

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

金學源[†], 尹明重^{*}, 金賢洙^{**}, 趙官烈^{***}

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

Hag-Wone Kim, Myung-Joong Youn, Hyun-Soo Kim, and Kwan-Youl Cho

요 약

펄스 폭 변조 전압원 인버터에서는 전압 명령과 실제 전압 사이에 전압 차 또는 전압 왜곡이 존재한다. 이 전압 왜곡은 동작 온도, DC 링크 전압, 및 상전류 수준에 따라 달라진다. 또한 전압 왜곡은 전류 왜곡, 전동기 토크 맥동, 그리고 제어 성능에 영향을 미친다. 본 논문에서는 펄스 폭 변조 전압원 인버터의 전압 왜곡을 분석하고, 모델 기준 적응 시스템(Model Reference Adaptive System)을 기반으로 하여 영구자석 동기 전동기의 파라미터 변화에 강인한 새로운 실시간 전압 왜곡 관측 기법을 제안한다. 그리고 제안된 전압 왜곡 관측 및 보상 기법에 대한 모의 실험 및 실험을 통해서 그 효용성을 증명한다.

ABSTRACT

Generally, a voltage difference or voltage distortion exists between the reference voltage and the practical voltage applied to a motor in a pulse width modulated(PWM) voltage source inverter(VSI). This voltage distortion varies with the operating conditions such as the temperature, DC link voltage, and phase current level. Also the voltage distortion affects the machine current distortion, torque pulsations, and control performance. In this paper, the voltage distortion in a PWM VSI is analyzed and a new on-line estimation method based on the model reference adaptive system(MRAS) is proposed to compensate the time varying voltage distortion, while considering the parameter variations for a permanent magnet synchronous motor (PMSM). The simulation and experimental results show the effectiveness of the proposed voltage difference observer and the compensation method.

Key Words : Voltage Source Inverter, Voltage Distortion Observer, Voltage Distortion Compensation

1. 서 론

최근, 영구자석 동기 전동기(Permanent Magnet

Synchronous Motor)는 고전력 밀도, 고효율, 큰 토크 관성 비, 큰 기동 토크, 및 유지 보수의 편리성 등으로 인하여, 많은 분야의 동력원으로 주목받고 있으며, 그 사용이 점차 확대되는 추세에 있다. 특히 세탁기, 에어컨, 냉장고를 포함한 고급 가전기기의 동력원으로서 널리 사용되고 있다. 한편, 이러한 가전기기에서 사용되는 가 변속 전동기의 회전 속도는 점차 낮아지는 추세이다.

특히, 세탁기는 세탁포의 손상을 방지하기 위해서

[†]교신저자 : 정회원, LG전자 DA연구소 책임연구원

E-mail : jkhw@powerlab.kaist.ac.kr

^{*}정회원, 한국과학기술원 전자전산학과 교수

^{**}정회원, 삼성SDI PDP사업부 과장

^{***}정회원, 충주대 정보제어공학과 전임강사

접수일자 : 2004. 7. 27 1차 심사 : 2004. 9. 14

심사완료 : 2004. 9. 24

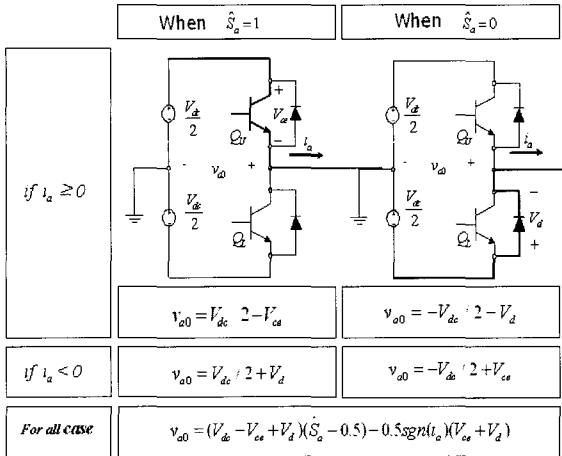


그림 1 스위칭 소자의 도통에 의한 단자 전압 왜곡
Fig. 1 Voltage distortion from the on-drop of power device

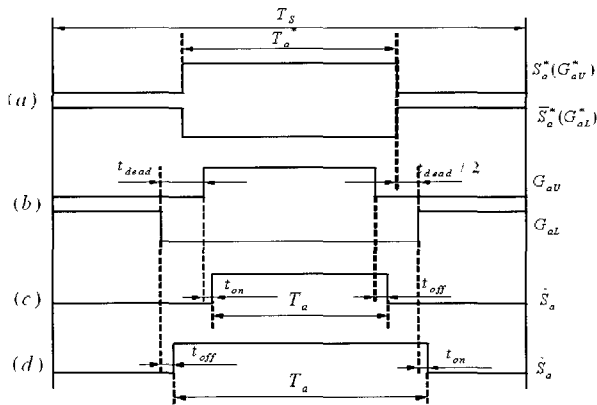


그림 2 데드타임 및 스위칭 소자의 지연에 의한 스위칭 함수
Fig. 2 Switching function from dead time and switching delay

냉장고 및 에어컨은 열효율을 높이기 위해 전동기의 저속 운전이 요구된다.

