)  $\hat{V}_{dead}$  : 1[V/div] c2)  $i_{as}$  : 4[A/div]  
Ma) FFT result of  $i_{as}$  : 200[Hz/div], 10[dB/div]

(b) With compensation of  $\hat{V}_{dead}=1.2[V]$

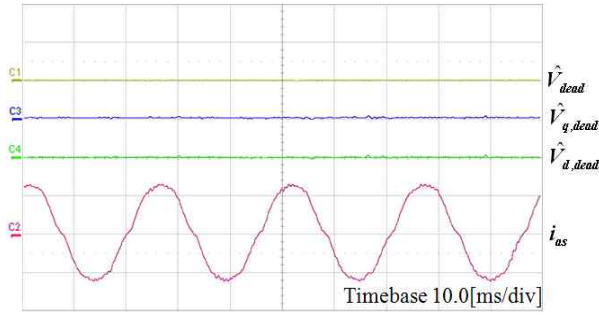
Fig. 11 Harmonic characteristics of phase current



c1) Dead time estimation start signal c2)  $h_{fd6}$  : 20[mV/div]  
c3)  $i_{ds}$  : 1[A/div] c4)  $\hat{V}_{dead}$  : 1[V/div]

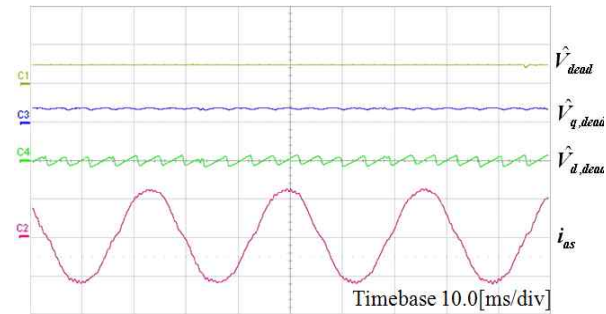
Fig. 12 Experimental result for the estimation of  $\hat{V}_{dead}$  through the harmonic analysis of  $\hat{f}_d$

을 사용할 때와 마찬가지로 데드타임 및 인버터 비선형성이 효과적으로 보상되는 것을 볼 수 있다. 그림 15는 d축 전류  $i_{ds}$ 의 고조파 분석을 통해  $\hat{V}_{dead}$ 을 추정하는 실험결과를 나타낸다. 그림 12와 마찬가지로  $\hat{V}_{dead}$ 이 추정되면서  $i_{ds}$ 에 포함된 6차 고조파인  $i_{ds6}$ 의 크기가 줄어드는 모습을 확인할 수 있어 두 방법 모두 데드타임을 보상하는데 효과적임을 확인할 수 있다.



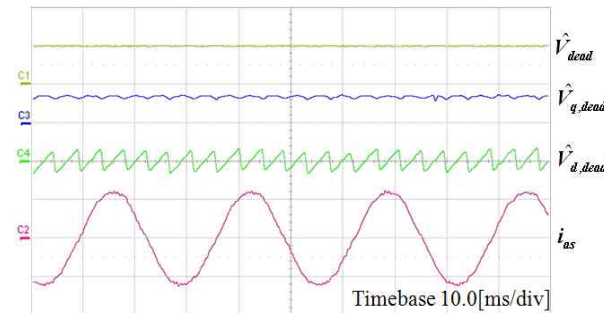
c1)  $\hat{V}_{dead} : 1[V/div]$  c2)  $i_{as} : 4[A/div]$   
 c3)  $\hat{V}_{q,dead} : 2[V/div]$  c4)  $\hat{V}_{d,dead} : 2[V/div]$

(a) Before the estimation of  $\hat{V}_{dead}$



c1)  $\hat{V}_{dead} : 1[V/div]$  c2)  $i_{as} : 4[A/div]$   
 c3)  $\hat{V}_{q,dead} : 2[V/div]$  c4)  $\hat{V}_{d,dead} : 2[V/div]$

(b) When the estimation of  $\hat{V}_{dead}$  reaches 0.5[V]



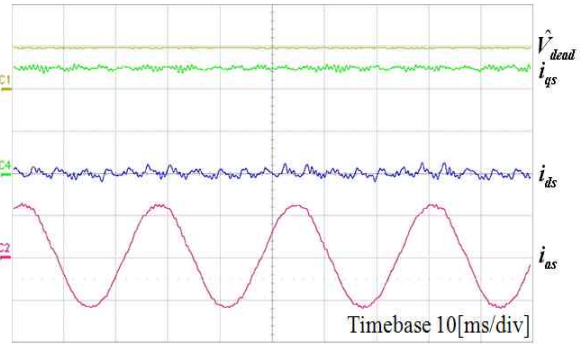
c1)  $\hat{V}_{dead} : 1[V/div]$  c2)  $i_{as} : 4[A/div]$   
 c3)  $\hat{V}_{q,dead} : 2[V/div]$  c4)  $\hat{V}_{d,dead} : 2[V/div]$

(c) When the estimation of  $\hat{V}_{dead}$  reaches 1.1[V]

