

# 파라미터 변화에 무관한 인버터 구동 PMSM의 데드타임 보상 기법

(Dead Time Compensation Scheme Independent of Parameter Variations in an Inverter-fed PMSM Drive)

김경화\*

(Kyeong-Hwa Kim)

## Abstract

A new dead time compensation scheme that can exactly estimate the dead time and inverter nonlinearity under parameter variations is proposed for a PWM inverter-fed PMSM drive. The proposed scheme uses the fact that the sixth harmonic component in total disturbance estimated under the presence of various uncertainties is mainly caused by the dead time and inverter nonlinearity. The total disturbance due to the parameter variations as well as the dead time and inverter nonlinearity is estimated by the adaptive scheme. The sixth harmonic component is extracted from this total disturbance through harmonic analysis. The obtained sixth harmonic is processed by the PI controller to estimate the disturbance caused by the dead time and inverter nonlinearity in the stationary reference frame. The effectiveness of the proposed scheme is verified. Without requiring an additional hardware, the proposed scheme can effectively compensate the dead time and inverter nonlinearity even under the parameter variations.

Key Words : Dead Time, Inverter Nonlinearity, Disturbance Estimation, Parameter Variation, PMSM

## 1. 서 론

PMSM 구동을 위한 PWM 인버터에서는 한 인버터 렉의 두 스위칭 소자가 동시에 도통하여 발생하는 DC 링크의 단락을 방지하기 위해 데드타임이 게이트 신호에 사용되며 이 구간 동안 두 스위칭 소자는 모두 턴 오프 된다. 이러한 데드타임은 인버터 출

력 전압을 왜곡시켜 전류 왜곡과 토크 맥동을 일으키는 원인이 된다[1-8]. 데드타임 이외에도 PWM 인버터에서는 전압 왜곡과 비선형 이득 특성을 주는 다양한 인버터 비선형성이 존재하며 이는 한정된 턴 온/턴오프 시간과 전압 강하 등 소자의 비이상적 특성이 그 원인이 된다. 데드타임 자체는 제어기에서 설정되는 값인 반면 스위칭 소자의 실제 특성은 정확히 측정되기 어렵고 심지어 온도, DC 링크 전압 및 전류와 같은 동작 조건에 따라 변하는 특성을 가진다[1]. 일반적으로 이러한 인버터 비선형성은 제어 성능에 직접적 영향을 끼치며 저속에서 보다 심한

\* 주저자 : 서울과학기술대학교 전기공학과 부교수  
Tel : 02-970-6406, Fax : 02-978-2754  
E-mail : k2h1@seoultech.ac.kr  
접수일자 : 2011년 2월 17일  
1차심사 : 2011년 2월 22일  
심사완료 : 2011년 3월 7일

것으로 알려져 있다.

데드타임 및 인버터 비선형성에 의한 문제를 해결하기 위해 여러 기법들이 연구되어 왔으며 초기의 시도는 주로 off-line 보상방법에 의존하고 있다[2]. 하지만 off-line 기법은 소자의 스위칭 시간과 전압 강하 등의 특성이 전류 레벨, 동작 주파수, DC 링크 전압 및 온도와 같은 동작 환경에 따라 변하기 때문에 이를 정확히 보상하는데 한계가 있다.

이와 같은 제한점을 극복하기 위해 on-line 기법들이 연구되어 왔으며[3-8], 이러한 시도로 룩업 테이블을 이용한 on-line 보상 기법[3] 및 다이오드 도통 감지 회로를 이용한 보상 방법[4] 등이 있다. 하지만 이러한 방법들은 부가적인 하드웨어 혹은 회로를 필요로 하는 단점이 있으며 데드타임만 고려되었을뿐 소자의 턴온/턴오프 시간과 전압 강하와 같은 인버터의 비선형성은 전혀 고려되지 않았다.

또 다른 on-line 기법으로 부가적인 하드웨어가 필요 없는 관측기를 사용한 보상 기법이 연구되었다[5]. 상세한 해석과 추정기의 설계를 통해 비교적 우수한 성능이 구해지지만 이 방법은 추정기가 시변 파라미터를 추정해야 하는 단점이 있다. 특히 데드타임 및 인버터 비선형성에 의한 외란 전압은 동기 좌표계에서 기본파 주파수의 6배 고조파 성분을 포함하고 있어 높은 주파수 성분으로 인해 고속에서 응답성이 저하되게 된다. 또한 고조파 노이즈를 차단하기 위해 사용한 저역 통과 필터에 의해서도 추정기의 추적 성능이 상당히 제한되게 된다.

최근에 연구된 on-line 보상 기법으로 일부 파라미터 불확실성 하에서의 인버터 비선형성 보상[1], 제어기의 적분기 출력을 이용한 보상[6], 쇄교 자속과 벡터 연산을 이용한 외란 추정 및 보상[7], 그리고  $q$  축 외란 관측기를 이용한 보상 기법[8] 등이 있다. 이러한 방법들은 외란 성분의 추정과 전향 보상이라는 점에서 유사성이 있으나 PMSM의 파라미터 변화 시의 추정 성능 및 영향이 전혀 고려되지 않았거나 일부 파라미터의 변화만 고려되었다. PMSM 제어 시스템에서는 파라미터 변화에 의한 성분과 인버터 비선형성에 의한 성분 모두 외란 전압으로 작용하므로

PMSM의 모든 파라미터 변화 시에도 인버터 비선형성을 정확히 추정하여 보상해야 할 필요성이 있다. 또한 데드타임과 인버터 비선형성은 본질적으로 상전류에 영향을 주는 정지좌표계에 작용하는 외란 성분으로 정지좌표계 상에서 전류 제어 주기에 비해 변화가 급격하지 않은 slowly-varying 파라미터의 특징을 갖는다. 하지만 많은 기존의 방법은 제어기가 설계되는 동기 좌표계 상에서 이를 추정하고 보상하려는 시도를 하였으며 이는 데드타임 추정을 더 어렵게 하는 원인이 된다.