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

일반적으로 데드 타임은 제어기에 의해서 주어진 값

이므로 용이하게 보상이 가능하나, 스위칭 소자의 고유 특성 및 DC 링크 전압 오차는 정확히 알 수 없는 값이며, 이들 값은 또한 온도 및 상전류 등의 영향을 받는다. 이러한 펄스 폭 변조 전압원 인버터의 전압 왜곡을 관측하고 보상하기 위해서 지금까지 여러 가지 방법이 제안된 바 있다.^{[1]-[9]} 특히, 시지연 제어(time delay contro) 기법을 이용한 관측 및 보상 기법은 간단히 전압의 왜곡을 관측할 수 있는 장점을 가지고 있다.^{[5]-[7]} 그러나, 이 방법들은 전동기의 파라미터 및 DC 링크 전압을 정확히 알아야 하는 단점을 가지고 있다. 이러한 단점을 극복하기 위해, 본 논문에서는 전동기의 파라미터가 오차를 가지거나, DC 링크 전압이 오차를 가지더라도 전압 왜곡을 정확히 관측할 수 있는 방법에 대해서 제안하고자 한다. 그리고 제안된 방법을 전류제어기에 적용하여 그 효율성을 실험을 통해서 확인하고자 한다.

본 논문은 다음과 같은 구성으로 이루어진다. 먼저, 펄스 폭 변조 전압원 인버터의 전압 왜곡의 원인들에 대해서 살펴보고, 각 상에서 전압의 왜곡이 어떻게 나타나는지 해석을 통해서 알아본다. 그 해석을 바탕으로 전압 왜곡을 맥동 성분과 상수 성분으로 각각 구분하고, 이 전압 맥동 성분을 관측하기 위한 전압 왜곡 관측 기법을 제안한다. 이 전압 왜곡 관측기는 적응 제어 기법을 기반으로 하며, 전동기의 파라미터 및 DC 링크 전압 오차에 의한 영향을 배제하도록 구성한다. 마지막으로 이 관측된 전압 맥동을 전류 제어기에서 보상하는 방법을 설명하고, 모의실험 및 실험을 통해서 전압 맥동 보상 효과를 확인한다.

2. 영구자석 동기 전동기 모델

동기 좌표계에서 영구자석 동기 전동기의 전압 방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & L_s \omega_e \\ -L_s \omega_e & R_s + L_s \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_m \omega_e \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

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_{qs} , i_{ds} 는 각각 q축과 d축의 전류, 그리고 v_{qs} , v_{ds} 는 각각 q축과 d축의 전압을 나타낸다.

3. PWM VSI의 전압 왜곡

각 상의 단자(terminal)에서 나타나는 스위칭 소자의 도통에 의한 단자 전압의 왜곡을 그림 1에 나타내었다. 또한 데드 타임과 스위칭 소자의 지연에 의한 스위칭 함수의 왜곡을 그림 2에 나타내었다. 이를 수식으로 나타내면 아래와 같다^[8].

$$v_{a0}(k) = (V_{dc} - V_{ce} + V_d) \left(\frac{T_a(k)}{T_s} - 0.5 \right) - 0.5 (V_{ce} + V_d) \operatorname{sgn}(i_a) \quad (2)$$

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

여기서 $v_{a0}(k)$ 는 k 번째 PWM 주기에서의 평균적인 단자 전압, V_{dc} 는 DC 링크 전압, V_{ce} 는 트랜지스터의 전압 강하, V_d 는 트랜지스터와 역 병렬로 연결되어있는 다이오드의 전압 강하를 의미하며, $\hat{T}_a^*(k)$ 는 k 번째 PWM 주기에서의 트랜지스터 실제 통전 지속 지령(on time command), $T_a(k)$ 는 실질적인 통전 지속 시간, t_{dead} 는 데드 타임, t_{on} 는 트랜지스터의 점호 지연(on delay), t_{off} 는 소호 지연(off delay), 그리고 $\operatorname{sgn}(\cdot)$ 는 괄호 안의 값의 부호에 따라 +1 또는 -1의 값을 갖는 부호 함수를 나타낸다. 일반적으로 전력용 반도체의 전압 강하는 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다^{[1],[2]}.

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

식 (2)와 (4)로부터 α 상에 해당하는 단자 전압을 다시 나타내면 다음과 같다.

$$v_{a0}(k) = (V_{dc} - V_{ce} + V_d) \left(\frac{T_a(k)}{T_s} - 0.5 \right) - 0.5 (V_{ce0} + V_{d0}) \operatorname{sgn}(i_a) - 0.5 (r_{ce} + r_d) i_{as} \quad (5)$$

일반적으로 평형 삼상 전동기에서 단자 전압과 상 전압은 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서 v_{as}, v_{bs}, v_{cs} 는 상 전압을, v_{a0}, v_{b0}, v_{c0} 는 각 상에 해당하는 단자 전압을 나타낸다. 식 (5)와

(6)으로부터 α 상 전압을 계산하면 다음과 같다.

