

영구자석 동기전동기 구동을 위한 전압원 인버터의 적응제어기법을 이용한 전압 왜곡 관측 및 보상

김학원¹, 윤명중², 김현수³, 조관열⁴

¹LG 전자, ²한국과학기술원, ³포스콘, ⁴충주대학교

Obsevation and Compensation of Voltage Distortion of PWM VSI for PMSM using Adaptive Control Method

Hag-Wone Kim¹, Myung-Joong Youn², Hyun-Soo Kim³, Kwan-Yuhl Cho⁴

¹LG Electronics, ²KAIST, ³Poscon, ⁴Chungju Nat'l Univ.

ABSTRACT

Generally, a voltage difference exists between the reference and the output voltages in a pulse width modulated (PWM) voltage source inverter (VSI). In this paper, the nonlinearity in a PWM VSI is analyzed and a new on-line estimation method in consideration of parameter variations for a permanent magnet synchronous motor (PMSM) is proposed to compensate the time varying voltage distortion.

1. 서 론

최근, 영구자석 동기 전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor)는 고유의 장점으로 인하여 그 사용이 확대되는 추세에 있다. 특히 세탁기, 에어컨, 냉장고를 포함한 가전기기의 동력원으로서 널리 사용되고 있다. 한편, 세탁기는 세탁포의 손상을 방지하기 위해, 냉장고, 에어컨은 열효율을 높이기 위해 점차 전동기의 회전 속도는 낮아지고 있다.

일반적으로, 펄스폭 변조 전압원 인버터 (PWM VSI)는 전압 지령과 실제 전압 간 전압 왜곡이 존재한다. 이 왜곡은 의도적으로 삽입한 데드 타임(dead time)과 스위칭 소자의 전압 강하, 점호 및 소호 지연, 그리고 DC 링크 전압 오차 등에 기인한다. 이런 전압 왜곡은 전류 왜곡, 토크 왜곡을 유발하고, 제어 성능을 저감시킨다. 특히 저속 운전 시 전압 왜곡이 성능에 미치는 영향은 더욱 크다^[1].

PWM VSI의 전압 왜곡을 관측하고 보상하기 위해서 지금까지 여러 가지 방법이 제안된 바 있다.^{[1]-[7]} 특히, 타임 딜레이 제어(time delay control) 기법을 이용한 관측 및 보상 기법은 간단히 전압 왜곡의 관측이 가능하다.^{[5]-[7]} 그러나, 이 방법은 전동기의 파라미터 및 직류 링크 전압을 정확히 알아야 하는 단점을 가지고 있다. 본 논문에서는 전동기의 파라미터가 오차를 가지거나, 직류 링크 전압이 오차를 가지더라도 전압 왜곡을 정확히 관측할 수 있는 방법에 대해서 제안하고자 한다. 그리고 제안된 방법을 전류제어기에 적용하여 그 효용성을 실험을 통해서 확인하고자 한다.

2. 영구자석 동기 전동기

동기 좌표계에서 영구자석 동기 전동기의 전압 방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & L_s \omega_e \\ -L_s \omega_e & R_s + L_s \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_m \omega_e \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서, R_s 는 전동기 권선의 저항, L_s 는 권선의 인덕턴스, ω_e 는 전동기의 전기적 회전수, λ_m 는 영구자석에 의한 고정자 권선에 쇄교되는 자속 쇄교, i_q, i_d 는 각각 q축과 d축의 전류, 그리고 v_q, v_d 는 각각 q축과 d축의 전압을 나타낸다.

3. PWM VSI의 전압 왜곡

각 상의 단자(terminal)에서 나타나는 스위칭 소자에 의한 전압 왜곡을 그림 1에 나타내었다. 또한 데드 타임과 스위칭 소자의 지연에 의한 영향을 그림 2에 나타내었다. 이를 수식으로 나타내면 아래와 같다^[7].

$$v_d(k) = (V_d - V_{ce} + V_d) \left(\frac{T_a(k)}{T_s} - 0.5 \right) - 0.5(V_{ce} + V_d) \operatorname{sgn}(i_d) \quad (2)$$

$$T_a(k) = T_a^*(k) - \operatorname{sgn}(i_a)(t_{dead} + t_{on} - t_{off}) \quad (3)$$

