

IPMSM 드라이브에서 전류 기울기 정보를 이용한 데드타임 및 인버터 비선형성 효과의 간단한 제거 기법

박동민¹, 김명복², 김경화[†]

Simple On-line Elimination Strategy of Dead Time and Nonlinearity in Inverter-fed IPMSM Drive Using Current Slope Information

Dong-Min Park¹, Myungbok Kim², and Kyeong-Hwa Kim[†]

Abstract - A simple on-line elimination strategy of the dead time and inverter nonlinearity using the current slope information is presented for a PWM inverter-fed IPMSM (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor) drive. In a PWM inverter-fed IPMSM drive, a dead time is inserted to prevent a breakdown of switching device. This distorts the inverter output voltage, resulting in a current distortion and torque ripple. In addition to the dead time, inverter 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 proposed scheme is based on the fact that the d-axis current ripple is mainly caused by the dead time and inverter nonlinearity. To eliminate such an influence, the current slope information is determined. The obtained current slope information is processed by the PI controller to estimate the disturbance caused by the dead time and inverter nonlinearity. The overall system is implemented using DSP TMS320F28335 and the validity of the proposed algorithm is verified through the simulation and experiments. Without requiring any additional hardware, the proposed scheme can effectively eliminate the dead time and inverter nonlinearity even in the presence of the parameter uncertainty.

Keywords: dead time, inverter nonlinearity, current slope, on-line elimination, parameter insensitive, IPMSM

1. 서 론

기계, 가전, 자동차 및 로봇 응용 산업분야에서의 구동장치는 에너지를 소비하여 동작을 발생시키게 되며 이러한 디바이스는 제어 시스템과 고급 알고리즘의 적용을 통하여 에너지 효율을 향상시킬 수 있다.

본 논문에서 구동원으로 사용되는 IPMSM (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)은 영구자석을 회전자의 내부에 삽입하여 영구자석에 의한 마그네틱

토크와 철심에 자속이 흐르면서 발생하는 릴럭턴스 토크를 동시에 이용 할 수 있어서 좀 더 높은 구동토크를 얻을 수 있다. 이러한 장점이 기존의 전동기에 비하여 고효율, 고효율 및 고성능을 갖는 IPMSM을 채용하는 이유이다. 그러나 IPMSM 구동을 위한 PWM 인버터에서는 IPMSM의 성능을 저하시키는 요인으로 데드타임 및 인버터 비선형성이 존재한다. 데드타임은 한 암 (arm)에서 두 스위치가 동시에 도통될 때 DC 링크의 단락으로 인해 전력 소자가 파괴되는 것을 방지하기 위해 사용한다. 이 구간 동안 두 스위치는 모두 턴 오프되고 이는 인버터 출력 전압 왜곡과 토크 리플을 발생시키는 원인이 된다. 인버터 비선형성은 PWM 인버터에서 전압 왜곡과 비선형 이득 특성으로 나타나며 이는 한정된 턴 온/오프 시간과 전압 강하 등 소자의 비이상적 특성이 그 원인이다.^{[1],[2]}

이러한 데드타임 및 인버터 비선형성을 보상하여 IPMSM의 출력 및 효율을 향상시키기 위해 여러 가지 보상기법들이 연구되어 왔다. 초기에는 오프라인(off

Paper number: TKPE-2012-17-5-4 ISSN: 1229-2214

[†] 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

¹ Dept. of Electrical Engineering and Information System Engineering, Seoul National Univ. of Science and Technology

² Automotive Components R&D Group, Korea Institute of Industrial Technology, Gwangju

Manuscript received Jun. 19, 2012; accepted July 25, 2012

line) 보상 기법, 다이오드 도통 감지 회로를 이용한 보상 기법, 룩업 (look up) 테이블을 이용한 보상 기법들이 연구되었다. 그러나 이러한 보상 기법들은 데드타임만 고려하였을 뿐 인버터의 비선형성은 고려하지 않았다.^{[3],[4]} 최근에 인버터의 비선형성 보상^[1], q축 외란 관측기를 이용한 보상 기법^[8] 등이 연구되었다. 외란 관측기를 이용한 보상 기법은^{[3],[8]} 데드타임과 인버터의 비선형성에 의한 외란을 동기 좌표계 상에서 추정하였다. 하지만, 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 파라미터 변화에 대한 영향을 고려하지 않았다.