$$v_{as}(k) = \frac{(V_{dc} - V_{ce} + V_d)}{3} \left(\frac{2T_a(k) - T_b(k) - T_c(k)}{T_s} \right) - \frac{(r_{ce} + r_d)}{2} i_{as} - \frac{(2\operatorname{sgn}(i_{as}) - \operatorname{sgn}(i_{bs}) - \operatorname{sgn}(i_{cs})) (V_{ce0} + V_{d0})}{6} \quad (7)$$

이제 전압 왜곡의 또 다른 원인이 되는 DC 링크 전압 측정 오차에 대하여 살펴보자. 만약 반송파 비교 펄스 폭 변조(carrier comparison pulse width modulation)를 사용한다면, 전압 지령과 이상적인 통전 지속 지령(ideal on-time command)는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{pmatrix} T_a^*(k) \\ T_b^*(k) \\ T_c^*(k) \end{pmatrix} = \frac{T_s}{V_{dc}} \begin{pmatrix} v_{as}^*(k) + v_{zs}^*(k) \\ v_{bs}^*(k) + v_{zs}^*(k) \\ v_{cs}^*(k) + v_{zs}^*(k) \end{pmatrix} \quad (8)$$

여기서, $T_a^*(k), T_b^*(k), T_c^*(k)$ 는 이상적인 통전 지속 지령을, $v_{as}^*(k), v_{bs}^*(k), v_{cs}^*(k)$ 는 각 상의 전압 지령을, $v_{zs}^*(k)$ 는 영 전압 지령을 각각 나타낸다. 그러나 실제로는 식 (8)과 같이 이상적인 통전 지속 지령이 계산되지 않으며, 그 이유는 실제 DC 링크 전압과 측정된 DC 링크 전압의 오차에 기인한다. 측정된 DC 링크 전압으로부터 계산된 실제의 통전 지속 지령은 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} \hat{T}_a^*(k) \\ \hat{T}_b^*(k) \\ \hat{T}_c^*(k) \end{pmatrix} = \frac{T_s}{\hat{V}_{dc}} \begin{pmatrix} v_{as}^*(k) + v_{zs}^*(k) \\ v_{bs}^*(k) + v_{zs}^*(k) \\ v_{cs}^*(k) + v_{zs}^*(k) \end{pmatrix} \quad (9)$$

여기서, \hat{V}_{dc} 는 측정된 DC 링크 전압이다. 식 (8)과 (9)로부터 이상적인 통전 지속 지령과 실제 통전 지속 지령과의 관계를 다음과 같이 도출할 수 있다.

$$\hat{T}_a^*(k) = \frac{V_{dc}}{\hat{V}_{dc}} T_a^*(k) \quad (10)$$

한편 각 상의 전압 지령은 이상적인 통전 지속 지령으로부터 다음과 같이 도출할 수 있다.

$$v_{as}^*(k) = \frac{V_{dc}}{3} \left(\frac{2T_a^*(k) - T_b^*(k) - T_c^*(k)}{T_s} \right) \quad (11)$$

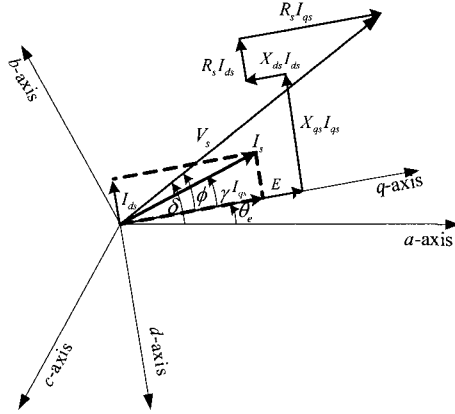


그림 3 PMSM의 Phasor도
Fig. 3 Phasor diagram of PMSM

식 (7)과 식 (11)로부터 a 상의 전압 왜곡을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_{as}^{err}(k) &= v_{as}^*(k) - v_{as}(k) \\ &= (2\text{sgn}(i_{as}) - \text{sgn}(i_{bs}) - \text{sgn}(i_{cs}))A_p + \frac{(r_{ce} + r_d)}{2}i_{as} \\ &\quad + \frac{(\Delta V_{dc} + V_{ce} - V_d)(2T_a^*(k) - T_b^*(k) - T_c^*(k))}{3T_s} \end{aligned} \quad (12)$$