여기서 $v_d(k)$ 는 k 번째 PWM주기에서의 평균적인 단자 전압, V_d 는 DC 링크 전압, V_{ce} 는 트랜지스터의 전압 강하, V_d 는 트랜지스터와 역병렬로 연결되어있는 다이오드의 전압 강하를 의미하며, $T_a^*(k)$ 는 k 번째 PWM 주기에서의 트랜지스터 온 타임 지령(on time command), $T_a(k)$ 는 실질적인 온 타임, t_{dead} 는 데드 타임, t_{on} 는 트랜지스터의 온 지연(on delay), t_{off} 는 오프 지연(off delay), 그리고 $\operatorname{sgn}(\cdot)$ 는 시그넘 함수를 나타낸다. 일반적으로 전력용 반도체의 전압 강하는 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.^{[1],[2]}

$$V_{ce} = V_{ce0} + r_{ce}|i_a|, V_d = V_{d0} + r_d|i_a| \quad (4)$$

식(2)와 (4)로부터 단자 전압을 다시 나타내면 다음과 같다.

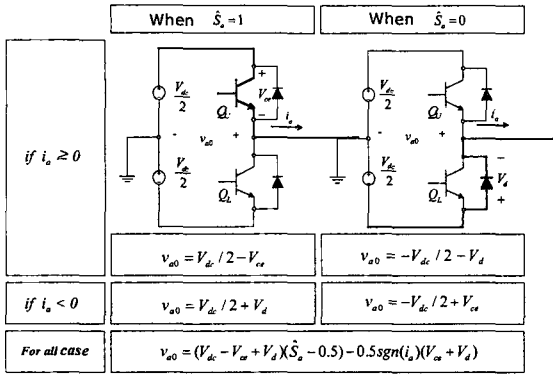


그림 1 PWM VSI의 전압 왜곡
Fig. 1 Voltage distortion of PWM VSI

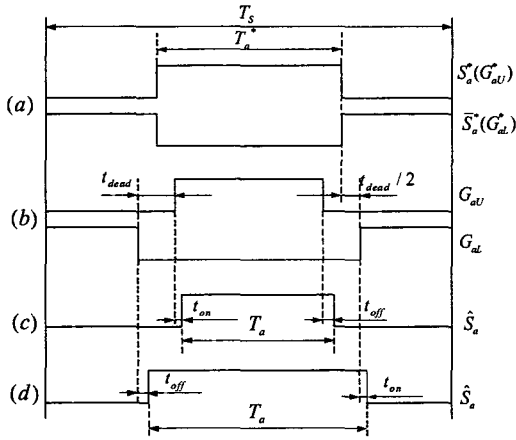


그림 2 데드타임 및 스위칭 소자의 지연에 의한 스위칭 함수
Fig. 2 Switching function from dead time and Switching delay

$$v_d(k) = (V_{dc} - V_{ce} + V_d) \left(\frac{T_a(k)}{T_s} - 0.5 \right) - 0.5(V_{ce} + V_d) \text{sgn}(i_a) - 0.5(r_{ce} + r_d) i_a \quad (5)$$

일반적으로 평형 삼상 전동기에서 단자 전압과 상 전압의 관계는 다음 식과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서 v_{as}, v_{bs}, v_{cs} 는 상 전압을, v_d, v_b, v_c 는 단자 전압을 나타낸다. 식 (5)와 (6)으로부터 a 상 전압을 계산하면 다음과 같다.

$$v_{as}(k) \approx \frac{(V_{dc} - V_{ce} + V_d)}{3} \left(\frac{2T_a(k) - T_b(k) - T_c(k)}{T_s} \right) - \frac{(r_{ce} + r_d)}{2} i_{as} - \frac{(2\text{sgn}(i_{as}) - \text{sgn}(i_{bs}) - \text{sgn}(i_{cs}))(V_{ce} + V_d)}{6} \quad (7)$$

또한 각 상의 전압 지령을 계산하면 아래의 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{as}^*(k) = \frac{\sqrt{V_{dc}}}{3} \left(\frac{2T_a^*(k) - T_b^*(k) - T_c^*(k)}{T_s} \right) \quad (8)$$

여기서 $\sqrt{V_{dc}}$ 는 전압 측정 회로로부터 측정된 DC링크 전압이다. (7)식과 (8)식으로부터 a 상의 전압 왜

곡을 구하면 다음과 같다.