본 논문에서는 파라미터 변화에 전혀 영향을 받지 않는 인버터 구동 PMSM의 새로운 데드타임 보상 기법이 제시된다. 기존의 MRAC 전류 제어 기법을 토대로 파라미터 변화 시에도 데드타임 및 인버터의 비선형성을 정확히 추정할 수 있는 기법이 제안된다. 일반적으로 파라미터의 변화에 의한 성분이나 데드타임 및 인버터의 비선형성에 의한 성분 모두 외란 전압의 형태로 나타나기 때문에 관측기나 추정기 방식으로는 이를 구분해내기 어렵다. 더구나 데드타임 및 인버터의 비선형성에 의한 외란 성분은 동기 좌표계에서 6차 고조파 성분으로 나타나 이를 추정오차 혹은 위상지연 없이 정확히 추정하기가 쉽지 않다. 이를 해결하기 위해 제안된 방식에서는 파라미터 변화와 인버터 비선형성이 동시에 존재할 때 MRAC 기법으로 추정된 외란이 두 효과를 모두 포함하더라도 6차 고조파 성분은 데드타임 및 인버터 비선형성 특성에 의해서 나타난다는 사실을 이용하여 추정된 외란 성분에서 고조파 해석을 통해 6차 고조파를 직접 추출하는 방식을 사용한다. 또한 추정치에 위상지연과 같은 오차가 발생한다 하더라도 이러한 성분 역시 6차 고조파 성분에 대한 정보를 포함하고 있으며 고조파 해석을 통해 구해진 6차 고조파 성분이 정지좌표계 상에서 외란을 추정하도록 하여 데드타임 및 인버터 비선형성에 대한 보상이 정확히 이루어질 수 있다.

## 2. PMSM 모델링

동기 좌표계 상에서 PMSM(Permanent Magnet

Synchronous Motor)의 고정자 전압 방정식은 다음과 같다[10].

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

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

여기서  $v_{qs}$ 와  $v_{ds}$ 는 각각 q축과 d축 전압,  $i_{qs}$ 와  $i_{ds}$ 는 각각 q축과 d축 전류,  $R_s$ 는 고정자 저항,  $L_s$ 는 고정자 인덕턴스,  $\omega_r$ 은 전기 각속도 및  $\lambda_m$ 은 쇄교 자속을 나타낸다. nominal 값을 사용하여 식 (1)과 (2)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{qs} = R_{s0} i_{qs} + L_{s0} \dot{i}_{qs} + L_{s0} \omega_r i_{ds} + \lambda_{m0} \omega_r + f_{qs} \quad (3)$$

$$v_{ds} = R_{s0} i_{ds} + L_{s0} \dot{i}_{ds} - L_{s0} \omega_r i_{qs} + f_{ds} \quad (4)$$

여기서  $f_{qs}$ 와  $f_{ds}$ 는 파라미터 변화에 의한 외란 성분을 나타내며 다음과 같이 표현된다.

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

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

여기서  $\Delta R_s = R_s - R_{s0}$ ,  $\Delta L_s = L_s - L_{s0}$

$\Delta \lambda_m = \lambda_m - \lambda_{m0}$ 이며 첨자 “o”는 nominal 값을 나타낸다. 식 (3)과 (4)로부터 PMSM의 상태 방정식을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{v}_s + \mathbf{d} - \mathbf{B}\mathbf{f}_s \quad (7)$$

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

$\mathbf{f}_s = [f_{qs} \ f_{ds}]^T$ ,  $\mathbf{d} = [-(\lambda_{m0}/L_{s0})\omega_r \ 0]^T$

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{s0}}{L_{s0}} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{R_{s0}}{L_{s0}} \end{pmatrix}, \mathbf{B} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_{s0}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{s0}} \end{pmatrix}$$

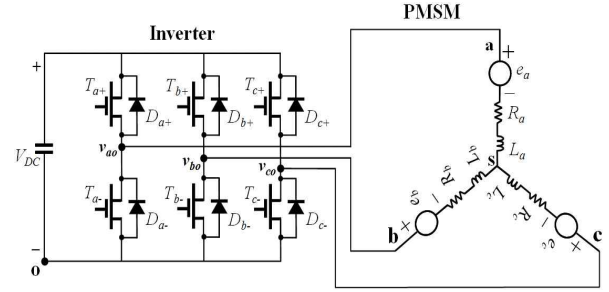


그림 1. PWM 인버터  
Fig. 1. PWM inverter

### 3. 데드타임 효과

그림 1은 PWM 인버터를 나타낸다. 인버터의 한 렉에 있는 두 스위칭 소자의 동시 도통으로 인한 소자 파괴를 방지하기 위해 데드타임이 사용되며 이 구간 동안 한 렉의 두 소자는 모두 턴오프 된다. 결과적인 인버터 출력전압은 상전류의 방향에 따른 상측 혹은 하측 다이오드의 도통에 의존하게 된다.

데드타임 효과에 대한 해석은 여러 문헌에 잘 나타나 있으며[1,5-6], 이를 이용하여 a상의 데드타임에 의한 외란 전압을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{a,dead} = V_{dead} \cdot sgn(i_{as}) \quad (8)$$

여기서  $sgn(\cdot)$ 은 부호 함수이며  $V_{dead}$ 는 스위칭 소자의 턴온, 턴오프 시간 및 전압 강화를 고려하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V_{dead} = \frac{T_{dead} + T_{on} - T_{off}}{T_s} \cdot (V_{dc} - V_{sat} + V_d) + \frac{V_{sat} + V_d}{2} \quad (9)$$

여기서  $T_s$ 는 PWM 주기,  $T_{dead}$ 는 데드타임,  $T_{on}$ 과  $T_{off}$ 는 각각 스위칭 소자의 턴온 및 턴오프 시간,  $V_{dc}$ 는 DC 링크 전압,  $V_{sat}$ 과  $V_d$ 는 각각 소자의 포화전압 강하 및 다이오드의 전압 강하를 나타낸다. 유사한 방법으로 b상과 c상에서의 데드타임에 의한 외란 전압을 다음과 같이 구할 수 있다.