여기서 $\Delta V_{dc} = \hat{V}_{dc} - V_{dc}$,

$$A_p = (2(V_{dc} - V_{ce} + V_d)(t_{d\text{cad}} + t_{\text{on}} - t_{\text{off}})/T_s + (V_{ce0} + V_{d0}))/6$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{as}^{err}(k) \\ i_{bs}^{err}(k) \\ i_{cs}^{err}(k) \end{bmatrix} &= A_p(k) \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(i_{as}(k)) \\ \text{sgn}(i_{bs}(k)) \\ \text{sgn}(i_{cs}(k)) \end{bmatrix} + \frac{(r_{ce} + r_d)}{2} \begin{bmatrix} i_{as}(k) \\ i_{bs}(k) \\ i_{cs}(k) \end{bmatrix} \\ &\quad + \frac{(\Delta V_{dc} + V_{ce} - V_d)}{3T_s} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_a^*(k) \\ T_b^*(k) \\ T_c^*(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} i_{as}^{err}(k) \\ i_{bs}^{err}(k) \\ i_{cs}^{err}(k) \end{bmatrix} = A_p(k) \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(i_{as}(k)) \\ \text{sgn}(i_{bs}(k)) \\ \text{sgn}(i_{cs}(k)) \end{bmatrix} + \frac{(r_{ce} + r_d)}{2} \begin{bmatrix} i_{as}(k) \\ i_{bs}(k) \\ i_{cs}(k) \end{bmatrix} + \frac{|v_s^*|(\Delta V_{dc} + V_{ce} - V_d)}{\hat{V}_{dc}} \begin{bmatrix} \cos\delta(k) \\ \cos(\delta(k) - 2\pi/3) \\ \cos(\delta(k) + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^{err}(k) \\ i_{ds}^{err}(k) \end{bmatrix} = 2A_p \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ \sin\theta_e & \sin(\theta_e - 2\pi/3) & \sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(i_a) \\ \text{sgn}(i_b) \\ \text{sgn}(i_c) \end{bmatrix} + \frac{(r_{ce} + r_d)}{2} \begin{bmatrix} i_{qs}(k) \\ i_{ds}(k) \end{bmatrix} + \frac{|v_s^*|(\Delta V_{dc} + V_{ce} - V_d)}{\hat{V}_{dc}} \begin{bmatrix} \cos\phi \\ -\sin\phi \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^{err}(k) \\ i_{ds}^{err}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4A_p \cos(\theta_e - \text{Mode}(\pi/3)) \\ 4A_p \sin(\theta_e - \text{Mode}(\pi/3)) \end{bmatrix} + \frac{(r_{ce} + r_d)}{2} \begin{bmatrix} i_{qs}(k) \\ i_{ds}(k) \end{bmatrix} + \frac{|v_s^*|(\Delta V_{dc} + V_{ce} - V_d)}{\hat{V}_{dc}} \begin{bmatrix} \cos\phi \\ -\sin\phi \end{bmatrix} \quad (16)$$

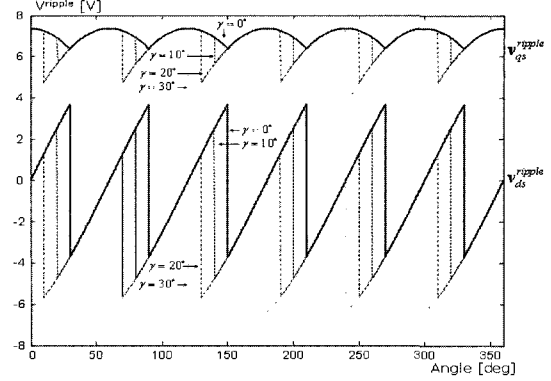


그림 4 여러 가지 γ 에 따른 전압 왜곡 v_{gls}^{ripple}
Fig. 4 Voltage distortion v_{gls}^{ripple} for various γ

식 (12)와 같은 방법으로 다른 상의 전압 왜곡을 구하여 행렬식으로 나타내면 식 (13)과 같다. 이제 각 상의 전압 지령이

$$\begin{aligned} v_{as}^*(k) &= |v_s^*| \cos\delta(k), \\ v_{bs}^*(k) &= |v_s^*| \cos(\delta(k) - 2\pi/3) \\ v_{cs}^*(k) &= |v_s^*| \cos(\delta(k) + 2\pi/3) \end{aligned}$$

로 주어지면 식 (8)과 (13)으로부터 각 상의 전압왜곡을 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다. 식 (14)을 Park's 변환을 이용하여 동기 회전 좌표계로 나타내면 식 (15)와 같다. 여기서 ϕ 는 그림 3에서 보는 바와 같이,

q축에대한 인가 전압각이다. 식 (15)을 다시 정리하여 적으면 식 (16)과 같다. 여기서 Mode는 0보다 크거나 같고, 6보다 작은 값으로 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$Mode = int\left(\frac{6(\theta_e + \gamma + \pi/6)}{2\pi}\right) \quad (17)$$

식 (16)에 도출된 전압 왜곡을 살펴보면, 우변의 첫 번째 항은 전동기 위치의 함수로 맥동 함수 형태이며, 또한 식 (12)에서 정의된 매개 파라미터 A_p 의 함수이다. 그러나 두 번째 및 세 번째 항은 전류가 일정하다고 가정하면 상수의 값을 갖는다. 이 때 첫 번째 항인 전압 맥동을 그림으로 나타내면 그림 4와 같다. 여기서 q상과 d상의 맥동 전압은 각각 v_{qs}^{ripple} 과 v_{ds}^{ripple} 로 나타내었다.