본 논문에서는 IPMSM 드라이브에서 전류 기울기 정보를 이용하여 데드타임 및 인버터 비선형성 효과를 간단히 제거할 수 있는 새로운 기법을 제시한다. 동기 좌표계 상에서 외란을 추정하여 추정오차가 발생하게 되는 기존 방식과는 달리 변화가 급격하지 않은 (slowly-varying) 파라미터의 특징을 가지는 정지좌표계 상의 변수를 추정변수로 선정함으로써 추정 오차를 줄이도록 시도하였다. 데드타임 및 인버터의 비선형성에 의한 외란이 d축 전류나 전압에 주기적인 외란 효과를 발생하는 점을 고려하여 d축 전류의 기울기가 줄어드는 방향으로 이러한 외란 효과를 추정하도록 추정기가 설계된다. 이를 위해 측정된 전류로부터 일정 기간 동안의 데이터가 수집되어 d축 전류의 최대/최소 진폭의 크기와 기울기가 구해지며 이를 최소화하는 방향으로 정지좌표계 상의 데드타임 및 인버터 비선형성에 의한 외란 추정이 이루어진다. 전체 제어 시스템이 DSP TMS320F28335에 의해 구현되며 제안된 기법의 유용성이 시뮬레이션과 실험을 통해 입증된다.

2. IPMSM 모델링과 MRAC 전류제어

동기좌표계상에서 IPMSM의 고정자 전압 방정식은 다음과 같이 나타낸다.^[9]

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

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

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, ω_r 은 전기 각속도, λ_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 나타낸다.

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

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

식 (5)와 (6)에서 정의된 외란 f_q 와 f_d 는 상태변수가 아닌 파라미터 변화에 의해 제어 시스템에 작용하는 외란 성분이다. 이러한 외란을 보상하기 위한 MRAC 전류 제어 기법의 전압 명령은 다음과 같이 구해진다.

$$v_{qs}^* = u_{qs} + L_{do} \omega_r i_{ds} + \lambda_{mo} \omega_r + \hat{f}_q \quad (9)$$

$$v_{ds}^* = u_{ds} - L_{qo} \omega_r i_{qs} + \hat{f}_d \quad (10)$$

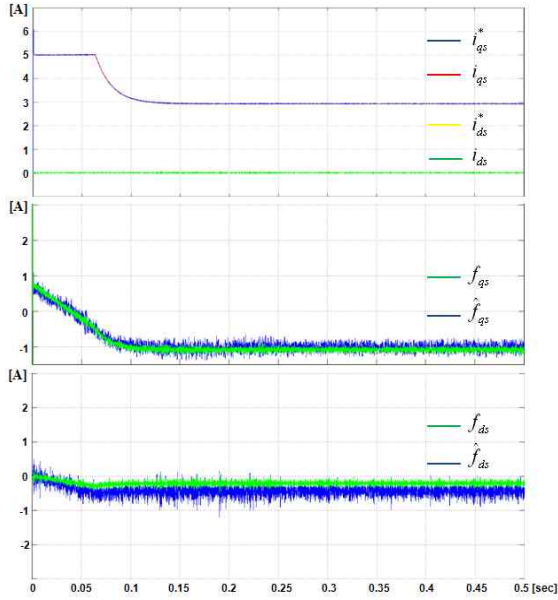
여기서 “*”는 명령 값을 나타내고, “^”은 추정치를 나타내며 u_{qs} , u_{ds} 는 다음과 같이 구해진다.

$$u_{qs} = R_{so} i_{qs} + (L_{qo}/T_s) \cdot (i_{qs}^* - i_{qs}) \quad (11)$$

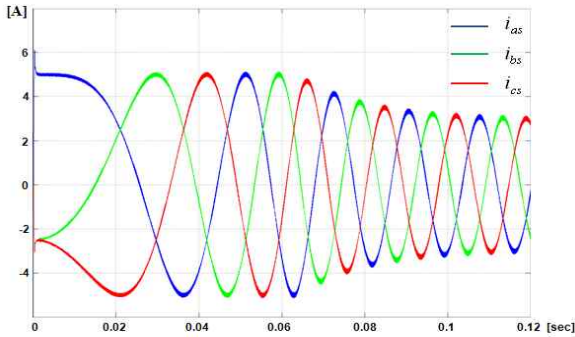
$$u_{ds} = R_{so} i_{ds} + (L_{do}/T_s) \cdot (i_{ds}^* - i_{ds}) \quad (12)$$

여기서 T_s 는 샘플링 주기이다. 식 (9)와 (10)의 전압 명령이 식 (7)과 (8)의 상태 방정식에 인가될 때 외란 오차를 포함한 다음의 상태 방정식을 얻을 수 있다.

$$\dot{i}_{qs} = -\frac{R_{so}}{L_{qo}} i_{qs} + \frac{1}{L_{qo}} u_{qs} - \frac{1}{L_{qo}} \Delta f_q \quad (13)$$



(a) i_{qs} and i_{ds} responses and estimation of f_q and f_d



(b) phase current responses

Fig. 1 Performance of MRAC-based current control under only the parameter variations

$$\dot{i}_{ds} = -\frac{R_{so}}{L_{do}} i_{ds} + \frac{1}{L_{do}} u_{ds} - \frac{1}{L_{do}} \Delta f_d \quad (14)$$

