

교류측 센서를 제거한 3상 PWM 정류기의 새로운 제어

李東椿, 李志明, 林大植

A Novel Control Scheme of Three-Phase PWM Rectifiers Eliminating AC-Side Sensors

Dong-Choon Lee, G-Myoung Lee, Dae-Sik Lim

요 약

본 논문은 직류측 센서만을 갖는 3상 PWM 정류기의 새로운 제어기법을 제안한다. 제어기 내부의 모델전류와 시스템 전류의 편차를 영으로 제어하여 상전압의 크기와 위상을 추정하고 스위칭 상태와 직류링크전류로부터 상전류를 재구성한다. 제안한 상전압 및 상전류 센서리스 기법을 PWM 정류기 시스템에 적용한 실험을 통하여 그 타당성을 검증하였다.

ABSTRACT

In this paper, a novel control scheme of three-phase PWM rectifiers using only dc-side sensors is proposed. The phase currents are reconstructed from switching states of the rectifier and the dc output current. For effective current control, the currents are estimated by a predictive state observer. Also, both the phase angle and the magnitude of the source voltage are estimated by controlling the deviation between the model current and the system current to be zero. The validity of the proposed ac phase voltage and current sensorless technique has been verified by experimental results.

Key Words : PWM rectifier, source voltage estimation, current reconstruction, sensorless control

1. 서 론

교류전원으로부터 직류출력을 얻기 위해 종래 다이오드 정류기나 사이리스터 위상제어 정류기를 주로 사용해 왔으나 최근에는 PWM 정류기를 점차 많이 사용하고 있는 추세이다. PWM 정류기는 직류출력전압을 제어할 수 있고 교류전원측의 전류를 정현적으로 제어할 수 있으며 전원측의 역률제어가 가능하다. 또한 직류측의 전력이 교류측으로 역류할 수 있으므로 양방향의 전력제어도 가능하다^[1]. 그러나 제어에 필요한 전압, 전류 검출을 위한 센서의 수가 많아 시스템의 크기와 비용이 증가하고, 센서부의 고장 혹은 노이

즈에 의해 전체 시스템의 신뢰도가 떨어지는 문제가 있다. 따라서 사용되는 센서의 수를 가능한 한 줄이는 것이 바람직하다.

인버터에서 두 개의 상전류 센서를 사용하는 대신 하나의 직류링크 전류센서만을 사용하는 기법이 발표된 바 있고^[2-5], 이를 바탕으로 하여 PWM 정류기에서도 입력측 상전류센서를 사용하지 않고 직류링크 전류센서만을 사용하는 연구결과가 발표되었다^[6,7]. 그러나 이 방법에서 입력 상전류센서는 제거되었으나 상전압 센서는 사용되었다. 한편, 상전류센서를 사용한 채 상전압센서만을 제거하는 기법도 제안된 바 있다^[8,9].

본 연구에서는 교류측의 상전류 및 상전압 센서를 모

두 제거하고 단지 직류측 전압센서와 전류센서만을 사용하는 PWM 정류기의 새로운 제어기법을 제시하고자 한다. 먼저 직류링크전류와 스위칭 상태를 이용하여 상전류를 재구성하고 상태관측기를 통해 다음 샘플링 시점의 전류를 예측한다. 그리고 정류기의 실제전류(재구성된 전류)와 제어부 내에서 계산되는 모델전류의 편차를 0으로 제어함으로써 전원전압의 위상각과 진폭을 추정한다. 또한 센서의 개수가 감소함으로써 야기될 수 있는 고장시의 시스템 보호문제도 검토한다.

DSP TMS320C31로 제어되는 IGBT PWM 정류기 시스템을 이용한 실험을 통하여 제시한 기법의 타당성을 검증한다.

2. PWM 컨버터의 모델링

그림 1의 PWM정류기에서 입력상전압의 피크치 E , 각주파수 ω , 초기 위상각 θ_0 가 주어지고 3상 평형이라 가정하면 전원전압은 식 (1)로 주어진다.

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서 $\theta = \omega t + \theta_0$ 이다.

정류기 모델의 추정된 전원의 위상각과 각주파수를 각각 θ_M, ω_M 이라 하면, 3상을 d-q 동기좌표계로 변환하기 위한 행렬 T는 식 (2)와 같다.

