

MRAC 기법과 좌표변환을 이용한 PWM 인버터 구동 PMSM의 데드타임 보상기법

(Dead Time Compensation Scheme for a PWM Inverter-fed PMSM Drive Using
MRAC Scheme and Coordinate Transformation)

김경화*

(Kyeong-Hwa Kim)

Abstract

A simple and effective dead time compensation scheme for a PWM inverter-fed permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive using the model reference adaptive control (MRAC) and coordinate transformation is presented. The basic concept is to first transform a time-varying disturbance caused by the dead time and inverter nonlinearity into unknown constant or slowly-varying one by the coordinate transformation, and then use the MRAC design technique to estimate this parameter in the stationary reference frame. Since the MRAC scheme is a suitable way of estimating such a parameter, the control performance can be significantly improved as compared with the conventional observer-based method tracking time-varying parameters. In the proposed scheme, the disturbance voltage caused by the dead time is effectively estimated and compensated by on-line basis without any additional circuits nor existing disadvantages as in the conventional methods. The asymptotic stability is proved and the effectiveness of the proposed scheme is verified.

Key Words : Dead Time Compensation, PWM Inverter, MRAC, PMSM, Disturbance Estimation

1. 서 론

PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor) 구동을 위한 PWM 인버터에서 데드타임은 인버터 한 렉에 위치한 두 스위칭 소자가 동시에 도통하여

발생하는 DC 링크의 단락과 그로 인한 소자 파괴를 방지하기 위해 사용되며 이 구간 동안 한 렉의 두 소자는 모두 오프된다. 데드타임은 PWM 인버터의 출력 전압을 왜곡시키게 되며 결국에는 전류 왜곡, 토크 맥동 및 고조파 손실을 일으키는 원인이 된다 [1-7]. 데드타임 이외에도 PWM 인버터에서는 전압 왜곡과 비선형 이득 특성을 주는 여러 비선형성 특징이 존재하며 이러한 비선형성은 한정된 턴온/턴오프 시간이나 전압 강하 같은 소자의 비이상적 특성이 그 원인이 된다. 데드타임 자체는 제어기에서 설정되는

* 주저자 : 서울과학기술대학교 전기공학과 부교수
Tel : 02-970-6406, Fax : 02-978-2754
E-mail : k2h1@seoultech.ac.kr
접수일자 : 2011년 7월 16일
1차심사 : 2011년 7월 20일
심사완료 : 2011년 9월 30일

값인 반면 스위칭 소자의 실제 특성은 정확히 측정되기 어렵고 심지어 온도, DC 링크 전압 및 전류와 같은 동작 조건에 따라 변하는 특성을 가진다[4-5]. 일반적으로 이러한 인버터 비선형성은 PMSM 제어 성능에 직접적 영향을 주며 저속에서 보다 심각한 것으로 알려져 있다.

데드타임과 인버터의 비선형성에 의한 문제를 해결하기 위해 다양한 기법들이 연구되어 왔다. 이러한 기법 중 최초의 방법은 off-line 보상 방법을 사용하고 있다[1]. 하지만 스위칭 소자의 스위칭 시간과 전압 강하 특성은 전류 레벨, 동작 주파수, DC 링크 전압 및 온도 등과 같은 동작 환경에 따라 변하기 때문에 off-line 기법으로 데드타임과 인버터의 비선형성을 정확히 보상하는 데에는 한계가 있다.

이러한 문제를 해결하기 위해 여러 on-line 보상 기법들이 연구되어 왔으며 룩업 테이블을 이용한 보상[2] 및 다이오드의 도통 감지 회로를 이용한 보상[3] 방법 등이 발표되었다. 하지만 이러한 방법은 부가적인 하드웨어나 회로를 필요로 하는 단점이 있으며 데드타임만 고려되었을 뿐 소자의 턴온/턴오프 시간과 전압 강하 같은 인버터의 비선형성은 전혀 고려되지 않았다.

최근에 부가적인 하드웨어가 필요 없는 on-line 기법의 하나로 관측기를 사용한 보상 기법이 연구되었다[4]. 이 기법에서는 최초로 데드타임과 인버터의 비선형성에 의한 불확실성을 외란 전압으로 정의하여 다루었으며 상세한 해석과 on-line 추정기의 설계를 통해 비교적 우수한 성능이 구해지지만 추정기가 시간에 대해 주기적으로 변하는 시변 파라미터를 추정해야 하는 단점이 있다. 특히 데드타임과 인버터의 비선형성 효과에 의한 외란 전압은 동기 좌표계에서 기본과 주파수의 6배 고조파 성분을 포함하고 있으며 이러한 높은 주파수 성분이 고속에서 관측기의 응답성을 저하시키는 원인이 된다. 또한 측정 전류의 미분에 의해 발생하는 고주파 노이즈를 차단하기 위해 사용한 저역 통과 필터에 의해서도 추정기의 추적 성능이 상당히 제한되게 된다.

