

직류측 센서만을 이용한 3상 PWM 정류기의 제어

이 지 명, 이 동 춘, 임 대 식*
 영남대학교 전자정보공학부, 보국전기*

Control of Three-Phase PWM Rectifiers Using Only DC-Side Sensors

G-Myoung Lee, Dong-Choon Lee, Dae-Sik Lim
 School of Electrical Engineering and Computer Science, Yeungnam University

ABSTRACT

In this abstract, a novel control scheme of voltage-source 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 phase estimator and magnitude estimator, respectively. The validity of the proposed ac sensorless technique is verified by experimental results.

1. 서론

최근 교류전원으로부터 직류출력을 얻는 방법으로 PWM 정류기가 점차 널리 사용되고 있는 추세이다^[1]. 그러나 제어에 필요한 전압, 전류 검출을 위한 센서의 수가 많아 시스템의 크기와 비용이 증가하고, 센서부의 고장이 전체 시스템의 신뢰도를 떨어뜨리는 경우가 발생한다. 이를 해결하기 위해 컨버터나 인버터의 상전류 센서나 전원전압 센서를 제거하는 기법이 발표되었으나^[2-5], 전원전압 센서와 상전류 센서를 모두 제거한 연구결과는 발표되지 않았다^[6-7].

본 연구에서는 교류측의 상전류 및 상전압센서를 제거하기 위한 그 추정법과 제어기법을 제시하고자 한다. 직류링크전류와 스위칭 상태를 이용하여 상전류를 재구성하고 상태관측기를 통해 다음 샘플링 시점의 전류를 예측한다. 그리고 정류기의 실제전류와 모델전류의 편차를 0으로 제어함으로써 전원전압의 위상각과 크기를 추정한다. DSP TMS320C31로 제어되는 IGBT PWM 정류기 시스템을 이용한 실험결과로 제시한 기법의 타당성을 검증한다.

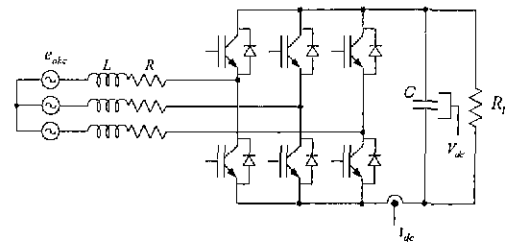


그림 1 교류측 센서 없는 3상 PWM 정류기의 전력회로도

Fig. 1 Power circuit of phase voltage and current sensorless three-phase PWM rectifier

2. PWM 컨버터의 모델링

그림 1의 PWM정류기에서 입력상전압 크기 E , 각주파수 ω , 초기 위상각 θ_0 가 주어지고 3상 평형이라 가정하면 전원전압은 (1)식으로 주어진다.

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

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

정류기 모델의 추정된 전원의 위상각과 각주파수를 각각 θ_M, ω_M 이라 하고, 좌표변환행렬 T 를 나타내면 (2)식과 같다.

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

이때 동기좌표계로 표시한 전압방정식은 (3)식이 된다.

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

이를 벡터로 표현하면

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

가 되고, 여기서

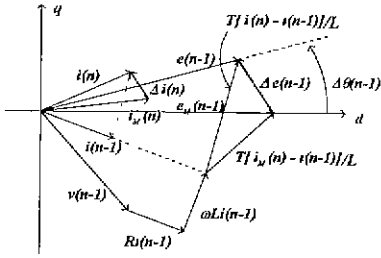


그림 2 실제전류 및 모델전류 벡터도
Fig. 2 Vector diagram of measured current and estimated current

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

이다. (1)식을 (2)식에 대입하면

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

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

(4)와 (5)식을 샘플링 주기 T 를 가지는 차분식으로 표현하면 다음과 같다.

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

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

3. 상전압 추정

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

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

$$i_M(k) = i_M(k-1) + \frac{T}{L} [e_M(k-1) - v(k-1) - R_M i(k-1)] - \omega_M L_M f i(k-1) \quad (9)$$

만약 정류기의 실제 파라미터와 모델의 파라미터가 일치한다고 가정하면 (8)과 (9)식도 일치하게 된다.