여기서 $\Delta f_q = f_q - \hat{f}_q$, $\Delta f_d = f_d - \hat{f}_d$ 이다. 식 (13)과 (14)에서 $\Delta f_q = 0$ 과 $\Delta f_d = 0$ 의 파라미터 매칭 조건을 이용하여 파라미터 변화가 없을 때의 동적 성능을 나타내면 다음과 같다.

$$\dot{x}_{1M} = -\frac{R_{so}}{L_{qo}} x_{1M} + \frac{1}{L_{qo}} u_{qs} \quad (15)$$

$$\dot{x}_{2M} = -\frac{R_{so}}{L_{do}} x_{2M} + \frac{1}{L_{do}} u_{ds} \quad (16)$$

식 (13)과 (14)의 가변 모델과 식 (15)와 (16)의 기준

모델의 오차를 $e_1 = i_{qs} - x_{1M}$ 및 $e_2 = i_{ds} - x_{2M}$ 으로 정의하면 오차 동특성을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\dot{e}_1 = -\frac{R_{so}}{L_{qo}} e_1 - \frac{1}{L_{qo}} \Delta f_q \quad (17)$$

$$\dot{e}_2 = -\frac{R_{so}}{L_{do}} e_2 - \frac{1}{L_{do}} \Delta f_d \quad (18)$$

오차 동특성 식 (17)과 (18)의 안정성을 입증하고 파라미터 추정 규칙을 유도하기 위해 Lyapunov 안정성 이론이 사용될 수 있다. Lyapunov 함수를 다음과 같이 가정하면

$$V = e^T P e + \frac{1}{k_2} (\Delta f_q)^2 + \frac{1}{k_2} (\Delta f_d)^2 \quad (19)$$

외란의 추정 규칙을 다음과 같이 유도 할 수 있다.^[10]

$$\hat{f}_q = (k_1 + k_2/s) \cdot (-e^T P \frac{1}{L_{qo}}) \quad (20)$$

$$\hat{f}_d = (k_1 + k_2/s) \cdot (-e^T P \frac{1}{L_{do}}) \quad (21)$$

여기서 $e = [e_1 \ e_2]^T$, k_1 과 k_2 는 각각 비례 이득과 적분 이득을 나타내며 P 는 symmetric positive definite matrix를 나타낸다. 그림 1은 파라미터 변화만 존재할 때의 MRAC 전류 제어 기법의 성능을 나타낸다.

3. 데드타임 및 인버터 비선형성 분석

인버터의 DC 링크 단락을 방지하기 위해 데드타임이 게이트 신호에 사용되며, 이 외에도 인버터에서는 한정된 소자의 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]}

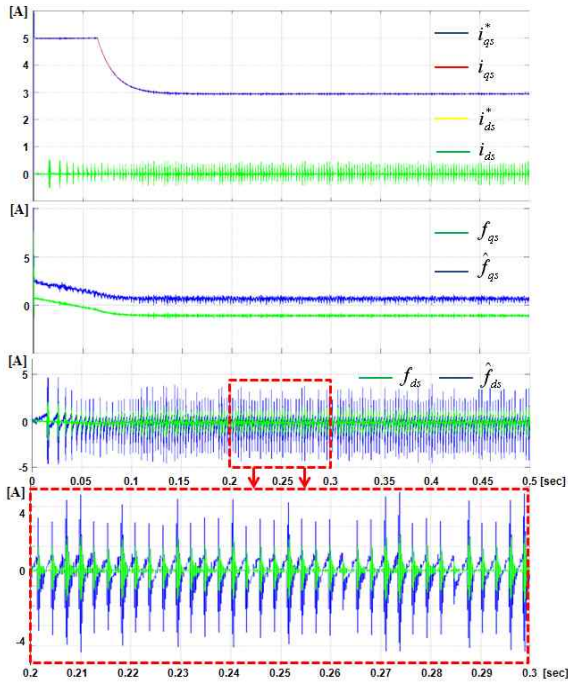
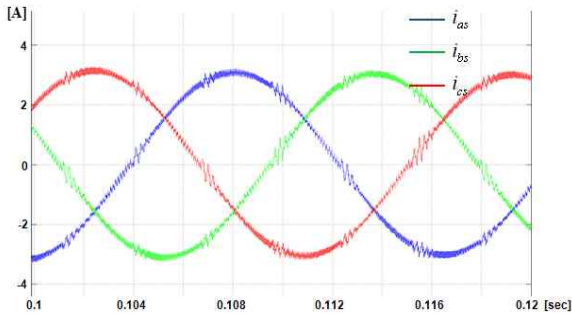
$$V_{a,dead} = V_{dead} \cdot \text{sgn}(i_{as}) \quad (22)$$

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

$$V_{c,dead} = V_{dead} \cdot \text{sgn}(i_{cs}) \quad (24)$$

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

$$V_{dead} = \frac{T_{dead} + T_{on} - T_{off}}{T_s} \cdot (V_{dc} - V_{sat} + V_d) + \frac{V_{sat} + V_d}{2} \quad (25)$$

(a) i_{qs} and i_{ds} responses and estimation of f_q and f_d 

(b) phase current responses

Fig. 2 Performance of MRAC-based current control under both the parameter variations and inverter dead time

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 강하를 나타낸다.