4. 전압 왜곡 관측 및 보상

전압 왜곡은 식 (16)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 좌표계 중 d축에서의 전압 방정식을 다시 적으면 다음과 같다.

$$L_s \frac{di_{ds}}{dt} = -\left(R_s + \frac{r_{ce} + r_d}{2}\right)i_{ds} + L_s w_e i_{qs} - 4A_p \sin\left(\theta_e - Mode \frac{\pi}{3}\right) + V_{ds}^{DCerr} + v_{ds}^* \quad (18)$$

여기서 $V_{ds}^{DCerr} = \frac{|v_s^*|(\Delta V_{dc} + V_{ce} - V_d)}{\hat{V}_{dr}} \sin\phi$.

이제 공칭 저항 값과 관측된 A_p 값을 이용하여 예상되는 전류 변화율을 구하면 식 (19)와 같다. 여기서 ‘^’는 관측된 값을 의미한다. 이제 전압 왜곡 중 맥동 항을 관측하기 위해 적응 제어 이론의 기울기 규칙 (gradient rule)을 이용하여 식 (12)에서 정의된 매개 파라미터 A_p 를 관측하는 규칙을 다음과 같이 잡아보자.^[10]

$$L_s \frac{d\hat{i}_{ds}}{dt} = -R_{s0} \hat{i}_{ds} + L_s w_e \hat{i}_{qs} - 4\hat{A}_p \sin\left(\theta_e - Mode \frac{\pi}{3}\right) + v_{ds}^* \quad (19)$$

$$\frac{d\hat{A}_p}{dt} = L_s \rho \left(\frac{d\hat{i}_{ds}}{dt} - \frac{di_{ds}}{dt} \right) \sin\left(\theta_e - Mode \frac{\pi}{3}\right) \quad (20)$$

여기서 ρ 는 양의 값을 갖는 파라미터 관측 이득이다. 식 (18)과 식 (19)를 이용하여 파라미터의 오차 변화율을 구하면 다음과 같다.

$$\frac{d\bar{A}_p}{dt} = -\rho(\bar{R}_s \hat{i}_{ds} + V_{ds}^{DCerr}) \sin\left(\theta_e - Mode \frac{\pi}{3}\right) + 4\rho \bar{A}_p \sin^2\left(\theta_e - Mode \frac{\pi}{3}\right) \quad (21)$$

여기서 $\bar{R}_s = R_{s0} - \left(R_s + \frac{r_{ce} + r_d}{2}\right)$, $\bar{A}_p = \hat{A}_p - A_p$ 이다.

식 (21)에서는 샘플링 주기 내에서 A_p 의 변화는 없다고 가정하여 유도하였다. 식 (21)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 (21)를 적분형태로 다시 적어보면 식 (22)와 같다.

$$\begin{aligned} \hat{A}_p(t) &= \hat{A}_p(t_0) - 4\rho \int_{t_0}^t \bar{A}_p(\tau) \left(\sin^2\left(\theta_e(\tau) - Mode(\tau) \frac{\pi}{3}\right) \right) d\tau \\ \bar{A}_p(t) &= \bar{A}_p(t_0) - 4\rho \int_{t_0}^t \bar{A}_p(\tau) \left(\sin^2\left(\theta_e(\tau) - Mode(\tau) \frac{\pi}{3}\right) \right) d\tau \end{aligned} \quad (22)$$

만약 특정 구간에서 sin함수의 적분 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 같고 수식으로 나타내면 다음과 같다.

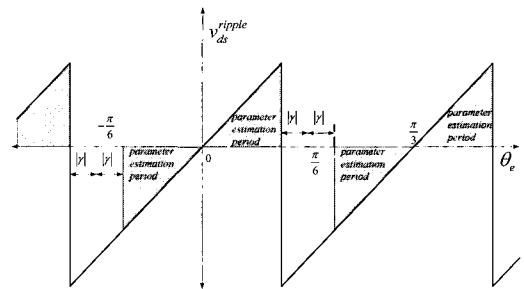


그림 5 제안된 방법에서의 파라미터 관측 구간
Fig. 5 Graphic representation of parameter estimation period for proposed method

$$\frac{\pi}{6}(2Mode - 1) + |\gamma| \leq \theta_e \leq \frac{\pi}{6}(2Mode + 1) - |\gamma| \quad (23)$$