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_M & \cos(\theta_M - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_M + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta_M & \sin(\theta_M - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_M + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2)$$

한편, 동기좌표계로 표시한 정류기 시스템의 전압방정식은 식 (3)과 같다^[8].

$$\begin{bmatrix} e_{qe} \\ e_{de} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL & -\omega_M L \\ \omega_M L & R + pL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qe} \\ i_{de} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{qe} \\ v_{de} \end{bmatrix} \quad (3)$$

식 (3)을 벡터로 표현하면 다음과 같다.

$$\bar{e} = R\bar{i} + \omega_M L J \bar{i} + \bar{v} \quad (4)$$

여기서,

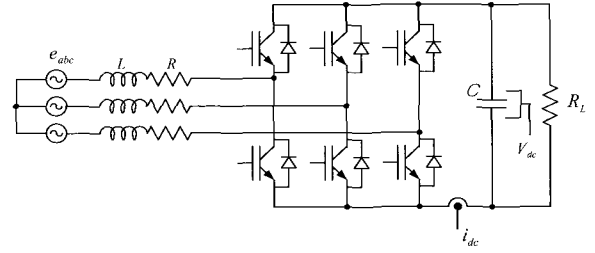


그림 1 3상 PWM 정류기
Fig. 1 Three-phase PWM rectifier

$$\bar{e} = \begin{bmatrix} e_{qe} \\ e_{de} \end{bmatrix}, \bar{i} = \begin{bmatrix} i_{qe} \\ i_{de} \end{bmatrix}, \bar{v} = \begin{bmatrix} v_{qe} \\ v_{de} \end{bmatrix}, \bar{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

식 (2)를 이용하여 식 (1)의 전원전압을 동기좌표계로 변환하면

$$\bar{e} = \begin{bmatrix} E \cos \Delta\theta \\ -E \sin \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (5)$$

가 된다. 여기서 $\Delta\theta = \theta - \theta_M$ 이다.

식 (4)와 식 (5)를 샘플링 주기 T를 가지는 차분식으로 표현하면 다음과 같다^[8].

$$\bar{e}(k-1) = R\bar{i}(k-1) + \frac{L}{T}[\bar{i}(k) - \bar{i}(k-1)] + \bar{v}(k-1) + \omega_M L \bar{J} \bar{i}(k-1) \quad (6)$$

$$\bar{e}(k-1) = \begin{bmatrix} E \cos \Delta\theta(k-1) \\ -E \sin \Delta\theta(k-1) \end{bmatrix} \quad (7)$$

3. 상전압 추정

식 (6)으로부터 정류기의 실제전류와 모델전류는 다음과 같이 표시된다^[8].

$$\bar{i}(k) = \bar{i}(k-1) + \frac{T}{L}[\bar{e}(k-1) - \bar{v}(k-1) - R\bar{i}(k-1) - \omega_M L \bar{J} \bar{i}(k-1)] \quad (8)$$

$$\bar{i}_M(k) = \bar{i}(k-1) + \frac{T}{L_M}[\bar{e}_M(k-1) - \bar{v}(k-1) - R_M \bar{i}(k-1) - \omega_M L_M \bar{J} \bar{i}(k-1)] \quad (9)$$

만약 정류기의 실제 파라미터와 모델의 파라미터가 일치한다고 가정하면 식 (8)과 식 (9)로 표시된 실제전류와 모델전류의 편차는 전원전압의 추정 오차에 비례함을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta \bar{i} &= \bar{i}(k) - \bar{i}_M(k) \\ &= \frac{T}{L} [\bar{e}(k-1) - \bar{e}_M(k-1)] \\ &= \frac{T}{L} \Delta \bar{e}(k-1) \end{aligned} \quad (10)$$

이때 식 (10)에 식 (7)을 대입하고 전원전압에 q축 성분만 존재한다고 좌표계를 설정하면 식 (10)은 식 (11)로 표현될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{qe}(k) \\ \Delta i_{de}(k) \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} E \cos \Delta \theta(k-1) - E_M(k-1) \\ -E \sin \Delta \theta(k-1) \end{bmatrix} \quad (11)$$

만약 $\Delta \theta \approx 0$ 이라면 식 (11)은 식 (12)로 근사될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{qe}(k) \\ \Delta i_{de}(k) \end{bmatrix} \approx \frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} \Delta E(k-1) \\ -E \Delta \theta(k-1) \end{bmatrix} \quad (12)$$

여기서,

$$\Delta E(k-1) = E - E_M(k-1) \quad (13)$$

식 (12)로부터 q축 전류편차는 전원전압의 진폭의 편차에, d축 전류편차는 위상편차에 비례함을 알 수 있다. 따라서 Δi_{de} 와 Δi_{qe} 가 0으로 제어된다면 $E = E_M$ 과 $\theta = \theta_M$ 가 된다. ΔE 와 $\Delta \theta$ 를 제어하기 위해 다음과 같은 PI 제어를 사용한다.

$$E_M(k) = K_{EP} \Delta i_{qe} + K_{EI} \Delta i_{qe} + E_M(k-1) \quad (14)$$

$$\theta_M(k) = K_{\theta P} (-\Delta i_{de}(k)) + K_{\theta I} (-\Delta i_{de}(k)) + \theta_M(k-1) + \omega T \quad (15)$$