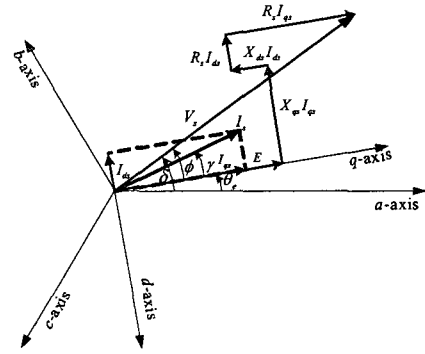


그림 3 PMSM의 Phasor도
Fig. 3 Phasor diagram of PMSM

$$v_{as}^{err}(k) = v_{as}^*(k) - v_{as}(k) \approx (2\text{sgn}(i_{as}) - \text{sgn}(i_{bs}) - \text{sgn}(i_{cs})) A_p + \frac{(r_{ce} + r_d)}{2} i_{as} + \frac{(\Delta V_{dc} + V_{ce} - V_d)(2T_a^*(k) - T_b^*(k) - T_c^*(k))}{3T_s} \quad (9)$$

여기서

$$A_p = (2(V_{dc} - V_{ce} + V_d)(t_{dead} + t_{on} - t_{off}) / T_s + (V_{ce} + V_d)) / 6, \quad \Delta V_{dc} = \sqrt{V_{dc}} - V_{dc}$$

이다. 각 상의 전압 왜곡을 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{as}^{err}(k) \\ v_{bs}^{err}(k) \\ v_{cs}^{err}(k) \end{bmatrix} = A_p(k) \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(i_{as}(k)) \\ \text{sgn}(i_{bs}(k)) \\ \text{sgn}(i_{cs}(k)) \end{bmatrix} + \frac{(r_{ce} + r_d)}{2} \begin{bmatrix} i_{as}(k) \\ i_{bs}(k) \\ i_{cs}(k) \end{bmatrix} + \frac{(\Delta V_{dc} + V_{ce} - V_d)}{3T_s} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_a^*(k) \\ T_b^*(k) \\ T_c^*(k) \end{bmatrix} \quad (10)$$

여기서

$$\begin{bmatrix} T_a^*(k) \\ T_b^*(k) \\ T_c^*(k) \end{bmatrix} = \frac{T_s}{\sqrt{V_{dc}}} \begin{bmatrix} v_{as}^*(k) \\ v_{bs}^*(k) \\ v_{cs}^*(k) \end{bmatrix} + v_{zs}^*(k) \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

각 상의 전압 지령이 $v_{as}^*(k) = |v_{s1}^*| \cos(\delta(k))$, $v_{bs}^*(k) = |v_{s1}^*| \cos(\delta(k) - 2\pi/3)$, $v_{cs}^*(k) = |v_{s1}^*| \cos(\delta(k) + 2\pi/3)$ 로 주어지면 식(11)을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{as}^{err}(k) \\ v_{bs}^{err}(k) \\ v_{cs}^{err}(k) \end{bmatrix} = A_p(k) \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(i_{as}(k)) \\ \text{sgn}(i_{bs}(k)) \\ \text{sgn}(i_{cs}(k)) \end{bmatrix} + \frac{(r_{ce} + r_d)}{2} \begin{bmatrix} i_{as}(k) \\ i_{bs}(k) \\ i_{cs}(k) \end{bmatrix} + \frac{|v_{s1}^*|(\Delta V_{dc} + V_{ce} - V_d)}{\sqrt{V_{dc}}} \begin{bmatrix} \cos \delta(k) \\ \cos(\delta(k) - 2\pi/3) \\ \cos(\delta(k) + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (12)$$