비교적 최근에 연구된 on-line 보상 기법으로는 쇄교 자속과 벡터 연산을 이용한 데드타임의 추정 및 보

상 기법[5], q축 외란 관측기를 이용한 보상 기법[6], 그리고 제어기의 적분기 출력을 이용한 보상 기법[7] 등이 있다. 이러한 방법들은 외란 성분의 추정과 전향 보상이라는 점에서 유사성이 있으나 보상기 설계가 다소 복잡하며 또한 데드타임과 인버터의 비선형성은 본질적으로 상전류에 영향을 주는 정지좌표계에 작용하는 외란 성분인데 반해 많은 기존의 방법은 제어기가 설계되는 동기 좌표계 상에서 이를 추정하여 보상하려는 시도를 하였으며 이는 데드타임 보상을 더 어렵게 하는 원인이 된다.

본 논문에서는 MRAC (Model Reference Adaptive Control) 기법과 좌표변환을 사용한 PWM 인버터 구동 PMSM의 간단하고 효과적인 데드타임 및 인버터의 비선형성 보상 기법이 제안된다. 기본 개념은 데드타임과 인버터의 비선형성에 의한 시변 외란을 미지의 시불변 특성을 갖는 외란으로 변환하기 위해 먼저 좌표변환을 사용하고 이 파라미터를 추정하기 위해 정지좌표계 상에서 MRAC 기법을 사용하는 것이다. 동기 좌표계 상에서 데드타임과 인버터의 비선형성에 의한 외란 전압 성분은 6차 고조파 성분이 주요한 시변 특성을 가지는 반면 정지좌표계에서는 전류 제어 주기에 비해 변화가 급격하지 않은 slowly-varying 파라미터의 특징을 갖는다. MRAC 기법은 시불변 혹은 slowly-varying 파라미터를 추정하는 데에 있어서 매우 효과적인 방법이므로 제어 성능이 시변 파라미터를 추정하는 기존의 관측기 방식에 비해 상당히 향상될 수 있다. 정지좌표계 상에서 외란을 추정함으로써 시변 파라미터의 추정에서 발생하는 추정지연 혹은 위상지연 등과 같은 오차를 줄일 수 있으며 추정된 외란은 다시 좌표변환을 통해 동기 좌표계 상에서 데드타임과 인버터의 비선형성에 대한 보상이 이루어지도록 제어기가 설계된다.

2. PMSM 모델링

PMSM은 회전자 표면의 영구자석과 120[°] 간격의 3상 고정자 정현 분포권으로 이루어져 있다. 상변수를 이용한 PMSM의 고정자 전압 방정식은 다음과 같이 구해진다[8].

$$\begin{pmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{pmatrix} \quad (1)$$

여기서 v_{as} , v_{bs} 및 v_{cs} 는 각각 상전압, i_{as} , i_{bs} 및 i_{cs} 는 각각 상전류, e_{as} , e_{bs} 및 e_{cs} 는 각각 3상 역기전력으로 다음과 같이 나타낸다.

$$e_{as} = \omega_r \lambda_m \cos \theta_r \quad (2)$$

$$e_{bs} = \omega_r \lambda_m \cos(\theta_r - 2\pi/3) \quad (3)$$

$$e_{cs} = \omega_r \lambda_m \cos(\theta_r + 2\pi/3) \quad (4)$$

또한 R_s 는 고정자 저항, L_s 는 고정자 인덕턴스, ω_r 은 전기 각속도, λ_m 은 쇠교 자속 그리고 θ_r 은 전기각을 나타낸다.

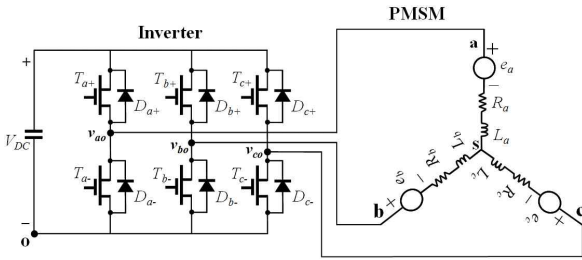


그림 1. PWM 인버터
Fig. 1. PWM inverter

3. 데드타임과 인버터 비선형성 효과

그림 1은 PWM 인버터를 나타낸다. 인버터의 데드타임은 한 렉에 위치한 두 스위칭 소자의 동시 도통으로 인한 소자 파괴를 방지하기 위해 사용되며 이 구간 동안 한 렉의 두 소자는 모두 오프된다. 데드타임 구간 동안 두 능동 소자가 모두 오프되므로 이 때 인버터의 출력전압은 상전류의 방향에 따라 상측 혹은 하측 다이오드 중 어느 다이오드가 도통하느냐에 따라 결정된다.