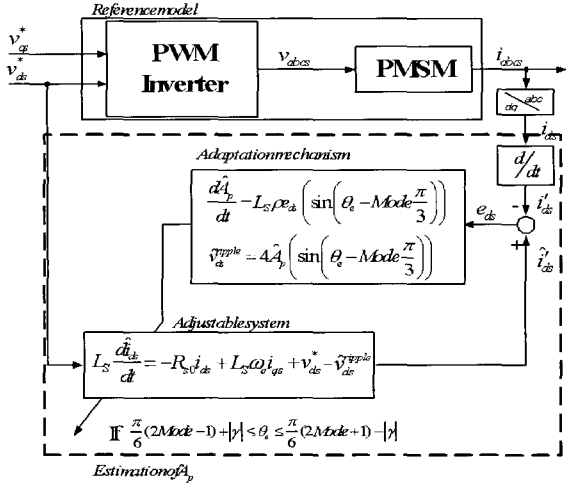


그림 6 제안된 MRAS 파라미터 관측기의 구성
Fig. 6 Configuration of proposed observer using MRAS

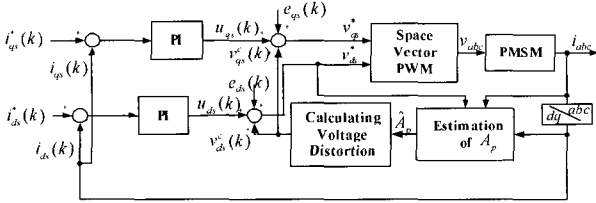


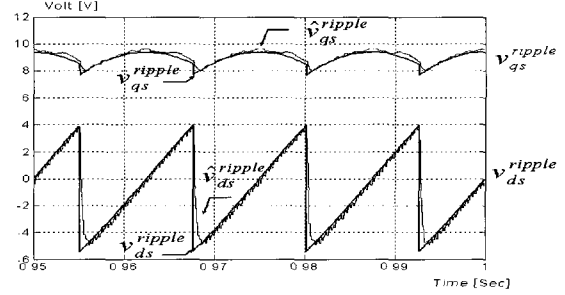
그림 7 제안된 관측기를 사용한 전류 제어기
Fig. 7 Current controller using proposed observer

그림 6은 제안된 모델 기준 적응 시스템(Model Reference Adaptive System) 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.

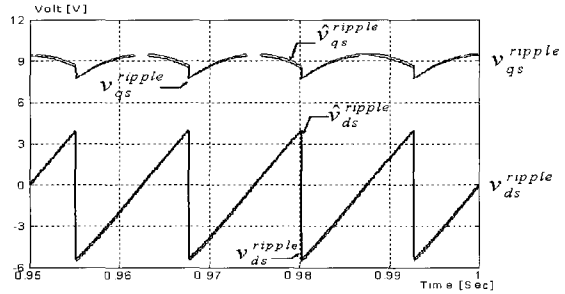
$$\begin{aligned} v_{qs}^* &= 4\bar{A}_p \cos\left(\theta_e - Mode(k) \frac{\pi}{3}\right), \\ v_{ds}^* &= 4\bar{A}_p \sin\left(\theta_e - Mode(k) \frac{\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (24)$$

5. 모의실험 및 실험 결과

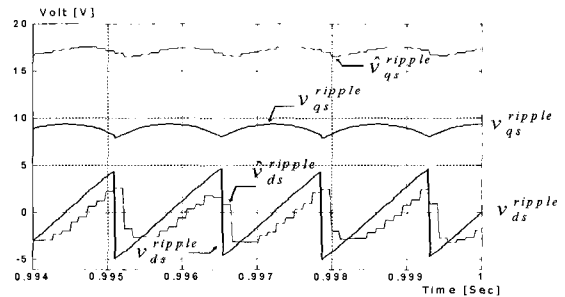
모의실험 및 실험을 위해서 사용된 영구자석 동기전동기의 파라미터와 인버터에 사용된 전력용 반도체의 파라미터를 표 1과 표 2에 나타내었다. 그림 8은 표 1



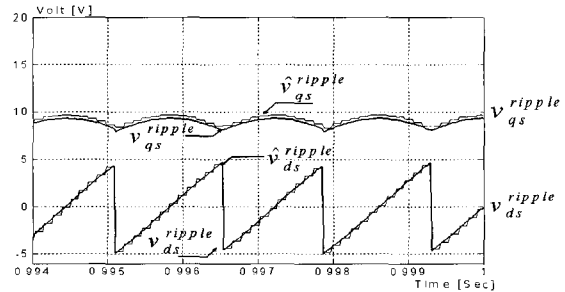
(a) 기존의 시지연 제어기법 이용 관측기 (200rpm)
(a) Previous time delay control observer (200rpm)



(b) 제안된 방법의 관측기 (200rpm)
(b) Proposed observer (200rpm)



(c) 기존의 시지연 제어기법 이용 관측기 (1800rpm)
(c) Previous time delay control observer (1800rpm)



(d) 제안된 방법의 관측기 (1800rpm)
(d) Proposed observer (1800rpm)

그림 8 관측된 전압 왜곡의 비교(모의실험)
Fig. 8 Comparison of observed voltage ripple (simulation)

과 표 2의 파라미터를 이용하여 전압 왜곡을 관측하는 모의실험을 실시한 결과이다. 그림 8의 동작 주파수는 200rpm과 1800rpm 이다. 모의실험은 공칭 파라미터와 실제 파라미터가 오차를 갖도록 하여 실시하였고 조건은 다음과 같다.

$$R_{s0} = 1.4R_s, \lambda_{m0} = \lambda_m/1.22, L_{s0} = L_s \quad (25)$$

저항 및 자속 쇄교는 전동기의 온도 함수이므로 동작 중 전동기의 온도가 변화하면 파라미터가 변화한다. 위의 파라미터는 이를 고려한 값이다.

반면 인덕턴스는 온도의 함수가 아니므로 공칭값과 실제 값이 일치하는 값을 사용하였다. 그림 8에서 비교된 기존의 시지연 제어기법(time delay control method)^[5]는 저역 통과 필터로 인하여 위상 지연을 가지나, 제안한 방법은 위상 지연을 갖지 않는다. 또한 시지연 제어기법을 사용하여 관측된 결과는 파라미터 오차로 인하여 고속에서 실제 값과 관측 값이 차이를 가지나 제안된 방법은 이 때에도 상당히 정확한 관측 결과를 보임을 알 수 있다.