위의 식을 Park's 변환을 이용하여 동기 회전 좌표계로 나타내면 아래와 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{as}^{err}(k) \\ v_{bs}^{err}(k) \\ v_{cs}^{err}(k) \end{bmatrix} = 2A_p \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ \sin \theta_e & \sin(\theta_e - 2\pi/3) & \sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(i_d) \\ \text{sgn}(i_q) \\ \text{sgn}(i_0) \end{bmatrix} + \frac{(r_{ce} + r_d)}{2} \begin{bmatrix} i_{as}(k) \\ i_{bs}(k) \\ i_{cs}(k) \end{bmatrix} + \frac{|v_{s1}^*|(\Delta V_{dc} + V_{ce} - V_d)}{\sqrt{V_{dc}}} \begin{bmatrix} \cos \phi \\ -\sin \phi \end{bmatrix} \quad (13)$$

식 (13)을 다시 정리하여 적으면 아래와 같다.

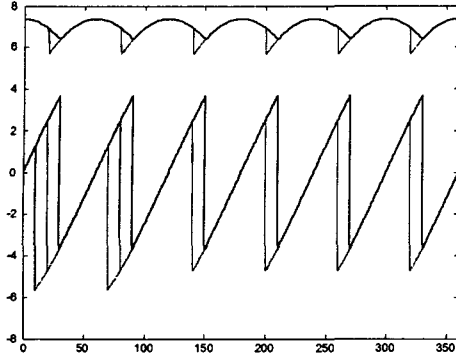


그림 4 여러 가지 γ 에 따른 전압 왜곡 v_{uds}^{ripple}
Fig. 4 Voltage distortion v_{uds}^{ripple} for various γ

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{\alpha}^{err}(k) \\ v_{\beta}^{err}(k) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 4A_p \cos(\theta_e - Mode(\pi/3)) \\ 4A_p \sin(\theta_e - Mode(\pi/3)) \end{bmatrix} \\ &+ \frac{(r_{\alpha} + r_d)}{2} \begin{bmatrix} i_{\alpha}(k) \\ i_{\beta}(k) \end{bmatrix} + \frac{|v_s^*|(\Delta V_{\alpha} + V_{\alpha} - V_d)}{V_{\alpha}} \begin{bmatrix} \cos \phi \\ -\sin \phi \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

여기서 Mode는 0보다 크거나 같고, 6보다 작은 값으로 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$Mode = \text{int} \left(\frac{6(\theta_e + \gamma + \pi/6)}{2\pi} \right) \quad (15)$$

식 (14)의 첫 번째 항을 그림 4에 v_{α}^{ripple} 과 v_{β}^{ripple} 로 나타내었다.

4. 전압 왜곡 관측 및 보상

전압 왜곡은 식 (14)에서 알 수 있는 바와 같이 세 가지 항으로 나눌 수 있으며, 이 중 첫 번째 항이 전류 리플을 유발하며, 나머지 항은 위치에 따른 변화 없이 일정하여 전류 리플을 유발하지 않는다. 그러므로 전압 왜곡의 두 번째 및 세 번째 항을 특별히 관측하지 않더라도, PI 전류 제어기를 사용하면 그 영향을 배제할 수 있다. 그러나 첫 번째 항은 전류 리플을 유발하므로 전류제어기에서 그 값을 관측하여 보상하여 주어야 한다. 이제 저항 및 DC 링크 전압 오차가 존재할 때에도 정확히 전압 리플을 관측할 수 있는 방법을 제안하고자 한다. 동기 좌표계중 d축에서의 전압 방정식을 다시 적으면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} L_s \frac{di_d}{dt} &= -\left(R_s + \frac{r_{\alpha} + r_d}{2}\right) i_d + L_s \omega j_{\alpha} \\ &- 4A_p \sin\left(\theta_e - Mode(\pi/3)\right) + V_{\alpha}^{DCerr} + v_{\alpha}^* \end{aligned} \quad (16)$$

여기서 $V_{\alpha}^{DCerr} = \frac{|v_s^*|(\Delta V_{\alpha} + V_{\alpha} - V_d)}{V_{\alpha}} \sin \phi$ 이다. 이제 공칭 저항값과 관측된 A_p 값을 이용하여 예상되는 전류 변화율을 구하면 다음과 같다.

$$L_s \frac{di_d}{dt} = -R_d i_d + L_s \omega j_{\alpha} - 4\widehat{A}_p \sin\left(\theta_e - Mode(\pi/3)\right) + v_{\alpha}^* \quad (17)$$