동기기준축 상에서의 외란 전압은 dq 변환을 통해 다음과 같이 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} V_{q,dead} \\ V_{d,dead} \end{bmatrix} = K_s(\theta_r) \begin{bmatrix} V_{a,dead} \\ V_{b,dead} \\ V_{c,dead} \end{bmatrix} \quad (26)$$

여기서 θ_r 은 전기각이며, K_s 는 다음과 같다.

$$K_s(\theta_r) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos\theta_r \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta_r \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (27)$$

외란 전압 $V_{q,dead}$ 와 $V_{d,dead}$ 는 기본파 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.

그림 2는 파라미터 변화와 데드타임 및 인버터 비선형성에 의한 외란이 동시에 존재할 때의 MRAC 전류 제어 성능을 보이고 있다. 그림 2(a)는 i_{qs} 와 i_{ds} 의 응답 및 f_q 와 f_d 를 추정된 시뮬레이션 결과이다. 그림 2(a)에서 f_d 의 $0.2 \leq t \leq 0.3$ 구간을 확대한 파형을 보면 f_d 에 작용하는 주기적인 외란 효과를 확인할 수 있으며 이로 인해 그림 2(b)와 같은 상전류 응답이 나타나게 된다. 이러한 결과로부터 기존의 전류 제어기법으로는 데드타임 및 인버터 비선형성에 의한 외란을 효과적으로 제거하기 어렵다는 것을 확인할 수 있다.

4. 전류 파형을 이용한 데드타임 보상 기법

데드타임과 인버터 비선형성에 의한 외란 전압은 동기 좌표계에서 6차 고조파 성분이 큰 주기적인 파형 특성이 있다. 따라서 동기 좌표계 상에서는 지속적으로 변화하는 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 제거하고자 한다.

그림 3은 제안된 데드타임 및 인버터 비선형성의 추정 방식을 나타낸다. 데드타임과 인버터 비선형성에 의한 외란을 추정하기 위해서는 시스템이 정상상태일 필요가 있다. Mode 0에서는 정상상태에 도달 하였는지를 다음과 같이 비교한다.

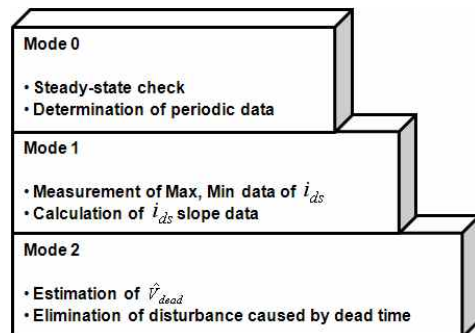


Fig. 3 Operating mode

$$|\omega_r - \omega_{r,prev}| \leq |0.01 \cdot \omega_{r,prev}| \quad (28)$$

시스템이 정상상태에 도달한 후 d축 전류 i_{ds} 의 최댓값과 최솟값을 측정하기 위한 주기 데이터 수를 결정한다.

Mode 1에서는 Mode 0에서 정해진 주기 내에서 d축 전류 i_{ds} 의 최댓값과 최솟값이 결정된다. 그림 1과 그림 2에서의 d축 전류 및 f_d 의 추정 응답을 비교해 보면 데드 타임과 인버터 비선형성의 존재로 인해 명백히 전류 리플과 \hat{f}_d 의 리플이 증가함을 확인할 수 있다. 이러한 특성은 삼각파 형태를 가지며 이는 정지좌표계 상의 V_{dead} 가 식 (26)의 변환관계에 의해 동기 좌표계의 d축에 삼각파 형태의 외란 전압으로 나타나기 때문이다. 이러한 d축 전류 리플의 기울기 특성을 최소화하는 방향으로 V_{dead} 가 추정 및 보상될 수 있는데 T 를 기본과 주기라 하면 데드타임과 인버터 비선형성 하에서 i_{ds} 는 $T/6$ 내에서 최댓값과 최솟값을 가지게 된다. 이 구간에서 측정된 i_{ds} 의 최댓값과 최솟값 데이터가 각각 Max_i 및 Min_i 로 구해지면 이 값은 스위칭 리플과 노이즈의 효과를 줄이기 위해 N 개 샘플에 대해 평균이 취해진 후 i_{ds} 의 기울기 변화를 구하는 데에 사용된다.

$$Avg_{Max,k} = \frac{\sum_{i=1}^N Max_i}{N}, \quad Avg_{Min,k} = \frac{\sum_{i=1}^N Min_i}{N} \quad (29)$$

$$Slope_k = \frac{Avg_{Max,k} - Avg_{Min,k}}{T/6} \quad (30)$$

여기서 $slope_k$ 는 k 번째 스텝에서의 i_{ds} 기울기의 크기를 나타낸다.