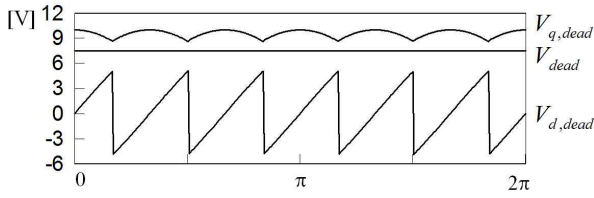


그림 2.  $V_{dead}=7.5[V]$ 일 때 데드타임 효과에 의한 동기 기준축 외란 전압

Fig. 2. Disturbance voltages due to the dead-time effect in synchronous reference frame at  $V_{dead}=7.5[V]$

$$V_{b,dead} = V_{dead} \cdot \text{sgn}(i_{bs}) \tag{10}$$

$$V_{c,dead} = V_{dead} \cdot \text{sgn}(i_{cs}) \tag{11}$$

데드타임에 의한 동기 기준축의 외란 전압은 dq 변환을 통해 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_{qs,dead} \\ V_{ds,dead} \end{bmatrix} = \mathbf{K}_s(\theta_r) \begin{bmatrix} V_{as,dead} \\ V_{bs,dead} \\ V_{cs,dead} \end{bmatrix} \tag{12}$$

여기서  $\theta_r$ 은 전기각이며  $\mathbf{K}_s$ 는 다음과 같다.

$$\mathbf{K}_s(\theta_r) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\theta_r & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \tag{13}$$

그림 2는  $V_{dead}=7.5[V]$ 일 때 데드타임 및 인버터 비선형성에 의한 동기 기준축 상에서의 외란 전압을 나타낸다. 식 (9)에서와 같이  $V_{dead}$ 는 여러 가지 요소에 의해 결정되며 이 중  $T_s$ ,  $T_{dead}$  및  $V_{dc}$  등은 제어기 및 인버터에서 설정되는 고정된 값인 반면  $T_{on}$ ,  $T_{off}$ ,  $V_{sat}$  및  $V_d$  등은 동작 조건에 따라 값이 변하는 파라미터이다. 하지만 이들 파라미터는 시간에 대해 매우 급격하게 변하는 파라미터는 아니므로 외란 전압  $V_{dead}$ 는 전류 제어 주기에 비해 변화가 급격하지 않은 slowly-varying 파라미터의 특징을 갖는다. 반면 식 (12)에 의해 구해지는 동기 기준축 상의 외란 전압  $V_{qs,dead}$ 와  $V_{ds,dead}$ 는 기본파 주파수의 6배 고조파를

포함하는 주기적인 파형 특성을 가지며 q축과 d축 전류 응답에 직접적인 영향을 준다. 많은 연구들이 동기 기준축 외란을 직접 on-line으로 추정하는 방법을 다루었으나 이 전압 성분은 시간에 대해 지속적으로 변화하는 주기 파형으로 이를 정확히 추정 하는 데에는 한계가 있게 된다.

#### 4. MRAC 전류 제어

PMSM의 파라미터 변화 시  $f_{qs}$ 와  $f_{ds}$ 는 제어 모델에 외란으로 작용하며 이러한 외란의 영향을 줄이기 위해 외란 추정을 통한 MRAC 전류 제어가 설계 되었으며 전압 명령은 다음과 같이 계산된다[9].

$$v_{qs}^* = u_{qs} + L_{so}\omega_r i_{ds} + \lambda_{mo}\omega_r + \hat{f}_{qs} \tag{14}$$

$$v_{ds}^* = u_{ds} - L_{so}\omega_r i_{qs} + \hat{f}_{ds} \tag{15}$$

여기서 “\*”는 명령 값, “^”은 추정치를 나타내며  $u_{qs}$ 와  $u_{ds}$ 는 다음과 같다.

$$u_{qs} = R_{so}i_{qs} + (L_{so}/T) \cdot (i_{qs}^* - i_{qs}) \tag{16}$$

$$u_{ds} = R_{so}i_{ds} + (L_{so}/T) \cdot (i_{ds}^* - i_{ds}) \tag{17}$$

식 (14)~(15)의 전압 명령이 식 (7)의 상태 방정식에 인가되는 경우 PMSM의 상태 방정식은 외란 오차를 포함한 다음의 모델로 변환된다.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1\mathbf{x} + \mathbf{B}u_s - \mathbf{B}_1 \cdot \Delta f_{qs} - \mathbf{B}_2 \cdot \Delta f_{ds} \tag{18}$$

$$\text{여기서 } u_s = [u_{qs} \ u_{ds}]^T$$

$$\Delta f_{qs} = f_{qs} - \hat{f}_{qs}, \Delta f_{ds} = f_{ds} - \hat{f}_{ds}$$

MRAC 기법으로 파라미터를 추정하기 위한 가변 모델로는 식 (18)이 사용되며 기준 모델은 식 (18)에서 파라미터 매칭 조건 ( $\Delta f_{qs}=0$ 과  $\Delta f_{ds}=0$ )을 이용하여 다음과 같이 구한다.

$$\dot{\mathbf{x}}_M = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_M + \mathbf{B} u_s \quad (19)$$

여기서  $\mathbf{x}_M = [x_{1M} \ x_{2M}]^T$ 이다. 이 기준 모델은 시스템 파라미터의 변화가 없을 때 전류의 원하는 동적 성능을 나타낸다. 가변 모델과 기준 모델의 오차를  $\mathbf{e} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_M$ 으로 정의하면 식 (18)과 (19)로부터 다음의 오차 동특성을 구할 수 있다.