한편 (10)식은 두 전류사이의 편차가 전원전압의 추정 편차와 비례함을 보인다.

$$\Delta i = i(k) - i_M(k) = \frac{T}{L} [e(k-1) - e_M(k-1)] = \frac{T}{L} \Delta e(k-1) \quad (10)$$

이때 (10)식에 (8)과 (9)식을 대입하고, 단위역률제어를 고려하여 전원전압에 q축 성분만 존재한다고 가정하면 (10)식은 (11)식으로 표현할 수 있다.

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

여기서, $\Delta E(k-1) = E - E_M(k-1)$

만약 $\Delta \theta \approx 0$ 이라면 (11)식은 (12)식으로 근사 된다.

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

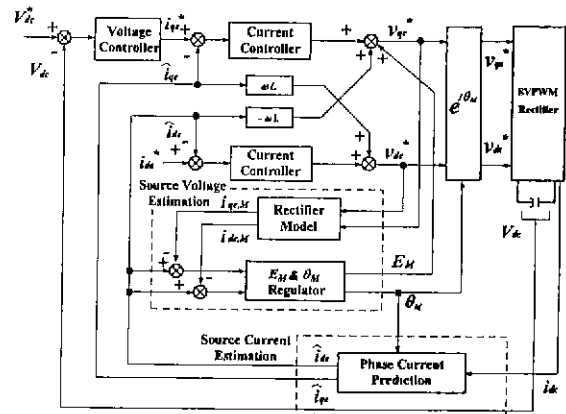


그림 3. 전체 제어 블록도

Fig 3. Overall control block diagram

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

결국 d-q축 전류편차가 전원전압의 크기와 위상 편차에 비례함을 알 수 있다. 따라서 Δi_{de} 와 Δi_{qe} 가 0으로 제어된다면 $E = E_M$ 과 $\theta = \theta_M$ 을 얻을 수 있다. ΔE 와 $\Delta \theta$ 를 제어하기 위해 각각 P제어기와 PI제어기를 이용한다.

그림 2는 정류기 시스템과 모델의 전압, 전류의 관계를 벡터도로 나타낸 것이다.

그림 3은 PWM 정류기의 상전류와 직류링크전압을 제어하기 위한 제어블록도를 보인다. 각각은 PI제어기로 구현되고 제어에 필요한 전원전압의 크기와 위상 그리고 상전류는 추정치를 사용한다.

4. 상전류의 추정

PWM 정류기의 상전류의 재구성은 (13)식으로 정의된 직류출력단 전류가 정류기의 스위칭 상태에 따라 표 1과 같이 특정한 상전류에 대응되는 것을 이용한다^[2,5,6].

$$i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (13)$$

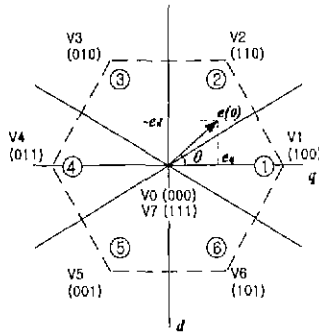


그림 4 초기 위상각 추정

Fig 4. Estimation of initial phase angle

나머지 한 상의 전류는 3상의 전류의 합이 0이라는 조건으로부터 구할 수 있다. 실제 시스템의 경우 마이크로 프로세서의 연산시간이 고려되어야 하므로 k시점에서 재구성된 상전류로부터 다음 번 (k+1) 샘플링 시점의 상전류를 미리 계산할 필요가 있다. 이를 위해 예측 상태관측기를 이용한다^[4,6,7].