표 1 제어 대상 전동기의 사양
Table 1 Specification of test motor

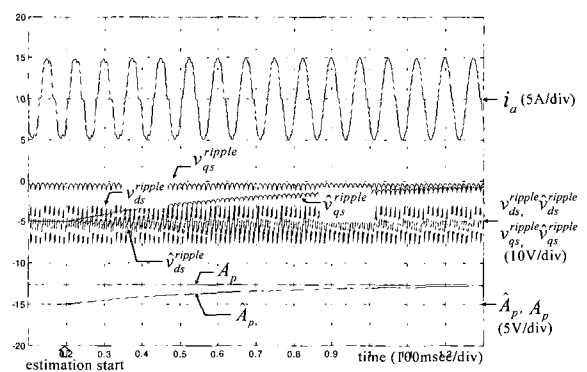
Rated power	750[W]	Number of poles	8
Rated torque	2.4[Nm]	Rated speed	3000[rpm]
Stator resistance	0.49[Ω]	Rated current	6.0[A]
Linkage flux	0.0667[Wb]	Stator inductance	6.9[mH]

표 2 인버터의 주요 사양
Table 2 Specification of drive system

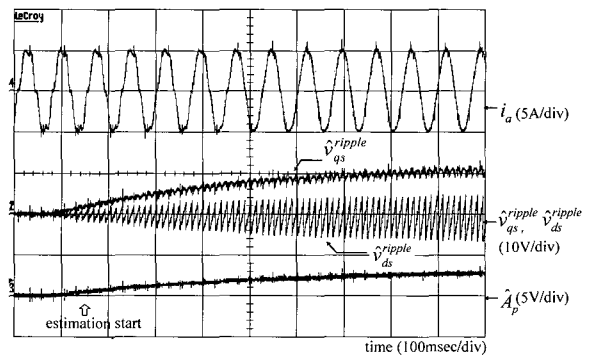
DC link voltage(V_{dc})	310[V]	Switching period	120[μSec]
Dead time	3[μSec]	Switching device	IGBT
Turn-on time*	0.4-2.0[μSec]	Turn-off time*	2.0-2.9[μSec]
Saturation voltage*	1.8-2.7[V]	Forward Voltage	2.2-3.3[V]

그림 9는 제안된 관측기를 사용하여 전류 제어를 행하였을 때의 결과를 나타낸 것이다. 이 때의 조건 역시 공칭 저항과 실제 저항 및 공칭 자속 쇄교와 실제 자속 쇄교가 위의 조건과 같이 온도 변화를 고려하여 오차를 갖도록 설정하였다. 9(a)는 모의 해석 결과이고 9(b)는 실험 결과이다. 초기의 전류는 전압 왜곡으로

인하여 리플을 가지고 있지만, 전압 왜곡을 관측하고 보상을 시작하면, 점차 전류의 왜곡이 사라짐을 알 수 있다. 관측된 파라미터 \hat{A}_p 와 q축과 d축의 전압 리플은 그림에서 볼 수 있는 바와 같이 관측이 진행됨에 따라 관측된 값이 실제 값에 수렴되어 감을 알 수 있다. 9(b)는 모의실험과 동일한 파라미터 오차를 갖는 조건으로 실험을 실시하여 얻는 실험 결과로 모의 실험 결과와 거의 동일한 결과를 나타낸다.



(a) 모의실험 결과
(a) Simulation results



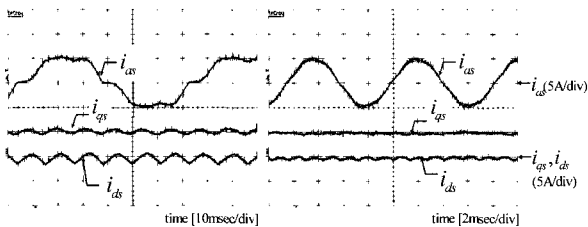
(b) 실험 결과
(b) Experimental results

그림 9 전압 왜곡 관측 및 보상 결과

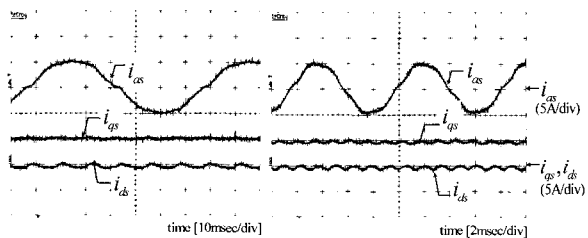
Fig. 9 Results for voltage distortion observing and compensation

그림 10은 영구자석 동기전동기를 200rpm 및 1800rpm으로 운전시키면서 정상상태에서 보상된 결과를 나타내었다. 10(a)는 전압 왜곡을 보상하지 않았을 때의 전류 파형이며 10(b)는 기존의 시지연 제어기법을 사용한 전류 파형이고 10(c)는 본 논문에서 제안된 관측기법을 사용하여 보상한 전류 파형이다. 이 때 10(b)에서는 공칭 파라미터와 실제 파라미터가 일치하