인버터의 출력전압에 미치는 데드타임 효과는 여러 문헌의 해석에 잘 나타나 있으며[4-7], 이를 이용하여 a상에서의 데드타임에 의한 출력전압 오차를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V_{a,dead} = V_{dead} \cdot \text{sgn}(i_{as}) \quad (5)$$

여기서 $\text{sgn}(\cdot)$ 은 부호 함수이고 i_{as} 는 a상 전류이며, V_{dead} 는 외란 전압으로 정의되며 스위칭 소자의 턴온, 턴오프 시간, 데드타임 및 전압 강화를 고려하여 다음과 같이 구해진다.

$$V_{dead} = \frac{T_{dead} + T_{on} - T_{off}}{T_s} \cdot (V_{dc} - V_{sat} + V_d) + \frac{V_{sat} + V_d}{2} \quad (6)$$

여기서 T_{on} 과 T_{off} 는 각각 스위칭 소자의 턴온 및 턴오프 시간, T_{dead} 는 데드타임, T_s 는 PWM 주기, V_{dc} 는 DC 링크 전압, V_{sat} 과 V_d 는 각각 소자의 포화전압 강하 및 프리휠링 다이오드의 전압 강하를 나타낸다.

유사한 방법으로 b상과 c상에서의 데드타임에 의한 출력전압 오차를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V_{b,dead} = V_{dead} \cdot \text{sgn}(i_{bs}) \quad (7)$$

$$V_{c,dead} = V_{dead} \cdot \text{sgn}(i_{cs}) \quad (8)$$

동기 기준축 상에서의 데드타임에 의한 출력전압 오차는 dq 변환을 통해 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V_{qd,dead} = K_s(\theta_r) \cdot V_{abc,dead} \quad (9)$$

$$\text{여기서 } V_{qd,dead} = [V_{q,dead} \ V_{d,dead}]^T$$

$$V_{abc,dead} = [V_{a,dead} \ V_{b,dead} \ V_{c,dead}]^T$$

$$K_s(\theta_r) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta_r & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (10)$$

그림 2는 $V_{dead}=7.5[V]$ 일 때 데드타임과 인버터의 비선형성에 의해 나타나는 동기 기준축 상에서의 외란 전압을 나타낸다. 식 (6)에서 V_{dead} 는 여러 가지 요소에 의해 결정되는데 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 변화하게 된다. 하지만 이들 파라미터는 시간에 대해 매우 빠르게 변하는 파라미터는 아니므로 외란 전압 V_{dead} 는 전류 제어 주기에 비해 변화가 급격하지 않은 slowly-varying 파라미터의 특징을 갖는다. 반면 식 (9)에 의해 구해지는 동기 기준축 상의 외란 전압 $V_{q,dead}$ 와 $V_{d,dead}$ 는 기본과 주파수의 6배 고조파를 포함하는 주기파형 특성을 가지며 q축과 d축 전류 응답에 직접적인 영향을 준다. 많은 연구들이 PMSM 구동 시스템의 제어기가 설계되는 동기 기준축 상에서 직접 on-line 추정기를 통해 $V_{q,dead}$ 와 $V_{d,dead}$ 를 추정하여 데드타임을 보상하는 방법을 다루었으나 시간에 대해 지속적으로 변화하는 외란을 만족스럽게 추정하기 쉽지 않다는 문제점을 가지고 있다.

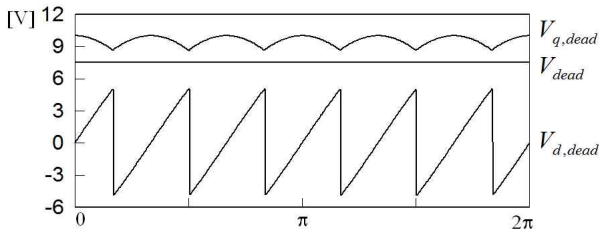


그림 2. $V_{dead}=7.5[V]$ 일 때 데드타임 효과에 의한 동기 기준축 외란 전압
 Fig. 2. Disturbance voltages due to the dead-time effect in synchronous reference frame at $V_{dead}=7.5[V]$

4. MRAC를 이용한 데드타임 보상

앞 절의 해석과 같이 동기 기준축 상에서 외란 전압 $V_{q,dead}$ 와 $V_{d,dead}$ 는 6차 고조파 성분이 큰 주기적인 파형 특성을 가지며 이 외란을 on-line으로 추정하기 위해서는 추정기가 지속적으로 변하는 주기 파형을 추종해야 하는 어려움이 있다. 반면 식 (6)에서 소자의 스위칭 시간과 전압 강하 등은 동작 중 변한다 하더라도 시간에 대해 매우 빠르게 변하는 파라미터는 아니므로 정지 좌표계 상에서 외란 전압 V_{dead} 는 미지의 가변 혹은 slowly-varying 특성의 외란으로 다룰 수 있다. 본 논문에서는 V_{dead} 를 추정하고 추정치와 좌표변환을 통해 dq축 외란 전압을 계

산하여 보상하는 방식을 사용함으로써 기존의 주기적인 시변 파라미터를 추정하는 관측기 방식의 어려움을 줄이고자 한다.