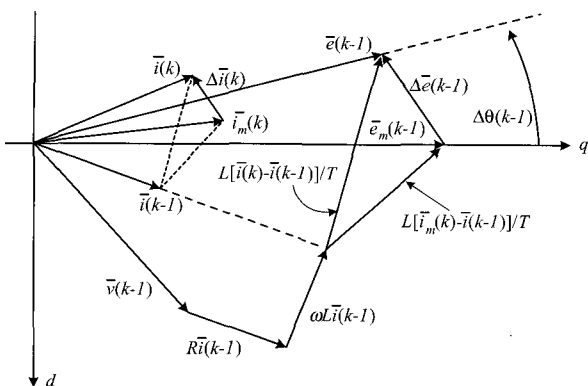


그림 2 실제전류와 모델전류의 벡터도
Fig. 2 Vector diagram of measured current and estimated current

그림 2는 정류기 시스템과 모델의 전압, 전류의 관계를 나타낸 벡터도이다. 시스템과 모델의 파라미터가 일치한다고 가정할 경우, 실제전류와 모델전류의 편차는 전원전압의 진폭과 위상각의 편차로 나타남을 보인다.

4. 상전류의 추정

본 절의 내용은 참고문헌 [7]에 발표된 바 있으나 논문의 원활한 전개를 위하여 본고에 다시 간략히 요약한다. 상전압 추정알고리즘을 추가한 전체 제어블럭도가 그림 3에 보인다.

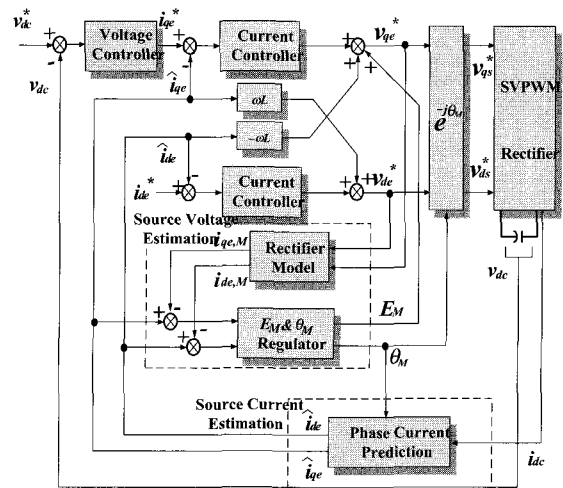


그림 3 전체 제어 블럭도
Fig. 3 Overall control block diagram

표 1 스위칭 상태와 직류링크전류
Table 1 Switching states and dc-link current

State	S_a	S_b	S_c	i_{dc}
1	1	0	0	i_a
2	1	1	0	$-i_c$
3	0	1	0	i_b
4	0	1	1	$-i_a$
5	0	0	1	i_c
6	1	0	1	$-i_b$
7	1	1	1	0
8	0	0	0	0

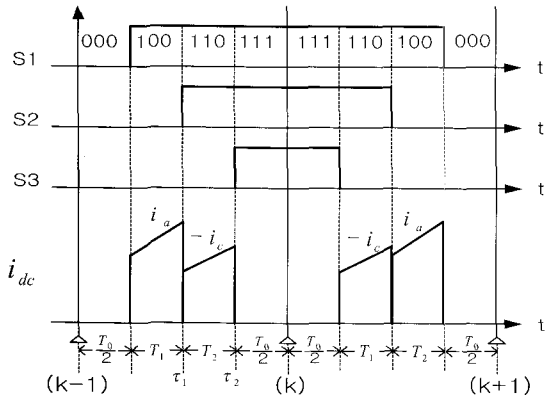


그림 4 스위칭 패턴과 직류링크전류 (영역 1)
 Fig. 4 Switching patterns and dc-link currents (sector 1)

상전류의 재구성은 식 (16)으로 정의되는 직류출력 단 전류가 정류기의 스위칭 상태에 따라 표 1에 보인 바와 같이 특정한 상전류에 대응된다는 것을 이용한다.

$$i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (16)$$

여기서, S_a, S_b, S_c 는 1 혹은 0을 값을 갖는 스위칭함수이다.

예를 들어, 기준전압벡터가 영역 I에 존재할 때 스위칭 패턴과 직류링크전류는 그림 4와 같다.

V_1 벡터가 인가되는 동안 $i_{dc} = i_a$ 이고, V_2 벡터가 인가되는 동안 $i_{dc} = -i_c$ 임을 알 수 있다. i_{dc} 의 측정에 의해 두 상의 전류 값을 알게 되면 나머지 한 상의 전류는 3상의 전류의 합이 0이라는 조건으로부터 구할 수 있다.