Mode 2에서는 i_{ds} 의 기울기 정보인 k 번째 스텝에서의 $slope_k$ 를 이용하여 PI 제어 기법을 통해 이를 최소화하는 방향으로 \hat{V}_{dead} 를 다음과 같이 추정한다.

$$\hat{V}_{dead} = (k_P + k_I/s) \cdot (0 - slope_k) \quad (31)$$

그림 4는 Mode 2에서 i_{ds} 기울기의 크기를 최소화하기 위해 기울기의 변화량을 이용해 \hat{V}_{dead} 을 추정하는 방법을 나타낸다. Off-line 기법의 보상 특성 시험에 의하면 \hat{V}_{dead} 이 V_{dead} 에 근접함에 따라 i_{ds} 기울기의 크기는 점차 줄어든다 추정이 V_{dead} 을 지나면서 i_{ds} 기울기의 크기가 다시 증가하는 특성이 나타난다. 이러한 특성을 이용하여 제안된 방법에서는 현재의 $slope_k$ 가 전 스텝에서의 $slope_{k-1}$ 보다 작아지는 한 식 (31)의 추정 알고리즘이 계속 동작하나 기울기의 최소점을 지나

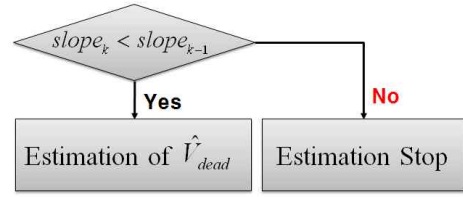


Fig. 4 Estimation of \hat{V}_{dead} in Mode 2

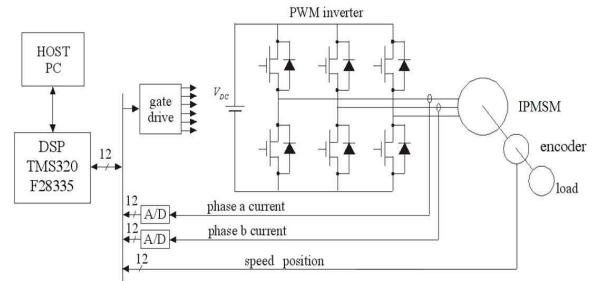


Fig. 5 Configuration of the experimental system

$slope_k$ 가 다시 증가하게 되면 식 (31)의 추정 알고리즘이 정지하고 추정치를 유지하도록 구현되었다.

추정된 \hat{V}_{dead} 과 식 (22)-(24)을 이용하여 $\hat{V}_{a,dead}$, $\hat{V}_{b,dead}$ 및 $\hat{V}_{c,dead}$ 가 구해지며 다시 식 (26)를 이용하여 $\hat{V}_{q,dead}$ 와 $\hat{V}_{d,dead}$ 가 구해져 식 (9)와 (10)의 전압 명령에 전향 보상 방식으로 보상된다.

5. 시뮬레이션 및 실험 결과

제안된 제어 기법의 구현을 위한 전체 시스템의 구성은 그림 5와 같다. 제어기로는 TI사의 DSP인 TMS320F28335가 사용되며^[11], 위치센서로는 3000 pulse 분해능의 IRT310-3000-325 엔코더가 사용된다. 샘플링 시간은 100[μsec]로 설정되고 인버터의 스위칭 주파수는 10[kHz]이다.

그림 6은 실험에 사용된 DSP 제어기, IPMSM 및 인버터로 구성된 전체 실험 시스템을 나타낸다. 실험에 사용된 IPMSM의 정격 및 파라미터는 표 1과 같다.