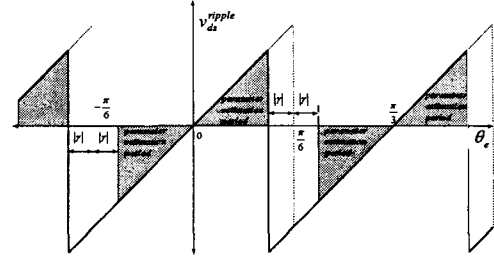


그림 5 제안된 방법에서의 파라미터 관측 구간
Fig. 5 Graphic representation of parameter estimation period for proposed method

여기서 “ $\widehat{\cdot}$ ”는 관측된 값을 의미한다. 이제 전압 왜곡 중 리플 항을 관측하기 위해 적응제어의 기울기 규칙 (gradient rule)을 이용하여 파라미터 관측 규칙을 다음과 같이 잡아보자.^[8]

$$\frac{d\widehat{A}_p}{dt} = L_s \rho \left(\frac{di_{\alpha}}{dt} - \frac{d\alpha}{dt} \right) \sin\left(\theta_e - Mode(\pi/3)\right) \quad (18)$$

여기서 ρ 는 양의 값을 갖는 파라미터 관측 이득이다. 식 (16)과 식 (17)을 이용하여 파라미터의 오차 변화율을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{d\overline{A}_p}{dt} &= -\rho (\overline{R}_s i_d + V_{\alpha}^{DCerr}) \sin\left(\theta_e - Mode(\pi/3)\right) \\ &+ 4\rho \overline{A}_p \sin^2\left(\theta_e - Mode(\pi/3)\right) \end{aligned} \quad (19)$$

여기서 $\overline{R}_s = R_s - \left(R_s + \frac{r_{\alpha} + r_d}{2}\right)$, $\overline{A}_p = \widehat{A}_p - A_p$ 이다. 식 (19)에서는 샘플링 주기 내에서 A_p 의 변화는 없다고 가정하여 유도하였다. 식 (19)에서 알 수 있는 바와 같이 A_p 의 값을 정확히 관측하려면 저항 오차와 DC 링크 전압 오차에 관한 항을 소거하는 방안을 구하여야 한다. 이 항을 소거하는 방안을 찾기 위하여 식 (19)를 적분형태로 다시 적 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \overline{A}_p(t) &= \overline{A}_p(t_0) - 4\rho \int_{t_0}^t \overline{A}_p(\tau) \left(\sin^2\left(\theta_e(\tau) - Mode(\pi/3)\right) \right) d\tau \\ &- \rho \int_{t_0}^t (\overline{R}_s(\tau) i_d(\tau) + V_{\alpha}^{DCerr}) \left(\sin\left(\theta_e(\tau) - Mode(\pi/3)\right) \right) d\tau \end{aligned} \quad (20)$$

만약 특정 구간에서 \sin 적분의 결과가 0이 되도록 적분 구간을 잡으면 저항 및 DC 링크 전압 오차로 인한 관측 오차를 소거할 수 있다. 이렇게 상호 간섭된 파라미터 (cross coupled parameter)의 영향을 배제할 수 있도록 관측 구간을 잡으면 그림 5와 같이 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\frac{\pi}{6}(2Mode - 1) + |\gamma| \leq \theta_e \leq \frac{\pi}{6}(2Mode + 1) - |\gamma| \quad (21)$$

그림 6은 제안된 MRAS 파라미터 관측기의 구성을 나타낸 것이다. 그림 7은 제안된 파라미터 관측기를 이용하여 전류 제어를 행하는 전류 제어기의 구성도를 나타낸 것이다. 여기서 보상 전압은 다음과 같은 식으로 결정된다.

$$v_{\alpha}^c = 4\overline{A}_p \cos\left(\theta_e - Mode(k)\frac{\pi}{3}\right), \quad v_{\beta}^c = 4\overline{A}_p \sin\left(\theta_e - Mode(k)\frac{\pi}{3}\right) \quad (22)$$