그림 4에 보이듯이 a상과 c상의 상전류는 각각 τ_1 과 τ_2 에서 검출되므로 3상 전류의 합이 0이라는 조건에서 구한 세 번째 상의 전류에는 다소의 오차가 존재한다. 따라서, τ_1 또는 τ_2 시점에서 검출된 전류로부터 k 번째 샘플링순간의 전류 값을 예측할 필요가 있는데, a상 전류의 경우 τ_1 시점에서 전류를 검출하고 τ_1 에서부터 k 번째 샘플링시점까지 a상에 가해진 평균 전압 식 (17)을 이용하면 식 (18)과 같은 k 시점의 a상의 전류를 구할 수 있다.

$$V_{an} = -\frac{T_2}{T_2 + \frac{T_0}{2}} \frac{V_{dc}}{3} \quad (17)$$

$$i_a(k) = i_{dc}(\tau_1) + \frac{T_2 + \frac{T_0}{2}}{L} [e_a - V_{an} - R i_{dc}(\tau_1)] \quad (18)$$

마찬가지로 k 시점의 c상 전류는 식 (19)처럼 구할 수 있고, b상의 전류는 식 (20)으로 구해진다.

$$i_c(k) = i_{dc}(\tau_2) + \frac{T_0}{2L} [e_c - V_{cn} - R i_{dc}(\tau_2)] \quad (19)$$

$$i_b(k) = -i_a(k) - i_c(k) \quad (20)$$

한편, 실제 시스템의 경우 마이크로프로세서의 연산 시간이 고려되어야 하므로 k 시점에서 재구성된 상전류로부터 다음 번 ($k+1$) 샘플링 시점의 상전류를 미리 계산할 필요가 있다. 이를 위해 예측 상태관측기를 이용한다^[3]. 먼저 상태공간모델로부터 관측기 방정식을 구하면 다음과 같다.

$$\hat{X}(k+1) = F \hat{X}(k) + G U(k) \quad (21)$$

여기서,

$$\hat{X}(k) = \begin{bmatrix} \hat{i}_{qe}(k) \\ \hat{i}_{dc}(k) \end{bmatrix}, F = \begin{bmatrix} e^{-\frac{R}{L}T} & e^{-\omega T} \\ e^{\omega T} & e^{-\frac{R}{L}T} \end{bmatrix},$$

$$G = \begin{bmatrix} \frac{1}{R}(1 - e^{-\frac{R}{L}T}) & \frac{1}{\omega L}(1 - e^{-\omega T}) \\ \frac{1}{\omega L}(e^{\omega T} - 1) & \frac{1}{R}(1 - e^{-\frac{R}{L}T}) \end{bmatrix}$$

이고, “ $\hat{\cdot}$ ”은 추정치를 의미한다.

파라미터 변동에 대한 추정오차를 줄이기 위해 식 (21)에 오차 보상항을 추가하면 다음과 같다.

$$\hat{X}(k+1) = F \hat{X}(k) + G U(k) + K(X(k) - \hat{X}(k)) \quad (22)$$

여기서, K 는 페루프 관측기의 극점에 의해 결정되는 이득이다.

모델과 실제 시스템의 파라미터가 일치한다고 가정할 경우의 페루프 관측기의 구성도를 그림 5에 나타내었고, 여기서, 출력행렬 $H = C$ 이다.

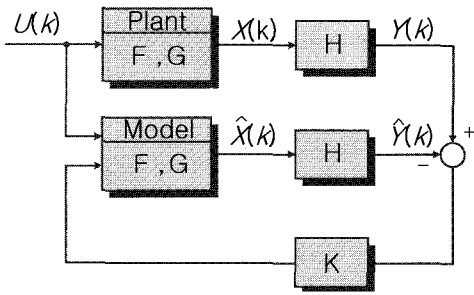


그림 5 폐루프 관측기
Fig. 5 Closed-loop observer

5. 초기 제어위상각 추정

초기상태에는 전원전압의 위상각에 대한 정보가 없으므로, DSP의 연산시간을 고려한 초기 위상각을 추정해야 한다. 우선, 기동시 첫 번째와 두 번째 제어주기에서 임의의 전압벡터 $v(0)$ 와 $v(1)$ 을 각각 인가하고, 그 스위칭 패턴과 검출된 직류링크전류로부터 상전류 $i(0)$ 와 $i(1)$ 을 재구성한다. 이 전류를 이용하여 다음 식으로부터 d-q 정지좌표계의 전원전압을 구한다.

$$e_{qs,M}(0) = Ri_{qs,M}(0) + \frac{L}{T}[i_{qs,M}(1) - i_{qs,M}(0)] + v_{qs,M}(0) \quad (23)$$

$$e_{ds,M}(0) = Ri_{ds,M}(0) + \frac{L}{T}[i_{ds,M}(1) - i_{ds,M}(0)] + v_{ds,M}(0) \quad (24)$$