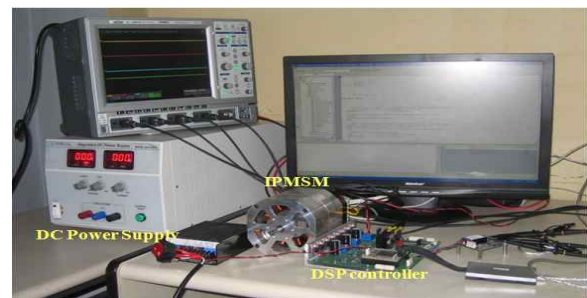


Fig. 6 Experimental system

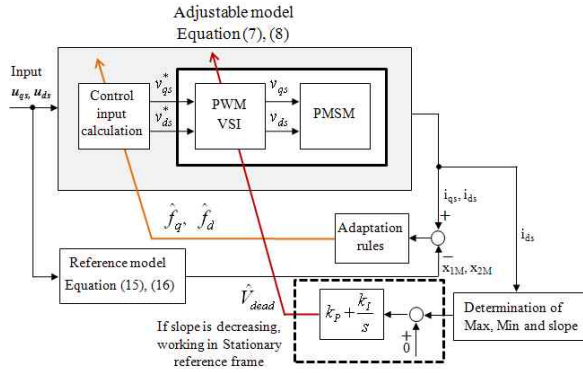


Fig. 7 Overall block diagram of the proposed scheme

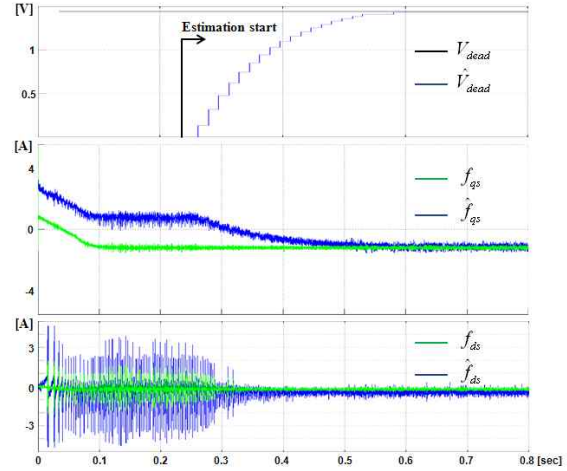
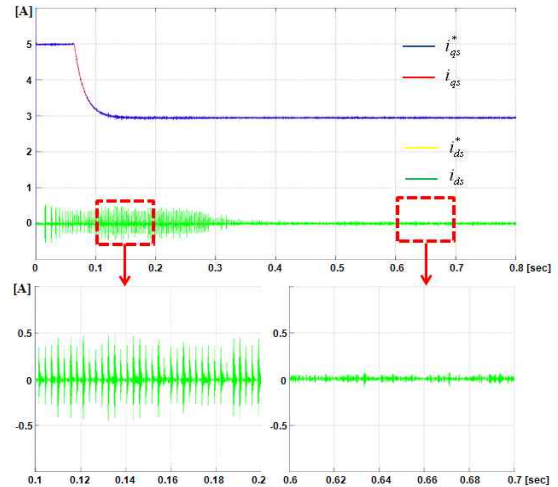
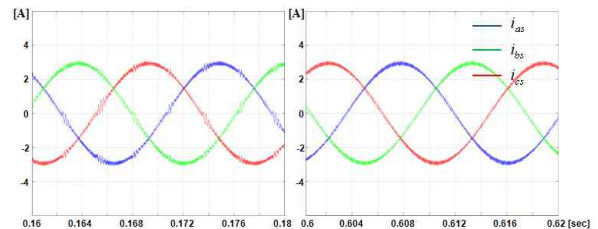
Table 1 Ratings and parameters of the IPMSM

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

제안된 데드타임 및 인버터 비선형성 제거 기법의 타당성을 입증하기 위해 시뮬레이션 및 실험 결과가 제시된다. 제안된 방식의 블록 다이어그램은 그림 7과 같다. 전체 구성에서 가변 모델은 데드타임과 인버터 비선형성 효과 및 파라미터 변화 효과를 모두 포함한 시스템 구성을 나타내며 기준 모델은 이들의 영향을 받지 않는 이상적인 상태를 의미한다. 파라미터 변화에 의한 외란은 두 모델의 차이를 이용하여 외란 \hat{f}_q 과 \hat{f}_d 이 추정되어 전향 보상된다. 데드타임과 인버터 비선형성에 의한 외란 효과는 추정 외란 \hat{f}_d 과 d축 전류 i_{ds} 에 나타나는 주기적인 파형 특성을 이용하여 이러한 효과가 줄어드는 방향으로 PI 제어를 통해 \hat{V}_{dead} 을 추정한다. 추정된 \hat{V}_{dead} 으로부터 dq 변환을 통해 $\hat{V}_{q,dead}$ 와 $\hat{V}_{d,dead}$ 가 구해지며 이는 식 (9)와 (10)의 전압 명령에 다시 전향 보상 방식으로 사용된다.

본 논문에서 실험에 사용한 IPMSM은 배터리 전원에서의 로봇 관절 구동용으로 동일 전력 용량의 기기에 비해 저압, 고전류 및 작은 고정자 저항과 인덕턴스의 특징을 갖는다. 이로 인해 정격전류에서 킬러턴스 토크 성분의 크기는 마그네틱 토크 대비 0.25% 정도이며 킬러턴스 토크에 의한 전체 토크의 증가분이 크지 않으므로 d축 전류 명령은 0으로 주어진다.

그림 8은 i_{ds} 의 기울기 변화를 이용해 데드타임과 인버터의 비선형성 효과를 추정하는 제안된 기법의 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 8(a)의 첫 번째 파형은 i_{ds} 의

(a) Estimation of V_{dead} , and \hat{f}_q and \hat{f}_d responses according to disturbance compensation(b) i_{qs} and i_{ds} responses according to disturbance compensation

(c) Comparison of phase current responses

Fig. 8 Performance of the proposed control scheme under both the parameter variations and inverter dead time

기울기 정보를 이용하여 \hat{V}_{dead} 을 추정한 그래프이다. 두 번째와 세 번째 파형은 V_{dead} 의 보상에 따른 \hat{f}_q 과 \hat{f}_d 의 응답을 나타낸다.