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{e} - \mathbf{B}_1 \cdot \Delta f_{qs} - \mathbf{B}_2 \cdot \Delta f_{ds} \quad (20)$$

시스템의 점근 안정성과 파라미터 수렴 입증을 위한 Lyapunov 함수를 다음과 같이 선정함으로써

$$V = \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + (\Delta f_{qs})^2 / k_2 + (\Delta f_{ds})^2 / k_2 \quad (21)$$

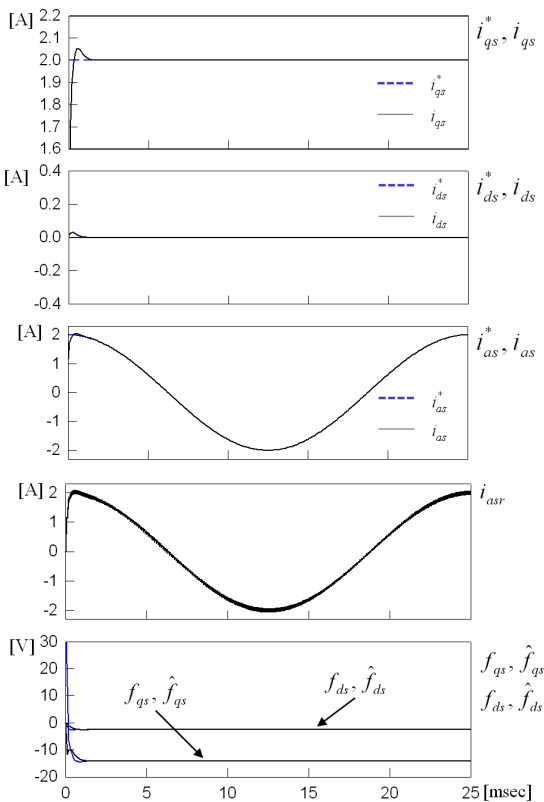


그림 3. 파라미터 변화만 존재할 때의 MRAC 전류 제어 성능(1,200[rpm])

Fig. 3. Performance of MRAC current control under only the parameter variations (1,200[rpm])

외란 추정을 위한 적응 규칙이 다음과 같이 유도된다.

$$\hat{f}_{qs} = (k_1 + k_2/s) \cdot (-\mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B}_1) \quad (22)$$

$$\hat{f}_{ds} = (k_1 + k_2/s) \cdot (-\mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B}_2) \quad (23)$$

여기서  $k_1$ 과  $k_2$ 는 각각 비례 및 적분 이득을 나타낸다. 식 (20), (22) 및 (23)를 이용하면 식 (21)의 미분은  $\dot{V} = -\mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e} \leq 0$ 이 되어 점근 안정성이 입증된다[11].

### 5. 데드타임 보상 기법

3절의 해석과 같이 동기 기준축 상에서 데드타임과 인버터 비선형성에 의한 외란  $V_{qs,dead}$ 와  $V_{ds,dead}$ 는 6차 고조파 성분이 큰 주기적인 파형 특성을 가지게 된다. 많은 연구들이 이 외란을 직접 동기 기준축 상에서 on-line으로 추정하는 방법을 다루었으나 추정기가 지속적으로 변하는 주기 파형을 추종해야 하는 어려움이 있다. 반면 정지 좌표계 상의 외란인  $V_{dead}$ 는 미지의 가변특성을 가지나 변화가 급격하지 않은 slowly-varying 파라미터로의 특징을 갖는다. 따라서 본 논문에서는  $V_{dead}$ 를 추정하고 추정치와 좌표변환을 통해 dq축 외란 전압을 계산하여 보상하는 방식을 사용함으로써 기존의 시변 파라미터를 추적하는 관측기 방식의 성능을 개선하고자 한다.

일반적으로, 파라미터의 변화에 의한 성분이나 데드타임 및 인버터의 비선형성에 의한 성분 모두 외란 전압의 형태로 나타나기 때문에 일반적인 관측기나 추정기 방식으로는 이를 구분해내기 어렵다. 기존에 연구된 MRAC 전류 제어 기법은 파라미터 변화에 의한 외란 성분은 효과적으로 보상할 수 있으나 주기적인 외란으로 작용하는 데드타임과 인버터의 비선형성을 보상하는 데에는 한계를 가진다. 그림 3은 파라미터 변화만 존재할 때의 MRAC 전류 제어기의 성능을 나타낸다. q축과 d축 전류 명령은 각각 2[A]와 영이며 동작 속도는 1,200[rpm]이다. PMSM의 파라미터 변화로  $\Delta \lambda_m = -0.5 \lambda_{m0}$ ,  $\Delta L_s = 1 L_{s0}$  및  $\Delta R_s = 1 R_{s0}$

이 사용되었다. 식 (22)와 (23)에 의해 추정된 외란이 효과적으로 보상되어 이상적인 제어 성능을 나타냄을 확인할 수 있다.

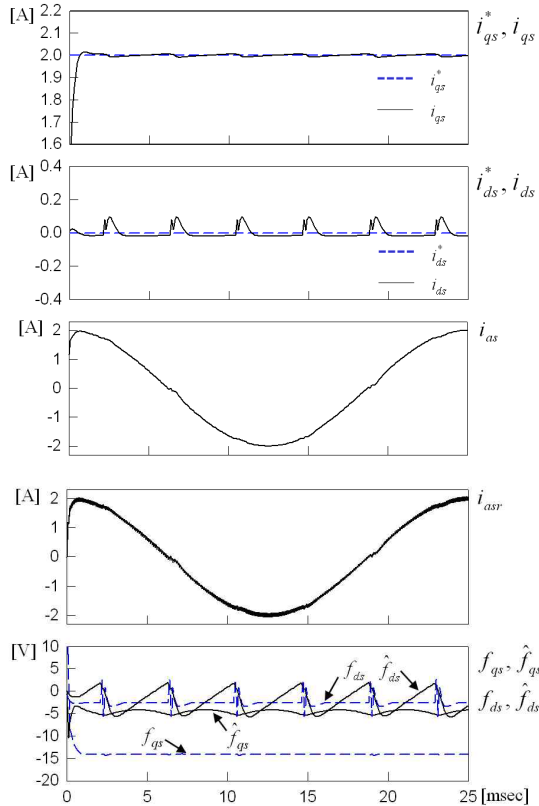


그림 4. 파라미터 변화와 데드 타임이 존재할 때의 MRAC 전류 제어 성능(1,200[rpm])  
 Fig. 4. Performance of MRAC current control under both the parameter variations and inverter dead time(1,200[rpm])