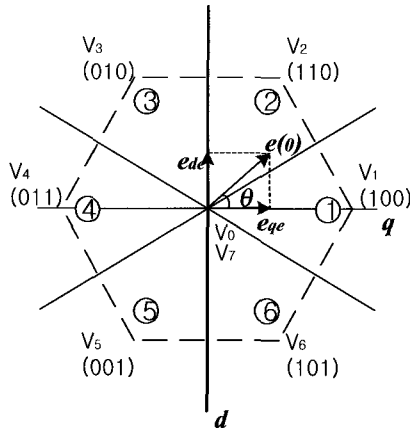


그림 6 전원전압의 초기 위상각 추정
Fig. 6 Estimation of initial phase angle of source voltage

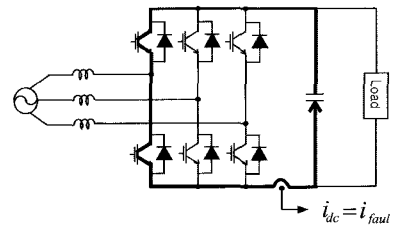
위의 두 값을 이용하여 다음과 같이 초기 위상각을 구한다.

$$\theta_M(0) = \tan^{-1}\left(-\frac{e_{ds,M}(0)}{e_{qs,M}(0)}\right) \quad (25)$$

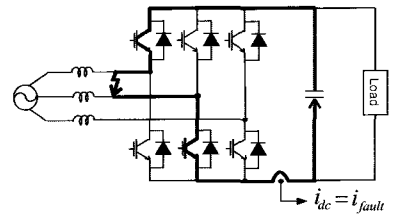
이 위상각을 이용하여 세 번째 주기부터 정상적인 제어에 들어간다. 그림 6은 초기 위상각 추정을 위한 벡터도를 나타낸다.

6. 회로고장 검토

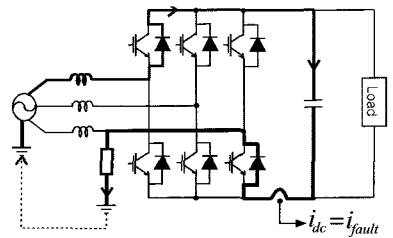
입력측의 상전류센서가 없고 직류측 전류센서만을 갖는 경우, 과전류에 대한 회로의 보호능력을 검토할 필요가 있다^[5].



(a) 암단락



(b) 선간단락



(c) 1선 지락

그림 7 PWM 정류기의 고장

Fig. 7 Fault conditions on PWM rectifier

- (a) arm-short
- (b) short-circuit of two phases
- (c) earth current fault

그림 7은 PWM 정류기에서 발생 가능한 고장시의 회로를 나타낸다.

(a)는 암단락 사고인데 고장전류가 직류 링크단을 경유하므로 직류전류센서를 통한 과전류 검출이 가능하다.

(b)는 선간단락의 경우이고 (c)는 1선 지락의 경우인데 (a)와 마찬가지로 고장전류가 직류링크단을 통과하므로 전류센서를 통한 검출이 가능하다.

(c)의 경우 고장회로가 전원측 접지단과 지락점 임피던스를 통해 링크커패시터로 연결되므로 지락점 임피던스에 의해 고장전류의 크기가 결정된다.

따라서 고임피던스로 지락될 경우 고장전류가 작게 되므로 단순한 과전류 검출방법으로는 고장 식별이 되지 않는다. 정상적인 회로인 경우는 영벡터 인가구간에서 직류링크전류가 존재하지 않으므로 이 구간에서의 직류링크전류 존재유무로 고장여부를 판별한다.

7. 실험 결과 및 검토

PWM 제어정류기를 이용하여 제안한 센서리스 제어기법을 적용한 실험을 수행하였다.

실험에 사용된 시스템의 파라미터는 표 2와 같으며 실험장치의 구성은 참고문헌 [7]에서와 동일하다.

표 2 시스템 파라미터
Table 2 System parameters

입력전압	3상 110V
입력 인덕턴스	3.3 [mH]
입력 저항	0.06 [Ω]
직류링크 커패시터	2350 [μ F]
스위칭 주파수	3.5 [kHz]
정격 부하	3 [kW]

그림 8은 측정된 직류 링크전류와 상전류의 관계를 나타낸다.

매 제어주기 동안 직류링크전류가 각 상전류에 일치함을 보인다. 본 연구에서는 한 주기 내에서 i_{dc1} 과 i_{dc2} 를 각각 한 번 씩 측정하였으나 보다 정밀한 측정을 위해서는 2회 이상 측정하여 그 평균치를 사용하는 것이 바람직하다.