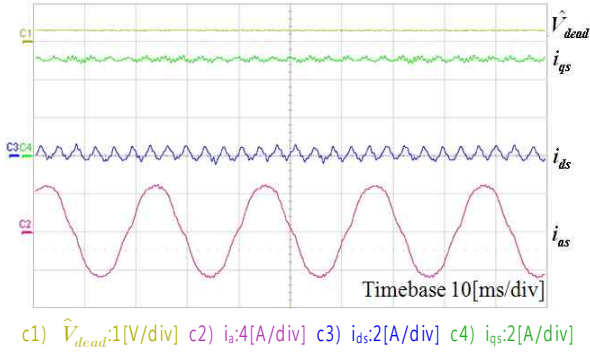


Fig. 9 Current responses when \hat{V}_{dead} reaches 0.2[V]

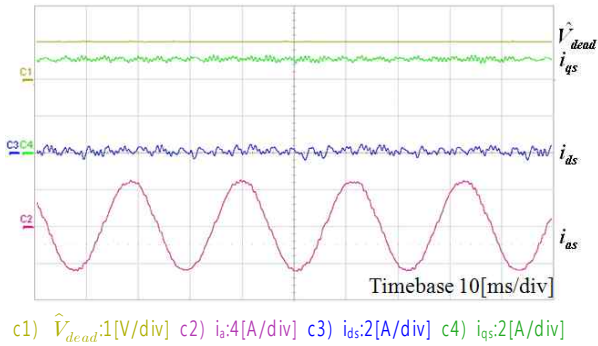


Fig. 10 Current responses when \hat{V}_{dead} reaches 1.0[V]

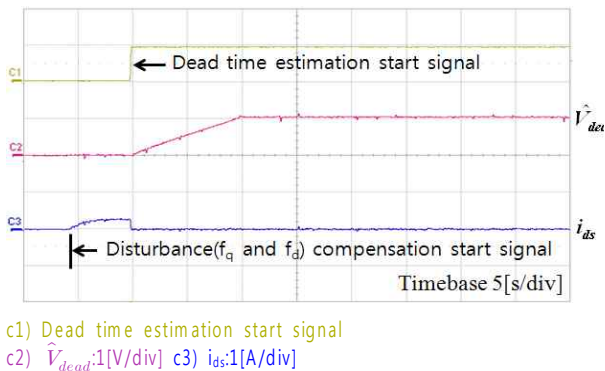
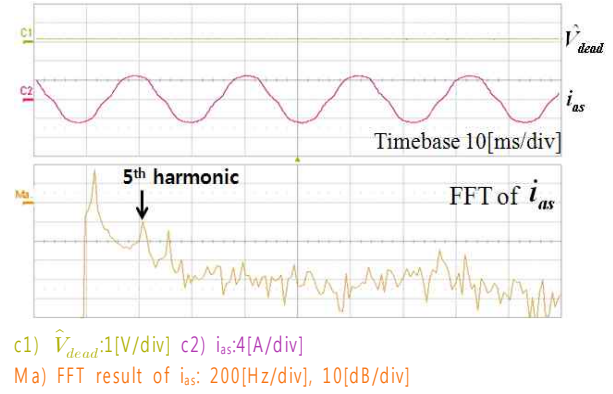
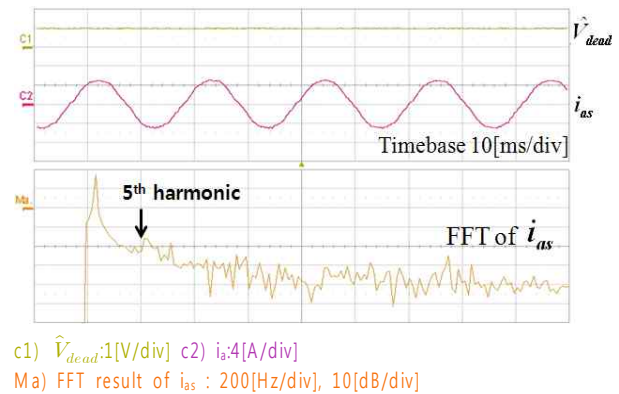


Fig. 11 Experimental result for the estimation of \hat{V}_{dead} through the waveform analysis of i_{ds}