그림 4는 파라미터 변화와 데드 타임 및 인버터의 비선형성이 동시에 존재할 때의 MRAC 전류 제어기의 성능을 나타낸다. 그림 3과 동일한 파라미터 변화가 고려되었으며 데드타임 및 인버터의 비선형성으로  $V_{dead}=7.5[V]$ 가 사용되었다. 데드타임과 인버터 비선형성 효과로 인해 그림 2와 같은 주기적인 외란 전압이 파라미터 변화와 함께 dq축에 작용하며 이는 MRAC 기법에 의해 보상되기 어려워 q축, d축 및 상 전류에 6차 고조파 성분의 리플이 나타남을 볼 수 있다. 또한 그림 3에서는 추정치  $\hat{f}_{qs}$ ,  $\hat{f}_{ds}$  이 파라미터 변

화에 의한 외란  $f_{qs}$ ,  $f_{ds}$ 에 수렴하는 반면 그림 4에서는 데드타임과 인버터의 비선형성 특성에 의해 차이가 일어남을 확인할 수 있다. 이상의 결과를 통해 6차 고조파 성분을 함유하고 지속적으로 변화하는 외란 성분을 동기 좌표계 상에서 직접 보상하기는 어렵다는 것을 확인할 수 있다.

그림 4에서의 추정치  $\hat{f}_{qs}$ 와  $\hat{f}_{ds}$ 가 실시간으로 데드 타임과 인버터 비선형성에 의한 외란을 추정하기는 어렵다 하더라도 과형의 주파수 정보는 이 외란의 효과를 정확히 포함하고 있다. 일반적으로 파라미터 변화에 의한 외란 성분은 고조파를 포함하지 않게 되므로 고조파 분석을 통해 6차 고조파 성분을 계산함으로써 데드타임과 인버터 비선형성에 의한 외란을 추정할 수 있다.  $\hat{f}_{qs}$ 와  $\hat{f}_{ds}$  중 특히  $\hat{f}_{ds}$ 가  $V_{ds,dead}$ 에 의한 더 큰 6차 고조파 성분을 가지고 있어 고조파 분석에 더 적합하다.

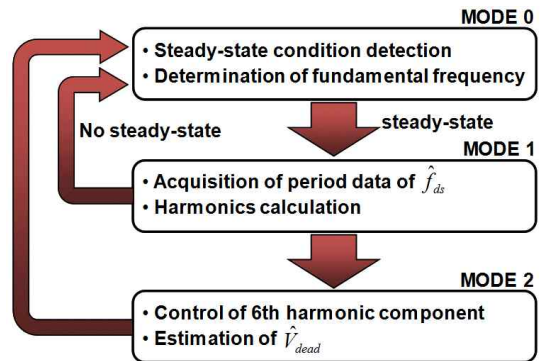


그림 5. 동작 모드  
 Fig. 5. Operating mode

그림 5는 제안된 방식의 동작모드를 나타낸다.  $\hat{f}_{ds}$ 에 포함되어 있는 6차 고조파를 계산하기 위해서는 시스템이 정상상태일 필요가 있다. 모드 0에서는 시스템이 정상상태에 도달하였는지 여부를 현재 속도와 시스템의 속도를 이용하여 다음과 같이 조사한다.

$$|\omega_r - \omega_{r,prev}| \leq |0.01 \cdot \omega_{r,prev}| \quad (24)$$

정상상태 조건 만족 시 속도 정보로부터 고조파 해석을 위한 기본과 주파수와 주기 데이터 수를 결정하

고 모드 1로 전환한다.

모드 1에서는  $\hat{f}_{ds}$ 의 주기 데이터 수집과 고조파 해석이 이루어진다. 데드타임과 인버터 비선형성에 의한 외란을 추정하기 위해 6차 고조파 성분이 다음의 푸리에 급수를 이용하여 계산된다.

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_0 t - \theta_n) \quad (25)$$

$$\text{여기서 } A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \theta_n = \tan^{-1}(b_n/a_n)$$

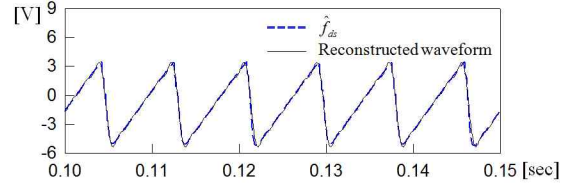
$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos(k\omega_0 t) dt \quad (26)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \sin(k\omega_0 t) dt \quad (27)$$

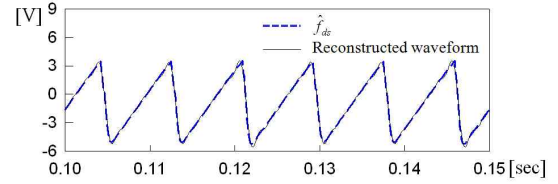
$$\omega_o = \omega_r, T = 2\pi/\omega_o$$

이며  $T$ 는 주기이다. 그림 6은 고조파 해석의 타당성을 보이기 위해  $\hat{f}_{ds}$ 와 구해진 고조파 데이터를 이용해 합성된 파형을 보여준다.  $\hat{f}_{ds}$ 의 주요한 고조파는 6의 배수 고조파가 되는데 그림 6 (a)에서는 평균치와 6차, 12차, 18차, 24차 및 30차 등 6의 배수 고조파만을 이용하여 합성된 파형이고 그림 6 (b)에서는 평균치와 1차에서 30차까지의 고조파 모두를 이용해 합성된 파형이다. 어느 경우든 합성된 파형이  $\hat{f}_{ds}$ 와 거의 일치하여 고조파 해석이 타당성 있게 수행되었음을 확인할 수 있으며 또한  $\hat{f}_{ds}$ 의 주요 고조파가 6의 배수로 나타남을 알 수 있다. 데드타임과 인버터 비선형성에 의한 외란 추정을 위해  $a_6$ 과  $b_6$ 이 계산될 필요가 있으며 이를 이용해  $A_6$ 과  $\theta_6$ 이 계산된다.