Fig. 13 Compensated voltage responses

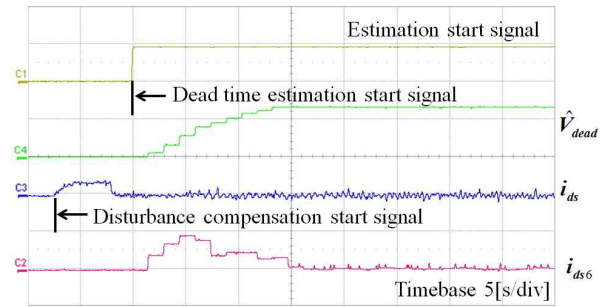
### 7. 결 론

본 논문에서는 파라미터 변화에도 영향을 받지 않는 데드타임 및 인버터의 비선형성에 대한 보상기법이 제안된다. 파라미터의 변화에 의한 성분이나 데드타임 및 인버터의 비선형성에 의한 성분 모두 외란 전압의 형태로 나타나 시스템의 응답성에 영향을 준다. 특히 데드타임 및 인버터의 비선형성에 의한 외란 성분은 동기 좌표계에서 6차 고조파 성분을 가져 이를 실시간으로 추정



c1)  $\hat{V}_{dead} : 1[V/div]$  c2)  $i_{as} : 4[A/div]$   
 c3)  $i_{ds} : 2[A/div]$  c4)  $i_{qs} : 2[A/div]$

Fig. 14 Experimental results for the estimation of  $\hat{V}_{dead}$  using  $i_{ds}$  for harmonic analysis



c1) Dead time estimation start signal c2)  $i_{ds6} : 0.2[V/div]$   
 c3)  $i_{ds} : 1[A/div]$  c4)  $\hat{V}_{dead} : 1[V/div]$

Fig. 15 Experimental result for the estimation of  $\hat{V}_{dead}$  through the harmonic analysis of  $i_{ds6}$

하기가 어렵다. 이를 해결하기 위해 6차 고조파 성분이 데드타임 및 인버터 비선형성에 의해 나타나는 사실을 이용하여 추정된 외란 성분 및 d축 전류에서 고조파 해석을 통해 6차 고조파 성분을 직접 추출하는 방식을 사용한다. 구해진 6차 고조파 성분과 PI 기법을 통해 정지 좌표계 상의 변수를 이용해 외란이 추정되도록 하며 추정된 외란은 dq 변환을 통해 보상된다. 전체 시스템이 DSP TMS320F28335를 이용해 구현되며 시뮬레이션과 비교 실험을 통해 제안된 알고리즘의 타당성이 입증된다. 제안된 기법은 파라미터 변화 시에도 데드타임 및 인버터의 비선형성을 효과적으로 추정하여 보상할 수 있다.

본 연구는 서울과학기술대학교 교내 학술연구 지원비로 수행되었습니다.

### 참 고 문 헌

[1] H. W. Kim, M. J. Youn, K. Y. Cho, and H. S. Kim,



"Nonlinearity estimation and compensation of PWM VSI for PMSM under resistance and flux linkage uncertainty," *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, Vol. 14, No. 4, pp. 589-601, 2006.

- [2] S. H. Hwang, and J. M. Kim, "Dead time compensation method for voltage-fed PWM inverter," *IEEE Trans. Energy Conv.*, Vol. 25, No. 1, pp. 1-10, 2010.
- [3] H. S. Kim, K. H. Kim, and M. J. Youn, "On-line dead-time compensation method based on time delay control," *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, Vol. 11, No. 2, pp. 279-285, 2003.
- [4] S. Y. Kim, W. Lee, M. S. Rho, and S. Y. Park, "Dead time compensation method for voltage-fed PWM inverter," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 57, No. 5, pp. 1609-1614, 2010.
- [5] T. Sukegawa, K. Kamiyama, K. Mizuno, T. Matsui, and T. Okuyama, "Fully digital, vector-controlled PWM VSI-fed strategy," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 27, No. 3, pp. 552-559, 1991.
- [6] A. Munoz-Garcia and T. A. Lipo, "On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives," in *Proc. IEEE Applied Power Elect. Conf.*, pp. 95-100, Feb. 1998.
- [7] L. Chen, and F. Z. Peng, "Dead-time elimination for voltage source inverters," *IEEE Trans. Power Elec.*, Vol. 23, No. 2, pp. 574-580, 2008.
- [8] N. Urasaki, T. Senjyu, K. Uezato, and T. Funabashi, "Adaptive dead-time compensation strategy for permanent magnet synchronous motor drive," *IEEE Trans. Energy Conv.*, Vol. 22, No. 2, pp. 271-280, 2007.
- [9] K. H. Kim, I. C. Baik, G. W. Moon, and M. J. Youn, "A Current Control for a Permanent Magnet Synchronous Motor with a Simple Disturbance Estimation Scheme," *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, Vol. 7, No. 5, pp. 630-635, 1999.
- [10] P. C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*. New York: McGraw-Hill, 1986.
- [11] TMS320F28335 Digital Signal Controller (DSC) - Data Manual. Texas Instrument, 2008.
- [12] H. W. van der Broeck, H. C. Skudelny, and G. V. Stanke, "Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 24, No. 1, pp. 142-150, 1988.



### **박동민(朴東珉)**

1986년 2월 17일생. 2010년 8월 서울과학기술대 전기공학과 졸업. 2010년 9월~현재 서울과학기술대 전기공학과 석사과정.



### **김경화(金庚和)**

1969년 3월 11일생. 1991년 한양대 전기공학과 졸업. 1993년 2월 KAIST 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 졸업(공학박). 1998년~2000년 삼성전자 선임연구원. 2000년~2002년 KAIST 연구교수. 2002년~현재 서울과학기술대 정보통신대학 전기정보시스템공학과 부교수. 당 학회 편집위원.