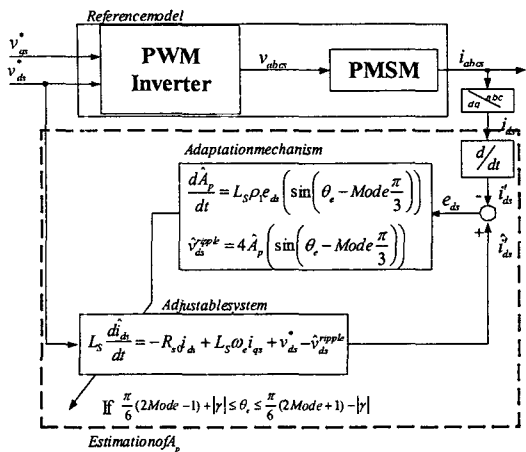


그림 6 제안된 MRAS 파라미터 관측기의 구성
Fig. 6 Configuration of proposed observer using MRAS

5. 모의해석 및 실험 결과

모의해석 및 실험을 위해서 사용된 영구자석 동기전동기의 파라미터와 인버터에 사용된 전력용 반도체의 파라미터를 표1과 표2에 나타내었다. 그림 8은 표1과 표2의 파라미터를 이용하여 전압 왜곡을 관측하는 모의 실험을 실시한 결과이다. 그림 8의 동작 주파수는 200rpm과 1800rpm이다. (a)-(d)는 전동기의 공칭 파라미터와 실제 파라미터가 일치하는 경우이고 (e)-(h)는 공칭값과 실제값이 오차를 갖는 경우이다. 이 때 오차는 다음과 같은 조건을 주어 모의해석을 하였다.

$$R_0 = 1.4R_s, \lambda_{m0} = \lambda_m / 1.22, L_{d0} = L_s.$$

저항 및 자속 왜곡은 전동기의 온도의 함수이므로 동작중 전동기의 온도가 변화하면 파라미터가 변화한다. 위의 파라미터는 이를 고려하여 이 값들의 변화를 주었다. 하지만 인덕턴스는 온도의 함수가 아니므로 공칭값과 실제값이 일치하는 조건을 모의 실험에 사용하였다. 그림 8에서 비교된 기존의 시 지연 제어 기법(time delay control method)^[5]는 저역 통과 필터로 인하여 위상 지연을 가지나, 제안한 방법은 위상 지연을 갖지 않는다. 또한 파라미터 오차가 존재할 때 기존 시 지연 제어기법을 사용하여 관측된 결과는 고속에서 실제 값과 차이를 가지나 제안된 방법은 이 때에도 상당히 정확하게 전압 리플을 관측함을 알 수 있다. 그림 9는 제안된 관측기를 사용하여 전류 제어를 행하였을 때의 결과를 나타낸 것이다. 이 때의 조건 역시 공칭 저항과 실제 저항 및 공칭 자속 왜곡이 위의 조건과 같이 오차를 갖도록 설정하였다. (a)는 모의 해석 결과이고 (b)는 실험 결과이다. 초기의 전류 d축과 q축의 전류는 전압 왜곡으로 인하여 리플을 가지고 있지만, 전압 왜곡을 관측하고 보상을 시작하면, 점차 전류의 왜곡이 사라짐을 알 수 있으며, 관측된 파라미터 \hat{A}_p 와 q축과 d축의 전압 리플은 (a)와 같은 조건에서 동일한 실험을 실시하여 모의 해석과 유사한 결과를 얻을 수 있었다. 그림 10는