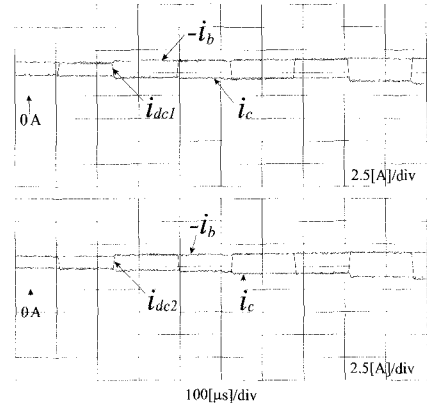


그림 8 직류 링크전류와 상전류의 관계 (영역 V)
Fig. 8 Measured dc link current and phase current (sector V)

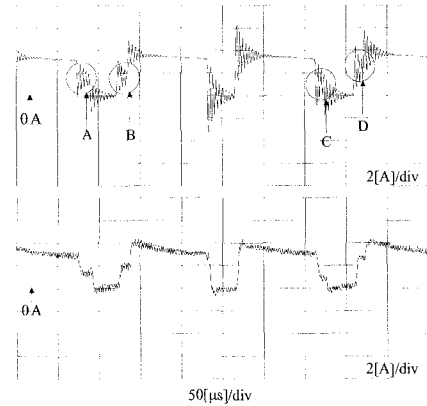


그림 9 직류 링크전류의 ringing
Fig. 9 Ringing of DC link current

그림 9는 직류링크단의 전류를 보인다. 회로의 누설 인덕턴스와 스너버 커패시터에 의해 스위칭 순간에 진동(ringing)이 발생하는데 전류검출시 그 영향을 최소화하기 위해 유효벡터 인가구간의 마지막 부분에서 전류 검출을 실시하였다. A~D의 원으로 표시한 부분처럼 유효벡터 인가구간이 짧은 경우는 펄스폭을 일정하게 유지하고 펄스의 위치를 이동시킴으로써 진동의 영향을 감소시킬 수 있다^[7, 10].

또한 이 ringing을 제거하기 위해 저대역필터를 사용한다. 그림의 하단부의 파형은 2차 Butterworth 필터를 통과한 신호의 파형이다. 필터의 절점주파수는 112[kHz]로 설정되었으며 지연시간은 약 2[μ sec]이다.

ringing전류의 진동주파수는 258[kHz]이므로 진동성분은 거의 여과되고 스위칭주파수 3.5[kHz]에 비해 절점주파수가 충분히 높으므로 지연효과는 전류응답에

별 영향을 미치지 않는다.

그림 10은 추정된 전원전압의 진폭과 위상 그리고 정현파형을 나타내는데 실제의 전원전압의 그것들과 잘 일치함을 보인다.

그림 11은 정상상태의 전원전압 및 상전류의 파형을 보인다. 교류측의 센서가 모두 제거된 (a)의 경우에서도 센서를 사용한 (b)와 동일한 특성을 보이며 단위역률제어도 잘 이루어짐을 보인다.