PWM 인버터에서 데드타임과 인버터의 비선형성에 의한 외란 전압을 모델에 고려함으로써 식 (1)의 a상 전압 방정식은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$v_{as} = R_s i_{as} + L_s \dot{i}_{as} + e_{as} + V_{a,dead} = R_s i_{as} + L_s \dot{i}_{as} + e_{as} + V_{dead} \cdot sgn(i_{as}) \quad (11)$$

MRAC 기법을 이용하여 V_{dead} 를 추정하기 위해서는 대부분의 PMSM 제어 시스템이 동기 기준축 상에서 설계되기 때문에 우선 좌표변환이 필요하게 된다. 동기 기준축 상에서 구해진 PMSM의 전압 명령이 v_{qs}^* 와 v_{ds}^* 일 때 상전압 명령은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$v_{abc}^* = K_s^{-1}(\theta_r) \cdot v_{qd}^* \quad (12)$$

여기서 $v_{abc}^* = [v_{as}^* \ v_{bs}^* \ v_{cs}^*]^T$, $v_{qd}^* = [v_{qs}^* \ v_{ds}^*]^T$ 이며, “*”는 명령 값을 나타낸다. 식 (11)에서 데드타임과 인버터의 비선형성에 의한 외란 전압이 모델의 불확실성 형태로 존재한다. 이를 보상하기 위한 보상 전압 명령은 상전압 명령과 외란의 추정치를 이용하여 결정될 수 있으며 이 때 a상의 보상 전압 명령은 다음과 같이 구해진다.

$$v_{as,comp}^* = v_{as}^* + \hat{V}_{a,dead} = v_{as}^* + \hat{V}_{dead} \cdot sgn(i_{as}) \quad (13)$$

여기서 “^”은 추정치를 나타낸다. 유사한 방법으로 데드타임과 인버터의 비선형성에 의한 외란이 존재할 때 b상과 c상에서의 보상 전압 명령이 구해질 수 있다.

식 (13)의 보상 전압 명령이 a상 전압 방정식 모델 (11)에 가해질 때 MRAC 설계를 위한 가변 모델이 다음과 같이 구해진다.

$$\dot{i}_{as} = -\frac{R_s}{L_s} i_{as} - \frac{1}{L_s} e_{as} + \frac{1}{L_s} v_{as}^* - \frac{1}{L_s} (\Delta V_{dead}) \cdot sgn(i_{as}) \quad (14)$$

여기서 $\Delta V_{dead} = V_{dead} - \hat{V}_{dead}$ 이다. MRAC 기법의 기준 모델은 식 (14)에서 파라미터 매칭 조건인 $\Delta V_{dead} = 0$ 을 이용하여 다음과 같이 구한다.

$$\dot{i}_{asM} = -\frac{R_s}{L_s} i_{asM} - \frac{1}{L_s} e_{as} + \frac{1}{L_s} v_{as}^* \quad (15)$$

이 기준 모델은 데드타임과 인버터의 비선형성에 의한 외란 전압이 없는 이상적인 a상 전류의 동적 성능을 나타낸다. 가변 모델과 기준 모델 사이의 오차가 다음과 같이 정의된다.

$$e = i_{as} - i_{asM} \quad (16)$$

이 오차를 이용하여 두 모델 사이의 출력 오차를 줄이도록 가변 모델의 외란이 추정된다. 식 (14)~(16)을 이용하여 오차 동특성이 다음과 같이 구해진다.

$$\dot{e} = -\frac{R_s}{L_s} e - \frac{1}{L_s} (\Delta V_{dead}) \cdot \text{sgn}(i_{as}) \quad (17)$$

식 (17)을 이용한 적응 제어 설계 문제는 다음과 같이 요약된다[9].

1. 모든 초기조건 $e(0)$ 와 $\Delta V_{dead}(0)$ 에 대해 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ 을 보장한다.
2. $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{V}_{dead}(t) = V_{dead}$ 를 만족하는 적응 법칙을 구한다.

파라미터의 적응 법칙을 유도하고 시스템의 점근 안정성을 입증하기 위해 Lyapunov 함수가 다음과 같이 선정된다.

$$V = \frac{1}{2} e^2 + \frac{1}{2} \frac{1}{k_2} (\Delta V_{dead})^2 \quad (18)$$

여기서 k_2 는 양의 상수이다. 3절의 해석과 같이 외란 V_{dead} 가 전류 제어 주기에 비해 변화가 빠르지 않은 slowly-varying 특성을 갖는다면 $\dot{V}_{dead} = 0$ 으로 간주할 수 있고 $\frac{d}{dt}(\Delta V_{dead}) = -\frac{d}{dt} \hat{V}_{dead}$ 을 구할 수 있다. 이 관계를 이용하면 식 (18)의 미분은 다음과 같이 구해

진다.

$$\dot{V} = -\frac{R_s}{L_s} e^2 - (\Delta V_{dead}) \cdot \left(\frac{1}{L_s} e \cdot \text{sgn}(i_{as}) + \frac{1}{k_2} \frac{d}{dt} \hat{V}_{dead} \right) \quad (19)$$