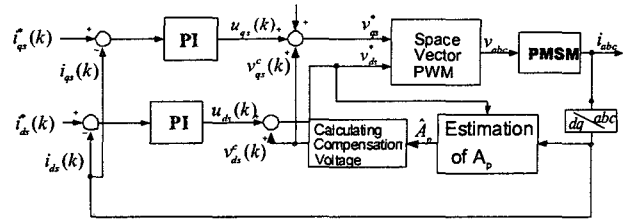


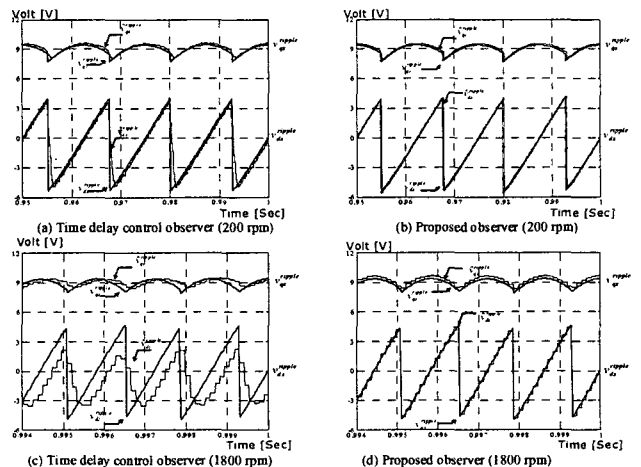
그림 7 제안된 관측기를 사용한 전류 제어기
Fig. 7 Current controller using proposed observer

영구자석 동기전동기를 200rpm 및 1800rpm 으로 운전시키면서 정상상태에서 보상된 결과를 나타내었다. 기존의 시 지연 제어 기법을 사용하여 전압 리플을 관측하여 보상하는 방법은 저속 운전 영역에서는 보상 효과가 나타나지만 고속 운전 영역에서는 오히려 전류 왜곡이 심해짐을 알 수 있다.^[5] 그러나 제안된 전압 왜곡 관측기를 사용하여 전압 리플을 관측하여 보상하는 방법은 전동기의 파라미터 오차가 존재하더라도 저속 영역과 고속 영역에서 공히 전류 형상이 개선되었음을 알 수 있다

6. 결론

본 논문에서는 영구자석 동기전동기용 PWM 전압원 인버터의 전압 왜곡을 해석하였다. 또한 해석을 바탕으로 전동기의 저항 오차 및 DC 링크 전압 측정 오차가 존재하는 경우에도 PWM 전압원 인버터의 전압 왜곡을 관측하는 기법을 제안하였으며, 제안된 방법의 우수성을 모의 실험 및 실험을 통하여 검증하였다. 제안된 방법을 사용하여 전압 왜곡이 문제가 되는 저속 영역에서의 보다 정밀한 관측기(observer)에의 응용하면 좀더 나은 관측기 성능을 가질 수 있을 것으로 기대된다. 추후 제안된 방법을 사용하여 영구자석 동기전동기의 파라미터를 운전중 관측하는 방법에 대하여 연구하고자 한다.

이 논문은 한국과학기술원 인간친화복지로봇센터 (HWRS-ERC)의 연구비 지원에 의하여 연구되었음



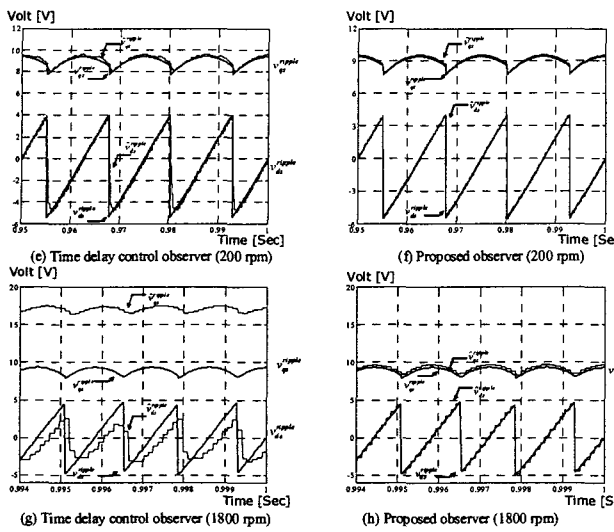
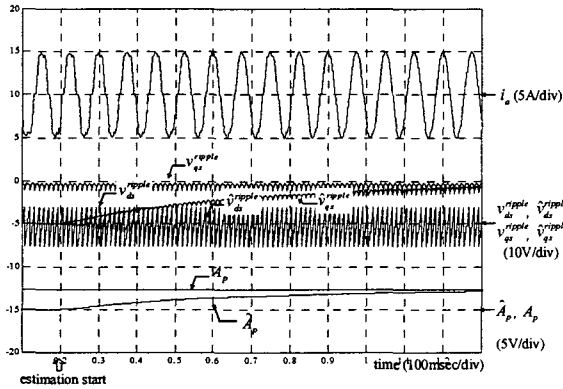
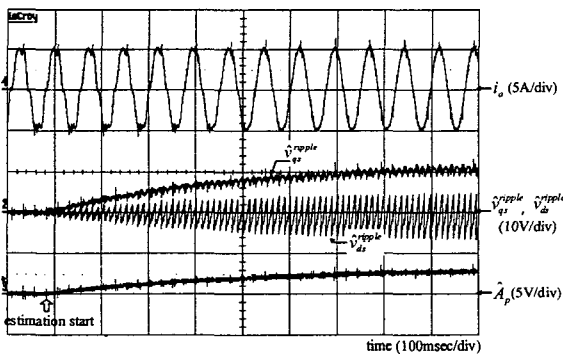