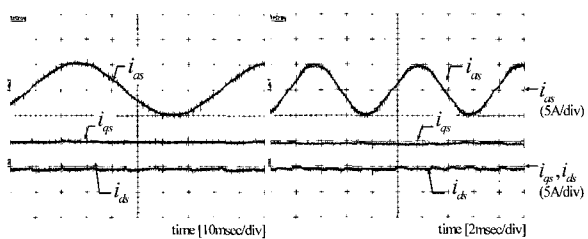
게 하여 실험하였고, 10(c)에서는 공칭 파라미터와 실제 파라미터가 식 (25)와 같이 오차를 갖게 하여 실험을 실시하였다. 기존의 시지연 제어기법을 사용하여 전압 리플을 관측하여 보상을 하는 방법은 저속 운전 영역에서는 보상 효과가 나타나지만 고속 운전 영역에서는 오히려 전류 왜곡이 심해짐을 알 수 있다.^[5] 그러나 제안된 전압 왜곡 관측기를 사용하여 전압 리플을 관측하여 보상을 하는 방법은 전동기의 파라미터 오차가 존재하더라도 저속 영역과 고속 영역에서 공히 전류 형상이 개선되었음을 알 수 있다.



(a) 보상전
(a) Without compensation



(b) 시지연 제어기법을 이용한 보상
(b) Compensation with previous time delay observer



(c) 제안된 관측기를 이용한 보상
(c) Compensation with proposed observer

그림 10 전류 파형 비교
Fig. 10 Comparison of current waveform

6. 결 론

본 논문에서는 영구자석 동기전동기용 펄스 폭 변조 전압원 인버터의 전압 왜곡을 해석하였다. 또한 해석

을 바탕으로 전동기의 저항 오차 및 DC 링크 전압 측정 오차가 존재하는 경우에도 펄스 폭 변조 전압원 인버터의 전압 왜곡을 관측하는 기법을 제안하였으며, 제안된 방법의 우수성을 모의실험 및 실험을 통하여 검증하였다. 일반적으로 현대 제어이론을 적용한 많은 시스템에서는 다양한 형태의 관측기들이 사용된다. 이러한 관측기들의 입력은 일반적으로 인가 전압이다. 그러나 실제 관측기들에서는 인가 전압을 알 수 없으므로 전압 지령을 입력으로 간주하여 관측하는 것이 일반적이다. 이러한 관측기는 특히 전압 지령이 낮은 저속 영역에서 전압 왜곡의 오차로 인하여 정밀한 관측이 어려워진다. 그러나 본 논문에서 제안된 전압 왜곡 관측기를 현대 제어 이론을 적용한 일반적인 관측기의 입력 전압 오차의 보정에 사용한다면, 정밀한 관측기(observer)에 대한 요구를 만족시킬 수 있을 것으로 기대된다. 추후 제안된 방법을 사용하여 영구자석 동기전동기의 파라미터를 운전 중 관측하는 방법에 대하여 연구하고자 한다.

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

참 고 문 헌

- [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. S. Kim, H. T. Moon, and M. J. Youn, "A novel dead-time compensation method using disturbance observer", *Journal of Power Electronics*, Vol. 2 No. 1, pp. 55~66, 2002.
- [7] 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.
- [8] 김학원, 윤명중, 조관열, 김정철, "영구자석 동기전동기용 전압원 인버터의 전압왜곡 분석 및 On-line 보상", 2003년 전력전자학계학술대회.
- [9] 김현수, 윤명중, "온라인 진행 데드타임 보상기법", *전력전자학회논문지*, 제9권 제3호, pp. 267~274, 2004.
- [10] P. A. Ioannou, and J. Sun, "Robust adaptive control", Prentice-Hall International, 1996.

저 자 소 개



김학원(金學源)

1968년 3월 30일생. 1989년 고려대 전기공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전자전산학과 졸업(석사). 1991년~현재 LG전자(주) DA연구소 책임연구원. 2000년~현재 한국과학기술원 전자전산학과 박사과정.



윤명중(尹明重)

1946년 11월 26일생. 1970년 서울대 공업교육과 졸업. 1974년 미국 University of Missouri-Columbia 전기공학과 졸업(석사). 1978년 동 대학원 졸업(공학박). 1978년~1983년 General Electric사 책임연구원. 1983년~현재 한국과학기술원 전자전산학과 교수. 당 학회 회장 역임.



김현수(金賢洙)

1972년 12월 1일생. 1994년 한국과학기술원 전자전산학과 졸업. 1996년 동 대학원 전자전산학과 졸업(석사). 2003년 동 대학원 전자전산학과 졸업(공학박). 2003년~2004년 (주)포스콘 기술연구소 선임연구원. 현재 삼성SDI(주) PDP사업부 과장.



조관열(趙官烈)

1963년 2월 20일생. 1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 한국과학기술원 전자전산학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전자전산학과 졸업(공학박). 1993년~2003년 LG전자(주) DA연구소 책임연구원. 2004년~현재 충주대 정보제어공학과 전임강사.