데드타임과 인버터의 비선형성에 의한 외란 전압을 추정하기 위해 적응 법칙이 다음과 같이 선정되면

$$\frac{d}{dt} \hat{V}_{dead} = -k_2 \cdot (e/L_s) \cdot \text{sgn}(i_{as}) \quad (20)$$

식 (19)는 다음과 같이 표현되어

$$\dot{V} = -(R_s/L_s) e^2 \leq 0 \quad (21)$$

식 (14)의 가변 모델이 식 (15)의 기준 모델로의 점근 안정성이 입증된다[10]. 과도상태에서의 적응 추정 성능을 향상시키기 위해 비례 이득을 추가하면 식 (20)의 외란 전압은 다음과 같이 추정될 수 있다 [10].

$$\hat{V}_{dead} = \left(k_1 + \frac{k_2}{s} \right) \cdot \left(-\frac{1}{L_s} e \cdot \text{sgn}(i_{as}) \right) \quad (22)$$

여기서 k_1 과 k_2 는 각각 외란 추정을 위한 비례 및 적분 이득을 나타낸다. 식 (22)와 같이 \hat{V}_{dead} 이 추정되면 식 (13)을 이용하여 a상 보상 전압 명령이 계산될 수 있다. 유사한 방법으로 b상과 c상의 보상 전압 명령도 식 (22)를 이용하여 다음과 같이 계산된다.

$$v_{bs,comp}^* = v_{bs}^* + \hat{V}_{dead} \cdot \text{sgn}(i_{bs}) \quad (23)$$

$$v_{cs,comp}^* = v_{cs}^* + \hat{V}_{dead} \cdot \text{sgn}(i_{cs}) \quad (24)$$

식 (13), (23) 및 (24)를 이용하여 q축과 d축의 보상 전압 명령 $v_{qs,comp}^*$ 와 $v_{ds,comp}^*$ 가 다시 dq 변환을 통해 다음과 같이 구해질 수 있다.

$$v_{qd,comp}^* = K_s(\theta_r) \cdot v_{abc,comp}^* \quad (25)$$

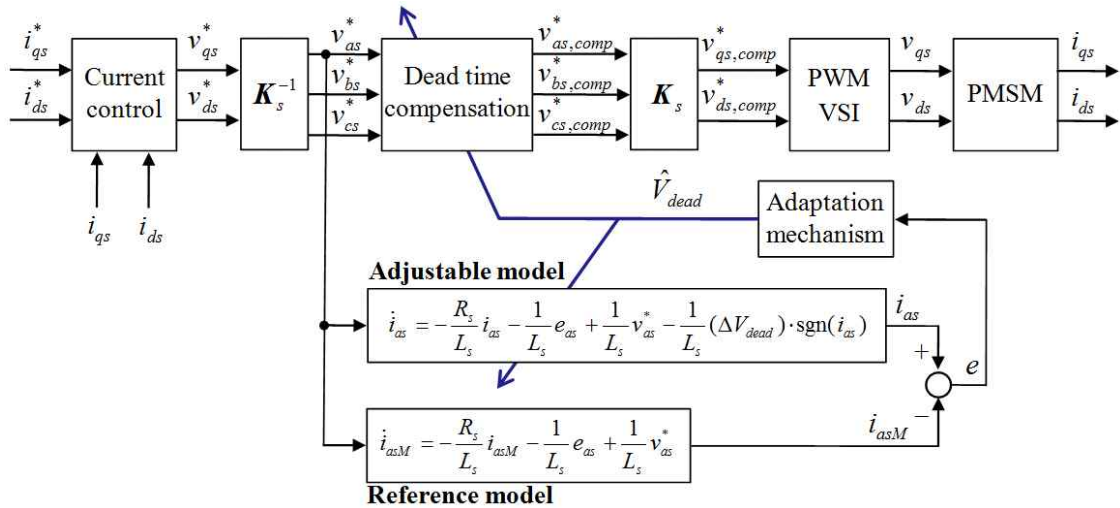


그림 3. 제안된 방식의 전체 블록 다이어그램
Fig. 3. Overall block diagram of the proposed scheme

여기서 $v_{qd,comp}^* = [v_{qs,comp}^* \ v_{ds,comp}^*]^T$
 $v_{abc,comp}^* = [v_{as,comp}^* \ v_{bs,comp}^* \ v_{cs,comp}^*]^T$

식 (25)에서와 같이 보상 상전압 명령으로부터 구해진 dq축 보상 전압 명령은 PWM 기법을 통해 PMSM에 인가된다.