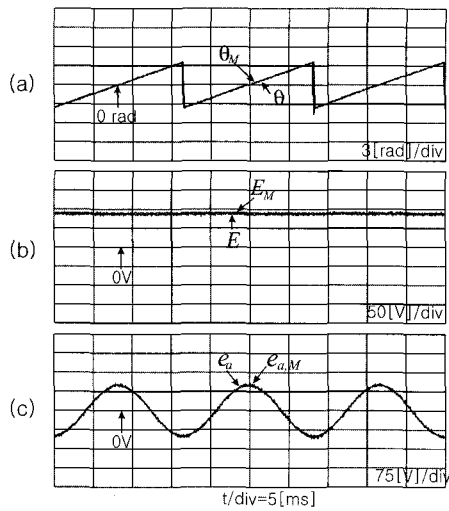


그림 10 전원전압 추정

(a) 위상각 (b) 진폭 (c) 파형

Fig. 10 Source voltage estimation

(a) phase angle (b) magnitude (c) waveform

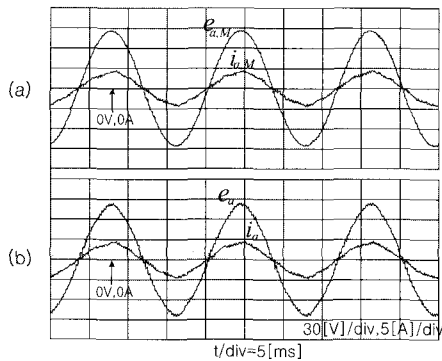


그림 11 정상상태의 상전류 및 전압파형

(a) 추정치 (b) 실제치

Fig. 11 Phase current and voltage waveform in steady state

(a) estimated (b) measured

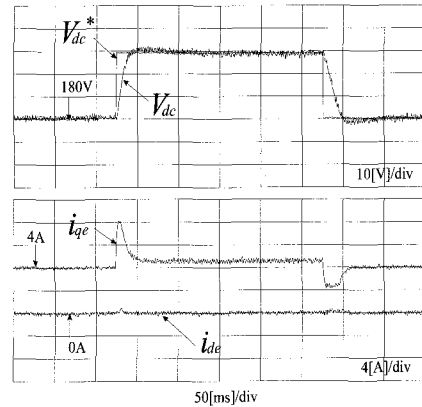


그림 12 기준전압 변동에 의한 과도응답

Fig. 12 Transient responses for the reference voltage change

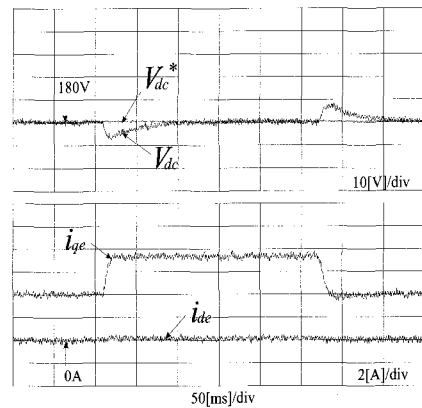


그림 13 부하변동에 의한 과도응답

Fig. 13 Transient responses for load variation

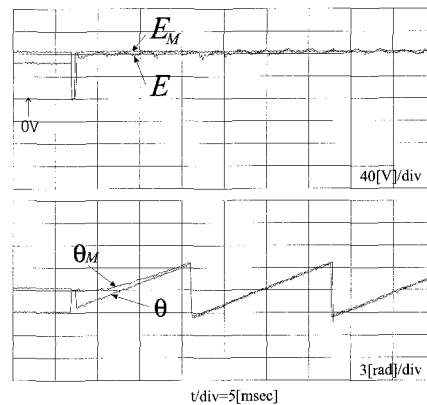


그림 14 전원전압 초기추정 특성

Fig. 14 Estimation of initial phase source voltage

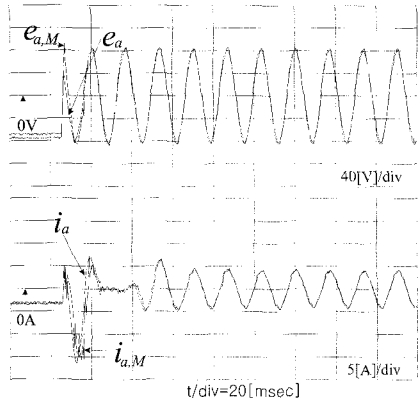


그림 15 기동시 상전류 및 상전압의 추정
 Fig. 15 Estimation of phase current and voltage in starting

그림 12와 13에서는 교류측 센서를 제거한 경우 기준전압 및 부하변동에 의한 과도상태에서의 직류전압 및 d-q축 전류의 제어특성을 보인다. 교류측 센서를 제거하고 그 추정치를 사용하여도 만족할 만한 과도응답특성을 보인다.

그림 14는 기동시 전원전압의 초기 추정특성을 보인다. 전원전압 위상의 추정오차가 한 주기 이내에 0으로 수렴함을 알 수 있다.

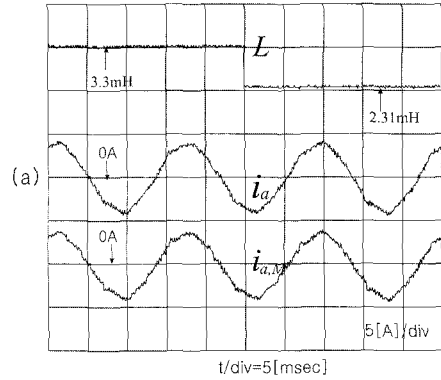
그림 15는 기동시 상전류 및 상전압의 추정특성을 보인다. 초기에도 상전압 및 상전류가 실제치를 잘 추종할 뿐만 아니라 상전류가 제한치를 넘지 않고 무난히 기동됨을 보인다.

파라미터의 변동이 전류추정 특성에 미치는 영향을 관찰하기 위해 인덕턴스가 변화한 경우를 고려하였다. 제어기에 사용된 인덕턴스를 30% 증가시킨 경우와 30% 감소시킨 경우에 대한 실제전류와 추정전류를 그림 16의 (a), (b)에 보인다. 인덕턴스의 변화가 추정 및 제어 특성에 별다른 영향을 끼치지 않음을 알 수 있다.