모드 1에서 고조파 해석이 완료되면 모드 2로 전환되어 데드타임과 인버터 비선형성에 의한 외란 성분이 추정된다.  $h_{\hat{f}_{d6}}$ 을  $\hat{f}_{ds}$ 가 포함하는 6차 고조파 성분의 크기로 정의하면 외란 추정은 6차 고조파의 크기를 PI 제어를 통해 영으로 유지하도록  $\hat{V}_{dead}$ 를 생성하는 방식으로 다음과 같이 이루어진다.



(a) 평균치, 6차, 12차, 18차, 24차 및 30차 고조파를 이용한 합성



(b) 평균치 및 1차에서 30차 고조파를 모두 이용한 합성

그림 6. d축 외란 전압 추정치와 고조파 데이터를 이용해 합성된 파형

Fig. 6. Estimated d-axis disturbance voltage and reconstructed waveform from harmonic data

$$\hat{V}_{dead} = \left( k_p + \frac{k_I}{s} \right) \cdot (0 - h_{\hat{f}_{d6}}) \quad (28)$$

여기서  $k_p$ 와  $k_I$ 는 각각 추정기의 비례 및 적분 이득을 나타낸다. 이때, 추정주기는  $\hat{f}_{ds}$ 의 1 주기 데이터 수집이 끝나야 하므로  $T = 2\pi/\omega_o$ 가 된다.  $\hat{V}_{dead}$ 의 추정치를 이용하여 각 상에서의 외란 전압은 다음과 같이 구해질 수 있다.

$$\hat{V}_{a,dead} = \hat{V}_{dead} \cdot \text{sgn}(i_{as}) \quad (29)$$

$$\hat{V}_{b,dead} = \hat{V}_{dead} \cdot \text{sgn}(i_{bs}) \quad (30)$$

$$\hat{V}_{c,dead} = \hat{V}_{dead} \cdot \text{sgn}(i_{cs}) \quad (31)$$

식 (29)~(31)을 사용하여 동기 기준축에서의 외란 전압은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_{qs,dead} \\ \hat{V}_{ds,dead} \end{bmatrix} = \mathbf{K}_s(\theta_r) \begin{bmatrix} \hat{V}_{as,dead} \\ \hat{V}_{bs,dead} \\ \hat{V}_{cs,dead} \end{bmatrix} \quad (32)$$



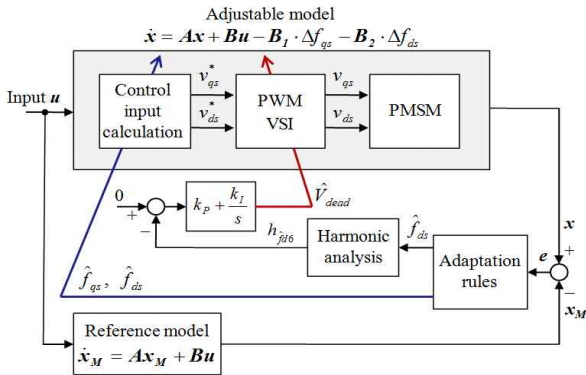


그림 7. 제안된 방식의 전체 블록 다이어그램  
Fig. 7. Overall block diagram of the proposed scheme

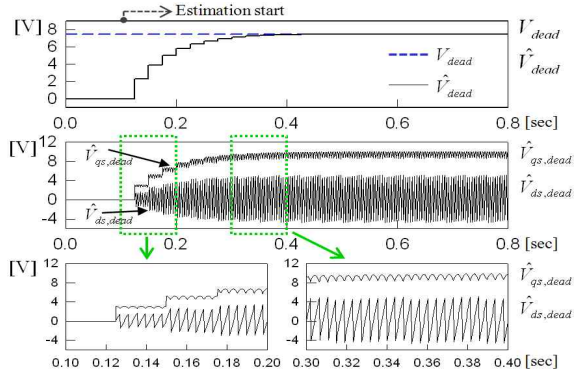
식 (32)의 외란 전압은 식 (14)와 (15)에 전향보상으로 더해져 다음과 같이 전압명령이 생성된다.

$$v_{qs}^* = u_{qs} + L_{s0}\omega_r i_{ds} + \lambda_{m0}\omega_r + \hat{f}_{qs} + \hat{V}_{qs,dead} \quad (33)$$

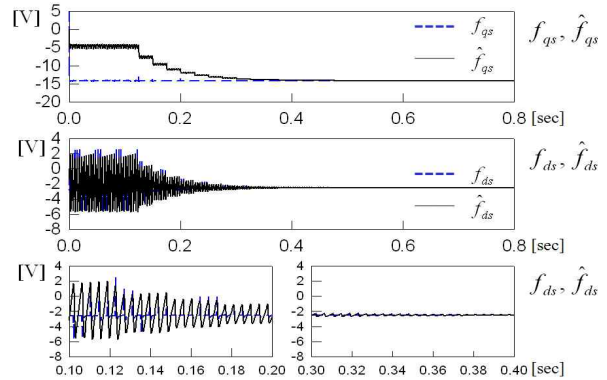
$$v_{ds}^* = u_{ds} - L_{s0}\omega_r i_{qs} + \hat{f}_{ds} + \hat{V}_{ds,dead} \quad (34)$$

## 6. 시뮬레이션 결과

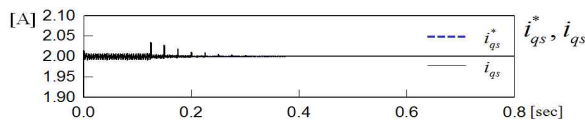
제안된 데드타임 보상 기법의 타당성을 입증하기 위해 시뮬레이션 결과가 제시된다. 제안된 방식의 구성