5. 시뮬레이션 결과

제안된 데드타임 보상 기법의 타당성을 입증하기 위해 시뮬레이션 결과가 제시된다. 제안된 방식의 구성은 그림 3과 같다. 전체 시스템은 전류 제어기, PWM 인버터, PMSM 및 MRAC 기법과 좌표 변환을 이용한 데드타임 보상 알고리즘으로 구성된다. 전류 제어기는 동기 좌표계 비결합 전류 제어(Synchronous Decoupling PI Current Control)가 사용되었으며 데드타임과 인버터의 비선형성에 의한 외란을 추정하기 위해 좌표 변환을 통해 구해진 상전압 명령 v_{as}^* 가 가변 모델과 기준 모델에 동시에 인가되며 두 모델 사이의 출력 오차를 이용하여 적응 법칙에 의해 외란전압 \hat{V}_{dead} 가 추정된다. 추정된 \hat{V}_{dead} 은 3상 보상 전압 명령을 구하기 위해 데드타임 보상에 사용되며 구해진 3상 보상 전압 명령을 이용하여 다시 좌표 변환을 통해 q

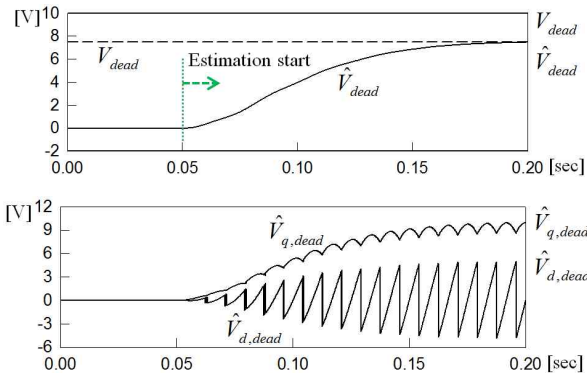
축과 d축의 보상 전압 명령 $v_{qs,comp}^*$ 와 $v_{ds,comp}^*$ 가 구해진다. dq축 보상 전압 명령은 공간 벡터 PWM 기법을 통해 PMSM에 인가된다[11]. 샘플링 주기는 100[μsec]로 설정되고 PMSM은 10[kHz] 스위칭 주파수의 PWM 인버터에 의해 구동된다. PMSM의 정격 및 파라미터는 표 1에 나타나 있다.

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

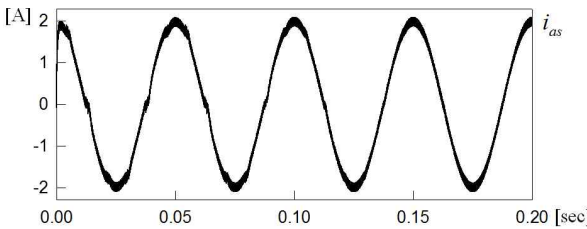
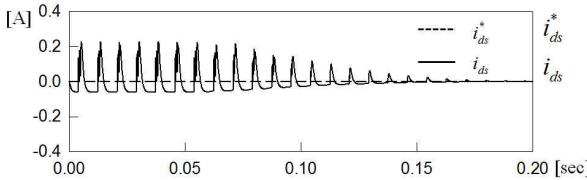
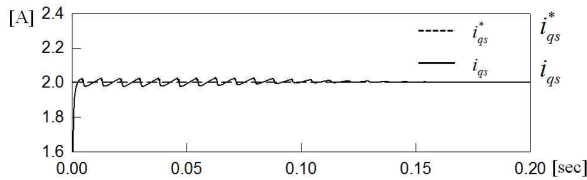
정격 용량	400[W]	정격 속도	3,000[rpm]
정격 토크	1.274[Nm]	극 수	4
쇄교 자속	0.16[Wb]	고정자 저항	3.0[Ω]
인덕턴스	5[mH]		

그림 4는 데드타임 및 인버터의 비선형성으로 나타나는 외란 전압이 $V_{dead}=7.5[V]$ 일 때 600[rpm]에서 제안된 MRAC 기반 데드타임 보상 방식의 제어 성능을 나타낸다. q축과 d축 전류 명령은 각각 2[A]와 영이며 외란 전압 추정을 위한 적응 알고리즘의 이득은 $k_1 = 0.0001$ 과 $k_2 = 0.37$ 로 선정되었다. 데드타임과 인버터의 비선형성 효과로 인해 나타나는 외란의 추정은 $t=0.05[sec]$ 에서 시작된다. 그림 4 (a)의 외란 추정 결과에서와 같이 $t=0.05[sec]$ 이전의 \hat{V}_{dead} 은 영으로

유지되며 추정이 시작된 후 0.15 초 이내에 외란 전압 값 7.5[V]에 수렴함을 확인할 수 있다. 그림 4 (a)의 두 번째 그림은 동기기준축에서의 외란 전압 추정치 $\hat{V}_{q,dead}$ 와 $\hat{V}_{d,dead}$ 를 나타내며 이는 식 (9)와 \hat{V}_{dead} 를 이용해 구해진다. $\hat{V}_{q,dead}$ 와 $\hat{V}_{d,dead}$ 의 파형은 6차 고조파 성분을 포함하는 그림 2와 유사한 파형이나 그 크기는 \hat{V}_{dead} 에 따라 증가함을 볼 수 있다. 그림에서 와 같이