그림 8 관측된 전압 리플의 비교

Fig. 8 Comparison of observed voltage ripple (simulation)



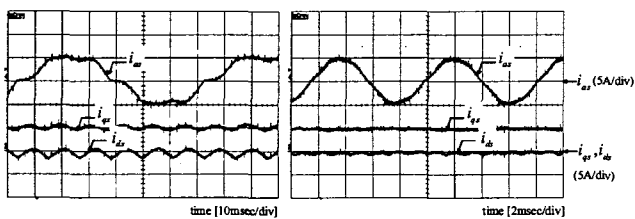
(a) simulation results



(b) Experimental results

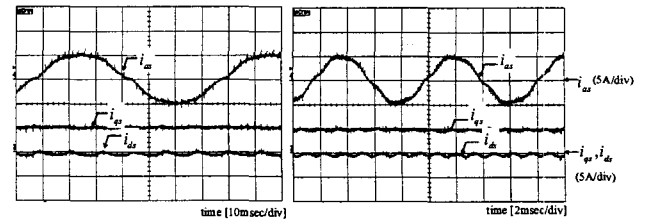
그림 9 전압 리플 관측 및 보상 결과

Fig. 9 Results for voltage ripple observing and compensation



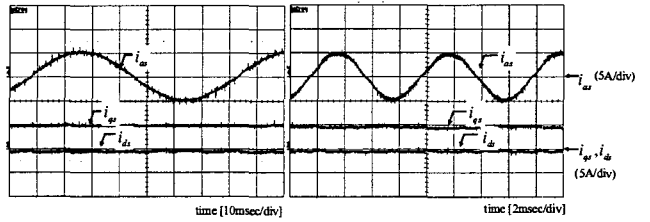
(a) without compensation

(a) Without Compensation



(b) compensation with previous method

(b) compensation with previous method



(c) compensation with proposed method

(c) compensation with proposed method

그림 10 전류 파형 비교

Fig. 10 Comparison of current waveform

참고 문헌

- [1] J. Holtz and J. Quan, "Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification," *IEEE Trans. on Industrial Applications*, Vol. 38, No. 2, pp. 1087-1095, 2002, July/Aug
- [2] J. W. Choi and S. K. Sul, "Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 11, No. 2, pp. 221-227, 1996, March
- [3] A. R. Munoz and T. A. Lipo, "On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 14, No. 4, pp. 683-689, 1999, July,
- [4] F. Blaabjerg, J. K. Pederson and P. Thøgersen, "Improved modulation techniques for PWM-VSI drives," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 44, No. 1, pp. 87-95, 1997, Feb.,
- [5] H. S. Kim, K. H. Kim and M. J. Youn, "On-line dead-time compensation method based on time delay control," *IEEE Trans. on Control System Technology*, Vol. 11, No. 2, pp. 279-285, 2003.
- [6] H. W. Kim, H. S. Kim, M. J. Youn, and K. W. Cho, "New on-line observation and compensation of voltage distortion in PWM VSI for PMSM," *IEE Proc. B, Electr. Power Appl.*, to be published.
- [7] 김학원, 윤명중, 조관열, 김정철, "영구자석 동기전동기용 전압원 인버터의 전압왜곡 분석 및 On-line 보상", 2003년 전력전자 하계학술대회
- [8] P. A. Ioannou, and J. Sun, "Robust adaptive control," Prentice-Hall International, 1996.