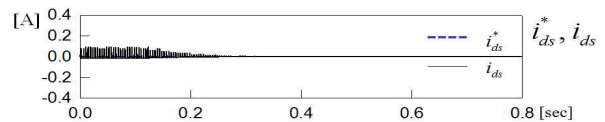
(a) 데드타임에 의한 외란 추정



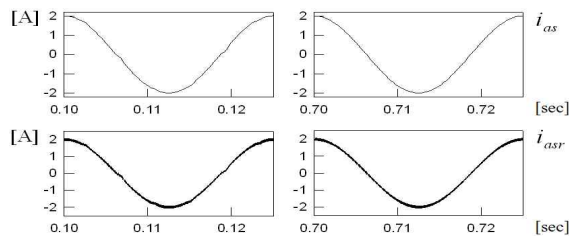
(b) 파라미터 변화에 의한 외란 전압 추정



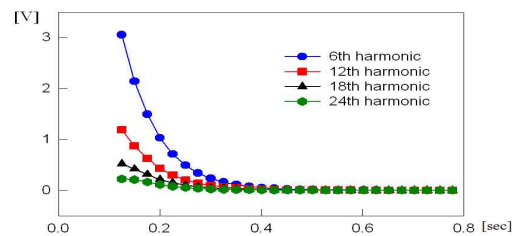
(c) q축 전류 응답



(d) d축 전류 응답



(e) 상전류 응답



(f) 고조파 변화

그림 8. 파라미터 변화와 데드타임이 존재할 때 제안된 방식의 전류 제어 성능(1,200[rpm])

Fig. 8. Performance of the proposed control scheme under both the parameter variations and inverter dead time (1,200[rpm])



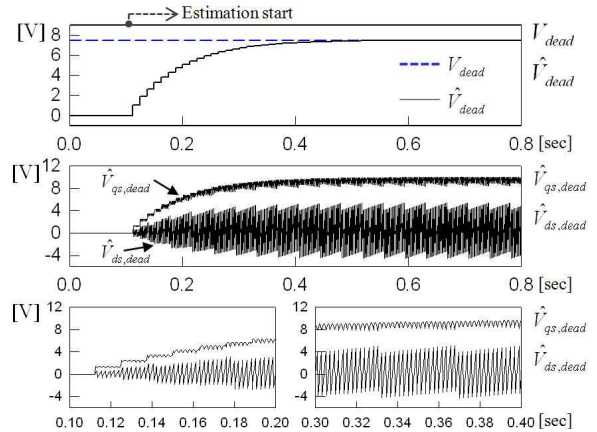
은 그림 7과 같다. 그림에서 가장 큰 음영 영역이 제어기, 인버터 및 PMSM으로 구성된 가변 모델이며 가변 모델과 기준 모델의 차이를 이용하여 파라미터 변화에 의한 외란  $\hat{f}_{qs}$  와  $\hat{f}_{ds}$  가 추정된다.  $\hat{f}_{ds}$  는 다시 고조파 해석을 통해 데드타임과 인버터 비선형성에 의한 외란  $\hat{V}_{dead}$  을 추정하는데 사용된다. 구해진 각각의 추정 성분은 제어기와 인버터에 의해 보상되도록 처리된다. 샘플링 시간은 100[μsec]로 설정되고 PMSM은 10[kHz] 스위칭 주파수의 PWM 인버터로 구동된다. 전압 명령은 공간 벡터 PWM 기법을 통해 PMSM에 인가된다[12]. PMSM의 정격 및 파라미터는 표 1에 나타나 있다.

표 1. PMSM의 정격  
Table 1. Specifications of a PMSM

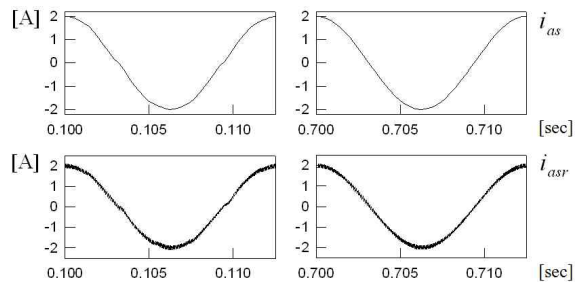
정격 용량	400[W]	정격 속도	3,000[rpm]
정격 토크	1.274[Nm]	극 수	4
쇄교 자속	0.16[Wb]	고정자 저항	3.0[Ω]
인덕턴스	5[mH]		

그림 8은 파라미터 변화와 데드타임이 동시에 존재할 때 제안된 방식의 전류 제어 성능으로 그림 4와 동일한 속도, 파라미터 변화, 데드타임과 인버터 비선형성이 사용되었다. t=0에서 파라미터 변화에 의한 외란 추정이 시작되며 데드타임과 인버터 비선형성에 의한 외란 추정은 t=0.1[sec]에서 시작된다. t=0.1[sec] 이전의 구간에서는 데드타임과 인버터 비선형성에 의한 외란 추정이 이루어지지 않아 그림 4의 결과와 동일한 특성을 가지며 그림 8 (b)~(e)에서와 같이 q축, d축 및 상전류에 6차 고조파 성분의 리플과 전류 오차가 나타남을 볼 수 있다. 또한  $\hat{f}_{qs}$ ,  $\hat{f}_{ds}$  가 실제 외란에 수렴하지 못하는 특성을 확인할 수 있다. 하지만 그림 8 (a)에서와 같이 t=0.1[sec]에서 데드타임과 인버터 비선형성에 의한 외란 추정이 시작되는 순간 모든 전류 오차 및 리플이 줄어들고  $\hat{f}_{qs}$ ,  $\hat{f}_{ds}$  가 실제 외란에 수렴하는 양상을 확인할 수 있다. 그림 8 (a)에서  $\hat{V}_{dead}$  의 최초 업데이트는 실제로 0.1초가 지나서야 이루어

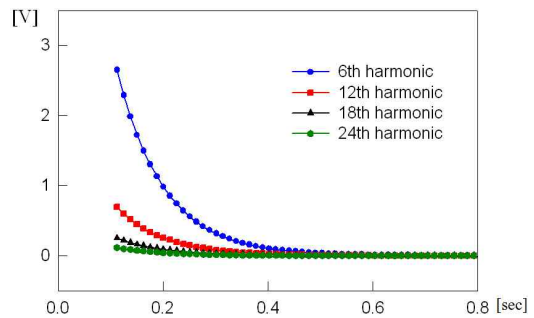
지는데 이는 t=0.1 이후 모드 0, 1 및 2를 거쳐  $\hat{V}_{dead}$  가 추정되기 때문이다. 즉 속도 1,200[rpm]에서 1주기는 25[msec]가 되고 모드 1에서 주기 데이터를 수집하는