5. 초기 위상각 추정

초기상태에는 전원전압의 위상각에 대한 정보가 없으므로, 돌입전류가 흐를 수 있다. 따라서, 초기에는 DSP의 연산시간을 고려한 초기 위상각을 추정해야 한다. 우선, 초기의 한 제어주기 내에서 임의의 전압벡터를 인가하고, 그 스위칭 패턴과 검출된 직류링크전류로부터 상전류를 재구성한 다음, 정지 d-q 좌표계로 표현된 전원전압을 (14)와 (15)식과 같이 계산한다.

$$e_{qs,M}(0) = Ri_{qs,M}(0) + \frac{L}{T} [i_{qs,M}(1) - i_{qs,M}(0)] + v_{qs,M}(0) \quad (14)$$

$$e_{ds,M}(0) = Ri_{ds,M}(0) + \frac{L}{T} [i_{ds,M}(1) - i_{ds,M}(0)] + v_{ds,M}(0) \quad (15)$$

위의 정지좌표계 전원전압으로부터 초기 위상각을 (16)식과 같이 계산한다.

$$\theta_M(0) = \tan^{-1} \left(-\frac{e_{ds,M}(0)}{e_{qs,M}(0)} \right) \quad (16)$$

다음 제어주기에서는 추정된 전원전압벡터와 같은 방향의 전압벡터를 인가하고, 그 다음 주기부터는 정상적인 제어를 시작한다. 그림은 4는 초기 위상각 추정을 위한 벡터도이다.

6. 실험

실험에 사용된 시스템의 파라미터는 다음과 같다. 입력전압 110[V], 입력단 인덕터의 인덕턴스와 저항성분은 3.3[mH]와 0.06[Ω], 직류링크전압은 180[V], 출력단 필터 커패시터는 2350[μF]이다. 또한 컨버터 부하의 정격은 3[kw]이고 스위칭주파수는 3.5[kHz]이다.

제어보드는 DSP TMS320C31 보드를 이용하였으며

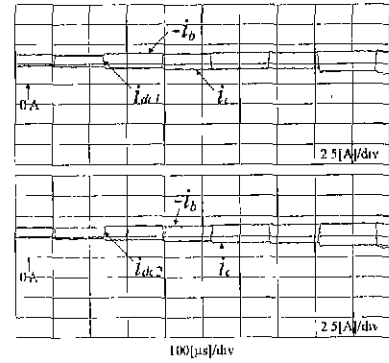


그림 5. 직류 링크전류와 상전류의 관계(섹터 V)

Fig 5. Measured dc link current and phase current

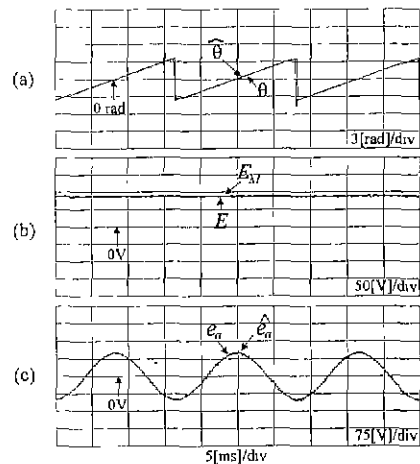


그림 6. 전원전압 추정

Fig. 6 Phase voltage estimation

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

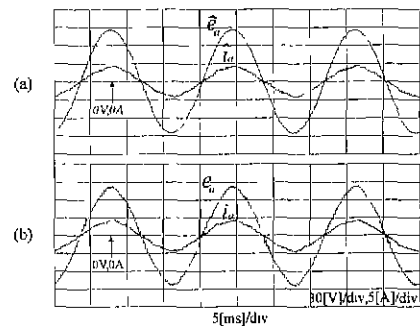


그림 7 정상상태의 상전류 및 전압파형

Fig 7. Phase current and voltage waveform in steady state

(a) estimated (b) measured

2개의 12bit A/D 컨버터를 사용하여 하나는 직류링크전류 검출 전용으로 사용하고, 다른 하나는 직류링크전압 그리고, 추정특성 관찰을 위한 상전류와 상전압 검출용으로 사용하였다. DSP 내부의 2개의 타이머 중, 하나 (Timer0)는 제어주기를 결정하는데 사용하였고 다른 하나 (Timer1)는 한 제어주기 내에서 직류링크단 전류를 검출하는 시간을 결정하는데 사용하였다. 최소 유효벡터