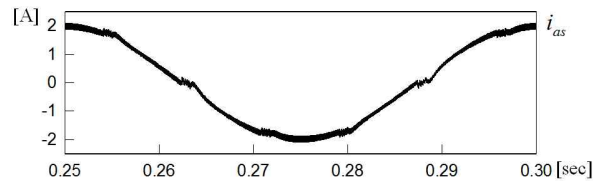
(a) 데드타임에 의한 외란 추정



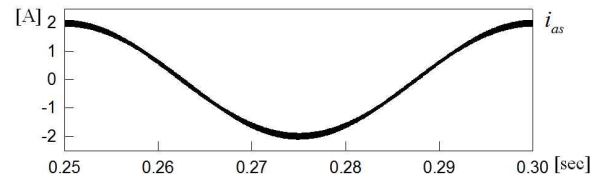
(b) 전류 응답

그림 4. 600(rpm)에서 제안된 데드타임 보상 방식의 제어 성능
Fig. 4. Control performance of the proposed dead time compensation scheme at 600(rpm)

동기 좌표계 상에서 $\hat{V}_{q,dead}$ 와 $\hat{V}_{d,dead}$ 는 6차 고조파 성분을 함유하고 지속적으로 변화하는 외란 성분이므로 slowly-varying 파라미터인 \hat{V}_{dead} 를 추정하고 이를 이용하여 $\hat{V}_{q,dead}$ 와 $\hat{V}_{d,dead}$ 를 구함으로써 시변 파라미터를 추정할 때와 같은 추정 오차 없이 정확한 외란 성분을 추정할 수 있다. 그림 4 (b)는 q축, d축 및 상전류 응답을 나타낸다. 적응 알고리즘에 의한 보상이 시작되는 $t=0.05[\text{sec}]$ 이전에는 주기적인 외란 전압이 dq 축에 작용하는 결과로 q축, d축 및 상전류에 6차 고조파 성분의 리플과 왜곡이 나타남을 볼 수 있다. 하지만 $t=0.05[\text{sec}]$ 에서 적응 알고리즘이 시작하는 순간 전류 왜곡과 전류 파형에 존재하는 고조파 성분이 급속히 제거되고 이상적인 응답 특성을 갖는 것을 볼 수 있다.



(a) 데드타임 보상이 없을 때



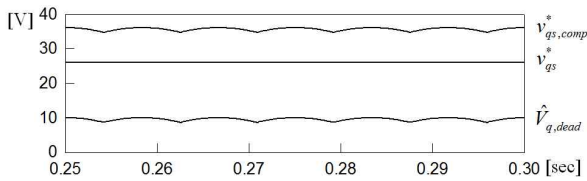
(b) 데드타임 보상이 있을 때

그림 5. 600(rpm) 정상상태에서 상전류 파형 비교
Fig. 5. Comparison of the phase current waveform at steady-state of 600(rpm)

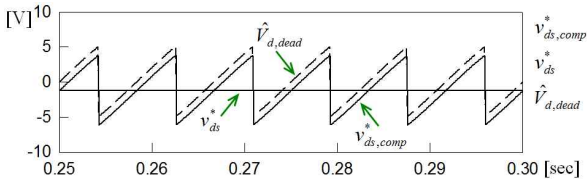
그림 5는 외란 전압 $V_{dead}=7.5[\text{V}]$ 이고 동작속도가 600[rpm]일 때 정상상태에서 상전류의 비교 파형을 나타낸다. 데드타임 보상이 없을 때의 고조파 전류 왜곡특성이 제안된 방식으로 데드타임을 보상하는 경우 완전히 제거되고 이상적인 상전류 응답 특성을 얻을 수 있음이 확인된다.

그림 6은 동작속도가 600[rpm]일 때 제안된 방식에서의 dq축 전압 명령과 보상명령 사이의 관계를 보여

준다. 그림에서 v_{qs}^* 와 v_{ds}^* 는 전류 제어기의 출력으로 보상전의 전압 명령이고 $v_{qs,comp}^*$ 와 $v_{ds,comp}^*$ 는 데드타임이 보상된 전압명령을 나타낸다. 그림 2와 같이 작용하는 데드타임 및 인버터 비선형성이 제안된 방식에 의해 효과적으로 추정되고 dq축 전압 명령 성분에 더해져 보상이 이루어짐을 확인할 수 있다.