(a) 데드타임에 의한 외란 추정



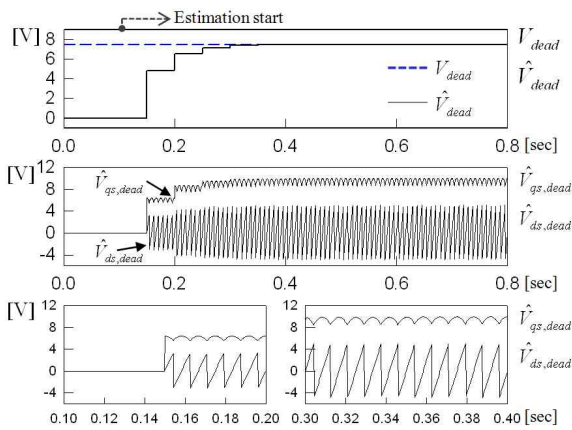
(b) 상전류 응답



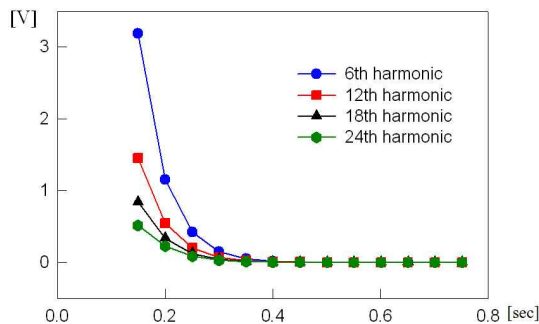
(c) 고조파 변화

그림 9. 파라미터 변화와 데드타임이 존재할 때 제안된 방식의 전류 제어 성능(2,400[rpm])  
Fig. 9. Performance of the proposed control scheme under both the parameter variations and inverter dead time (2,400[rpm])

데에 25[msec]가 소요하게 된다. 모드 1을 완료한 후 모드 2가 수행되므로 PI 제어 주기 역시 25[msec]가 된다. 그림 8 (a)의 두 번째 그림은 식 (29)~(32)를 이용해  $\hat{V}_{dead}$ 로부터 구한  $\hat{V}_{qs,dead}$ 와  $\hat{V}_{ds,dead}$ 를 나타내며 세 번째의 작은 두 그림은 각각  $0.1 \leq t \leq 0.2$  및  $0.3 \leq t \leq 0.4$  구간의 확대 과정을 나타낸다. 그림 8 (f)는  $\hat{f}_{ds}$ 의 주요 고조파인 6의 배수 고조파가  $\hat{V}_{dead}$ 가 추정되어 보상됨에 따라 시간에 대해 줄어드는 양상을 보여준다.



(a) 데드타임에 의한 외란 추정



(b) 고조파 변화

그림 10. 파라미터 변화와 데드타임이 존재할 때 제안된 방식의 전류 제어 성능(600rpm)

Fig. 10. Performance of the proposed control scheme under both the parameter variations and inverter dead time (600rpm)

그림 9와 10은 그림 8과 동일 조건에서 동작 속도를 변경한 경우 제안된 방식의 제어 성능을 나타낸다. 그

림 9의 동작 속도는 2,400[rpm]이며  $\hat{V}_{dead}$ 의 추정을 위한 PI 제어 주기는 12.5[msec]가 된다. 그림 10에서 속도는 600[rpm]이며  $\hat{V}_{dead}$ 의 PI 제어 주기는 50[msec]가 된다. 고조파 해석을 위한 1 주기 데이터의 수집에 소요되는 시간이 달라지기 때문에 PI 제어 주기가 달라지지만  $\hat{V}_{dead}$ 의 추정 성능은 전혀 영향을 받지 않고 전류의 6차 고조파 리플과 전류 오차가 제거되고  $\hat{f}_{ds}$ 에 존재하는 6의 배수 고조파가 줄어들고 있음을 확인할 수 있다.

## 7. 결론

파라미터 변화 시에도 데드타임 및 인버터의 비선형성을 정확히 추정할 수 있는 인버터 구동 PMSM의 새로운 데드타임 보상 기법이 제안된다. 파라미터의 변화에 의한 성분이나 데드타임 및 인버터의 비선형성에 의한 성분 모두 외란의 형태로 나타나기 때문에 일반적인 관측기 방식으로는 이를 구분하기 어렵고, 더구나 데드타임 및 인버터의 비선형성에 의한 외란 성분은 동기 좌표계에서 6차 고조파 성분으로 나타나 이를 추정오차 혹은 위상지연 없이 실시간으로 추정하기가 쉽지 않다. 이를 해결하기 위해 제안된 방식에서는 6차 고조파 성분이 데드타임 및 인버터 비선형성 특성에 의해 나타나는 사실을 이용해 여러 외란이 동시에 존재할 때 추정된 외란 성분에서 고조파 해석을 통해 6차 고조파 성분을 직접 추출하는 방식을 사용한다. 구해진 6차 고조파 성분은 PI 제어를 통해 정지좌표계 상에서 데드타임 및 인버터 비선형성에 의한 외란을 추정하도록 구성하여 정확한 보상이 이루어지도록 하였다. 제안된 기법의 타당성과 제안된 기법이 부가적인 회로 없이 제어기만으로 파라미터 변화 시에도 데드타임 및 인버터의 비선형성을 정확히 추정하여 보상할 수 있음이 입증되었다.

## References

[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] 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. Ind. Applicat., vol. 27, no. 3, pp. 552-559, 1991.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [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, "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.
- [10] P. C. Krause, Analysis of Electric Machinery. New York: McGraw-Hill, 1986.
- [11] J. J. E. Slotine and W. Li, Applied Nonlinear Control. Prentice-Hall International Editions, 1991.
- [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.

◇ 저자소개 ◇



**김경화(金庚和)**

1969년 3월 11일생. 1991년 2월 한양대 전기공학과 졸업. 1993년 2월 KAIST 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1998년~2000년 동 대학원 졸업(박사). 1998년~2000년 삼성전자 선임연구원. 2000년~2002년 KAIST 연구교수. 2002년~현재 서울과학기술대학교 전기공학과 부교수.