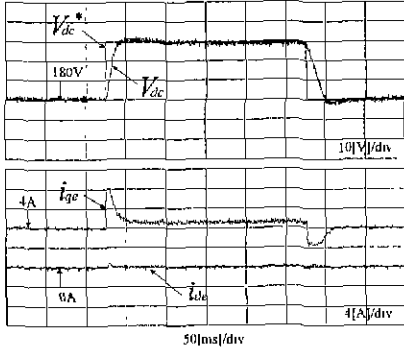


그림 8. 기준전압 변동에 의한 과도응답

Fig 8. Transient responses for reference voltage change

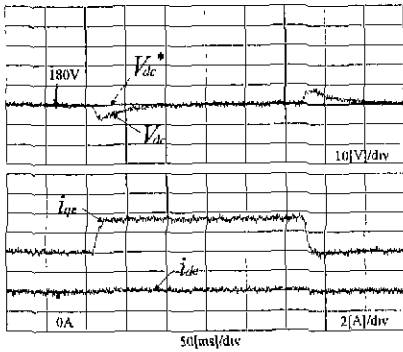


그림 9. 부하변동에 의한 과도응답

Fig 9. Transient responses for load variation

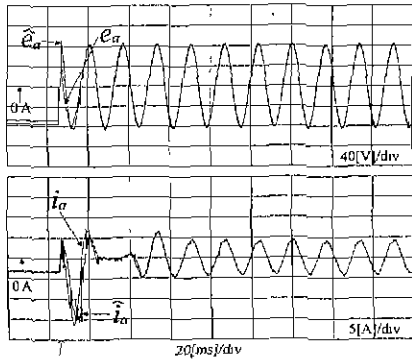


그림 10. 초기상태의 상전류 및 상전압의 추정치

Fig. 10 Phase current and voltage estimation of initial state

인가시간 T_{turn} 을 $10\mu\text{s}$ 로 설정하였다. 그리고, 스위칭 순간에 직류링크전류의 ringing이 전류측정에 미치는 영향을 최소화하기 위해 각 유효백터 인가구간의 마지막 부분에서 전류검출을 실시하였다.

그림 5는 측정된 직류 링크전류와 상전류의 관계를 나타낸다. a상 전류는 b와 c상 전류로부터 계산된다.

그림 6은 추정된 전원전압의 크기 및 위상을 나타내는데 실제의 전원전압과 거의 일치함을 보인다.

그림 7은 정상상태의 전압 및 상전류의 파형을 보인다. 교류측의 센서가 모두 제거된 (b)의 경우에서도 센서를 사용한 (a)와 동일한 제어성능을 보인다.

그림 8과 9에서는 교류측 센서를 제거한 경우 기준전압 및 부하변동에 의한 과도상태에서의 직류전압 및 d-q축 상전류의 제어특성을 보인다. 교류측 센서를 제거

하고 그 추정치를 사용하여도 만족할 만한 전류 및 전압 응답을 보인다.

그림 10은 초기상태의 상전류 및 상전압을 보인다.

7. 결론

본 논문은 교류측의 상전류와 상전압 센서를 모두 제거할 수 있는 새로운 PWM 정류기의 제어기법을 제안하였다. 이 경우 전체 시스템의 가격이 줄어들고 시스템의 신뢰도가 향상 될 수 있다. 제안한 기법을 적용한 실험을 통해 제어특성이 정상상태뿐만 아니라 과도상태에서도 센서기반 시스템에 뒤지지 않음을 검증하였다.

본 논문에 제시된 상전류 센서리스 제어기법은 PWM 정류기를 사용하는 능동형 전력필터, UPS, 전동기 구동 시스템 등에 효과적으로 활용되리라 사료된다.

참고 문헌

- [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, "상태 관측기를 이용한 3상 전압원 PWM 컨버터의 단일 센서 전류 제어", 전력전자학회 논문지, 제4권, 3호, pp. 249-256, 1999.
- [7] 임대식, 김해준, 이동춘, "상전류 센서 없는 3상 PWM 정류기의 전류제어", 전력전자학술대회 논문집, pp. 307- 310, 1999.
- [8] T. Takeshita, T. Kobayashi, and N. Matsui, "A Source of Power Source Voltage Sensorless 3 Phase PWM AC/DC Converter," T.IEE Japan, vol. 114-D, no. 12, pp.1211-1219, 1994