(a) q축 전압 명령

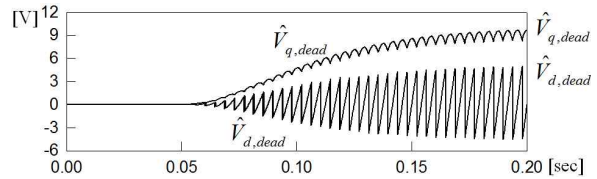
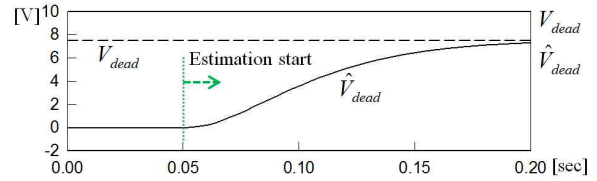


(b) d축 전압 명령

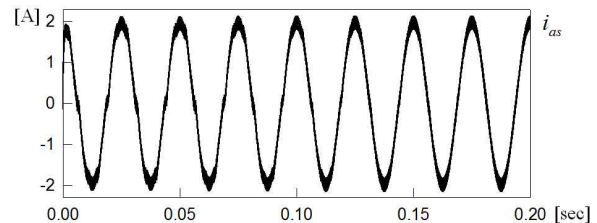
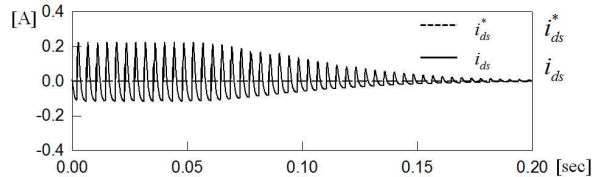
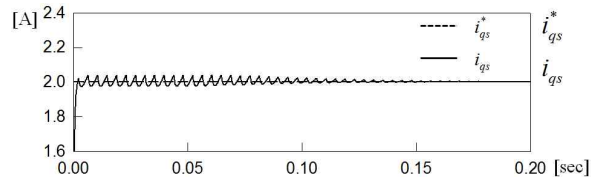
그림 6. 600(rpm)에서 제안된 데드타임 보상 방식의 보상 전압 명령
Fig. 6. Compensation of the voltage reference in the proposed scheme at 600(rpm)

그림 7은 그림 4와 동일 조건에서 동작 속도만을 1,200[rpm]으로 변경한 경우 제안된 데드타임 보상 방식의 제어 성능을 나타낸다. 동작 속도가 증가되어 식 (9)와 외란 전압 추정치 \hat{V}_{dead} 으로부터 계산되는 동기 기준축 상에서의 외란 전압 추정치 $\hat{V}_{q,dead}$ 와 $\hat{V}_{d,dead}$ 의 주파수가 변경되는 점을 제외하고는 그 외 \hat{V}_{dead} 의 추정 성능 및 전류 제어 성능은 전혀 영향을 받지 않음을 확인할 수 있다. 유사하게 0.05초 이후 MRAC 기법과 좌표 변환에 의한 외란 추정 알고리즘이 동작하는 순간 dq축 전류 오차와 리플이 줄어들고 6차 고조파 성분이 감소하고 있으며 상전류에 존재하는 고조파 전류 왜곡이 효과적으로 억제됨을 확인할 수 있다. 이상의 결과를 통해 시변 외란인 $V_{q,dead}$ 와 $V_{d,dead}$ 을 직접 추정하는 기존의 방법에 비해 slowly-varying 파라미터인 V_{dead} 를 좌표변환과 MRAC 기법으로 추정하는

제안된 방법이 더 우수한 제어성능을 줄 수 있음을 알 수 있다.



(a) 데드타임에 의한 외란 추정



(b) 전류 응답

그림 7. 1,200(rpm)에서 제안된 데드타임 보상 방식의 제어 성능
Fig. 7. Control performance of the proposed dead time compensation scheme at 1,200(rpm)

6. 결론

MRAC 기법과 좌표변환을 사용한 PWM 인버터 구동 PMSM의 효과적인 데드타임 및 인버터의 비선형성 보상 기법이 제안되었다. 데드타임과 인버터의 비

선형성이 존재할 때 동기 좌표계 상에서 시변 외란을 추적해야 하는 기존의 관측기 방식에 비해 향상된 성능을 얻기 위한 방법으로 MRAC 기반의 외란 추정기와 좌표변환이 동시에 사용된다. 동기 좌표계 상에서 데드타임과 인버터의 비선형성에 의해 나타나는 6차 고조파 성분의 시변 외란 전압은 좌표변환을 통해 정좌표계에서 미지의 시불변 혹은 slowly-varying 파라미터로 변환된다. 이러한 파라미터의 추정을 통해 시변 파라미터의 추정에서 발생하는 추정지연이나 위상지연과 같은 추정 오차를 피할 수 있다. 제안된 기법의 타당성과 접근 안정성이 입증되었으며 제안된 기법이 부가적인 회로 없이 제어기만으로 데드타임 및 인버터의 비선형성을 효과적으로 추정하여 보상할 수 있음이 입증되었다.

References

[1] 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.

[2] 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.

[3] 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.

[4] 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.

[5] 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.

[6] 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.

[7] 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.

[8] P. C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*. New York: McGraw-Hill, 1986.

[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] J. J. E. Slotine and W. Li, *Applied Nonlinear Control*. Prentice-Hall International Editions, 1991.

[11] 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 2월 동 대학원 졸업(박사). 1998~2000년 삼성전자 선임연구원. 2000~2002년 KAIST 연구교수. 2002년~현재 서울과학기술대학교 전기공학과 부교수.