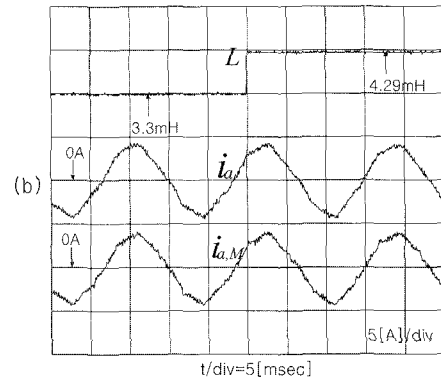
8. 결 론

본 논문은 교류측의 두 개의 상전류 센서와 두 개의 상전압 센서를 제거하고 하나의 직류전압 센서와 하나의 직류전류 센서만을 사용하는 PWM 정류기의 새로운 제어기법을 제안하였다.

직류링크전류와 스위칭 상태를 이용하여 상전류를



(a) 인덕턴스 30% 감소
 (a) 30% decrease of inductance



(b) 인덕턴스 30% 증가
 (b) 30% increase of inductance

그림 16 인덕턴스 변동에 대한 전류추정 특성
 Fig. 16 Current estimation for inductance variations

재구성하였고, 재구성된 정류기의 실제전류와 제어부내에서 계산되는 모델전류의 편차를 0으로 제어함으로써 전원전압의 위상각과 진폭을 추정하였다.

제안한 기법이 센서기반 시스템과 유사한 제어 특성을 준다는 것을 실험을 통해 확인하였다. 또한 주어진 회로가 고장에 대하여 과전류 보호 능력이 있음을 검토하였다.

본 논문에 제시된 상전압 및 상전류 센서리스 제어 기법은 PWM 정류기를 사용하는 능동형 전력필터, UPS, 전동기 구동시스템 등에 유용하게 활용되리라고 사료된다.

이 논문은 2000학년도 영남대학교 학술연구 조성비 지원에 의한 것임.

참 고 문 헌

- [1] J. W. Dixon and B. T. Ooi, "Indirect current control of a unity power factor sinusoidal boost type 3 phase rectifier," IEEE Trans. on IA, vol. 35, no. 4, pp. 508~515, Nov. 1988.
- [2] T. C. Green and B. W. Williams, "Derivation of motor line-current waveform from the dc-link current of an inverter," IEE Proc. B, vol. 136, no. 4, pp. 196~204, 1989.
- [3] J. K. Moynihan and S. Bolognani, "Single sensor current control of ac servo drives using digital processor," EPE Proc., vol 4, pp. 415~421, 1993.
- [4] F. Blaabjerg and J. K. Pedersen, "An ideal PWM-VSI inverter using only one current sensor in the dc-link," PEVD Proc., pp.458-464, 1994.
- [5] F. Blaabjerg and J. K. Pederson, "Single current sensor technique in dc link of three-phase PWM voltage source inverter: a review and a novel solution," IEEE Trans. on IA, vol. 33, no.5, pp. 1241~1253, 1997.
- [6] 이우철, 현동석, "상대 관측기를 이용한 3상 전압원 PWM 컨버터의 단일센서 전류 제어", 전력전자학회 논문지, 제4권, 3호, pp. 249~256, 1999.
- [7] 임대식, 이동춘, "상전류 센서 없는 3상 PWM 정류기의 전류제어", 대한전기학회논문지, 제 46권, 2호 pp. 307~310, 2000.
- [8] T. Takeshita, T. Kobayashi, and N. Matsui, "A source of power source voltage sensorless 3 phase PWM ac/dc converter," Trans. of JIEE, vol. 114-D, no. 12, pp. 1211~1219, 1994
- [9] Y. Ito, Y. Kanno, and S. Kawauchi, "Source voltage sensorless digital control using observer for PWM converter," IEEE PESC proc., pp. 160~165, 1994.
- [10] 주형길, 신희범, 안희욱, 윤명중, "스누버 전류를 고려한 개선된 SVPWM 인버터를 이용한 상전류 센서 없는 전동기 구동," 전력전자학술대회 논문집, pp. 399~402, 1999.

저 자 소 개



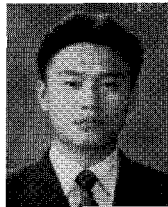
이동춘(李東椿)

1963년 2월 20일생. 1985년 서울대 전기공학과 졸업. 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1987~1988년 대우중공업 중앙연구소 주임연구원. 1998년 미국 Texas A&M Univ. 방문교수. 현재 영남대 공대 전자정보공학부 부교수.



이지명(李志明)

1970년 3월 23일생. 1995년 경일대 전기공학과 졸업. 1997년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 1997년~현재 상주대 전자전기공학부 시간강사.



임대식(林大植)

1975년 6월 11일생. 1998년 영남대 전기전자공학부 졸업. 2000년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 (주)보국전기연구원.