그림 8(b)는 V_{dead} 의 추정과 보상에 따른 i_{qs} 와 i_{ds} 의 응답 변화를 나타내는 그래프이다. V_{dead} 의 추정 전인 $0.1 \leq t \leq 0.2$ 구간에서의 i_{ds} 의 확대 파형에서는 데드타임과 인버터의 비선형성 효과에 의한 전류 리플을 관찰할 수 있는 반면, 추정이 완료되는 $0.6 \leq t \leq 0.7$ 구간에서는 i_{ds} 에 전류 리플이 효과적으로 제거되었음을 확인할 수 있다. 그림 8(c)는 추정 전후의 상전류 응답 특성을 나타낸다. $0.16 \leq t \leq 0.18$ 구간에서는 상전류에 리플과 전류 오차가 나타남을 볼 수 있는 반면, $0.60 \leq t \leq 0.62$ 구간에서는 전류 오차 및 리플이 줄



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



(b) With compensation of $\hat{V}_{dead}=1[V]$

Fig. 12 Harmonic characteristics of phase current

어들을 확인할 수 있다.

그림 9와 10은 파라미터 변화와 데드타임 및 인버터 비선형성이 동시에 존재할 때 i_{ds} 의 기울기 변화를 이용해 V_{dead} 을 on-line으로 추정하고 보상한 제안된 방식의 실험 결과이다. q축과 d축 전류 명령은 각각 5[A]와 영으로 주어진다. 그림 9는 \hat{V}_{dead} 의 실시간 추정치가 0.2[V]에 이르렀을 때의 전류 응답을 나타내며 그림 10은 \hat{V}_{dead} 의 실시간 추정치가 1.0[V]에 도달하였을 때의 전류 응답 결과를 나타낸다.

그림 11은 i_{ds} 의 파형분석을 이용해 \hat{V}_{dead} 을 추정한 실험 결과이다. 우선, \hat{f}_q 과 \hat{f}_d 을 추정하기 위한 식 (20)와 (21)의 외란 추정 알고리즘이 시작되어 전류 파형이 정상상태에 이르면 데드타임 추정 시작 신호가 발생하여 \hat{V}_{dead} 을 추정하게 된다. \hat{V}_{dead} 의 추정 알고리즘은 i_{ds} 의 최댓값과 최솟값 데이터로부터 구한 기울기 정보가 최소점을 지날 때까지 이루어지며 최소점을 지나면 순간 식 (31)의 추정 알고리즘은 정지하고 추정치를 유지하게 된다.

그림 12는 a상전류의 고조파 특성을 비교하기 위해

FFT 분석을 이용한 결과를 나타낸다. \hat{V}_{dead} 의 보상 전후의 상전류에 포함된 5차 고조파 성분이 대략 10[dB] 정도 차이가 있음을 확인할 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 IPMSM 드라이브에서 전류 기울기 정보를 이용하여 데드타임 및 인버터 비선형성 효과를 간단히 제거할 수 있는 새로운 기법이 제안된다. 파라미터 변화에 의한 성분이나 데드타임 및 인버터의 비선형성에 의한 성분 모두 전체 시스템에 외란 전압의 형태로 나타나며 전류 응답에 영향을 준다. 특히 데드타임 및 인버터의 비선형성에 의한 외란 성분은 d축 전류나 전압에 주기적인 특성의 외란 효과를 발생하게 되며 이로 인해 동기 좌표계 상에서 외란을 추정하는 기존의 방식은 추정오차가 나타나게 된다. 이를 해결하기 위해 제안된 방식에서는 변화가 급격하지 않은 정지좌표계 상의 변수를 추정변수로 선정하였으며 파라미터 변화에 영향을 받지 않도록 하기 위해 d축 전류의 파형 정보를 이용해 데드타임 및 인버터 비선형성 효과를 추정하도록 추정기가 설계된다. 데드타임 및 인버터 비선형성에 의한 외란은 d축 전류 기울기의 크기가 최소화하는 방향으로 추정이 이루어진다. 전체 시스템이 DSP TMS320F28335를 이용해 구현되며 시뮬레이션과 실험을 통해 제안된 알고리즘의 타당성을 입증하였다. 부가적인 하드웨어 없이 제안된 기법은 파라미터 불확실성 하에서도 효과적으로 데드타임 및 인버터 비선형성 효과를 제거할 수 있으며 상전류의 5차 고조파 성분이 약 10[dB] 정도 줄어듦을 확인할 수 있다.

이 연구는 서울과학기술대학교 교내 학술연구비 지원으로 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] P. C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*. New York: McGraw-Hill, 1986.
- [10] K. H. Kim, "Model reference adaptive control-based adaptive current control scheme of a PM synchronous motor with an improved servo performance," *IET Electr. Power Appl.*, Vol. 3, No. 1, pp. 8-18, 2009.
- [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.



김명복(金明福)

1973년 10월 23일생. 1992년 경북대 전자공학과 졸업. 1996년 2월 KAIST 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 2010년 동 대학원 졸업(공박). 2005년~2010년 페어차일드반도체 선임연구원. 2010년~현재 한국생산기술연구원 동력부품연구그룹 선임연구원.



김경화(金庚和)

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