

상전류 센서없는 3상 PWM 정류기의 전류제어

임 대 식 · 김 해 준 · 이 동 춘
 영남대학교 전기전자공학부

Current Control of Three-Phase PWM Rectifiers without Phase Current Sensors

Dae-Sik Lim · Hae-Jun Kim · Dong-Choon Lee
 School of Electrical and Electronic Eng. Yeungnam Univ.

Abstract

This paper proposes a novel current control method of three-phase PWM rectifiers without phase current sensors. The features of this method are to reconstruct phase currents by using switching pattern of space vector modulation and to estimate phase currents by a predictive state observer for practical applications. Simulation results show that the performance of the proposed system is nearly the same as that of sensor-based system.

1. 서론

PWM 정류기는 고조파 함유율이 낮고, 전압이용률이 크며, 과도특성이 좋고, 전원측 역률을 제어할 수 있다는 장점이 있다[1]. 그러나, 센서의 수가 많으므로 비용이 증가하는 단점이 있다[2]. 따라서, 센서의 수를 감소시킴으로써 시스템의 비용을 줄일 수 있다.

인버터를 대상으로 해서 전류센서의 수를 줄이는 방법이 연구되었고, 정류기의 경우는 역률제어의 문제점으로 인해 활발히 연구되지 못했다[2]-[4]. 그러나, 공간벡터 변조(Space Vector Modulation)를 이용할 때에는 직류링크단의 전류센서를 통하여 각 스위칭 패턴에 따른 상전류를 재구성할 수 있고[3], 실제적인 응용을 위해서 예측 상태관측기를 이용하여 상전류 센서의 제거가 가능하다.

본 논문에서 상전류 센서가 없는 PWM 정류기의 전류제어 기법을 제안하였고, 시뮬레이션을 통해 그 타당성을 검증하였다.

2. 3상 PWM 정류기

그림 1에 상전류 센서없는 3상 PWM 정류기의 전력회로도를 보인다.

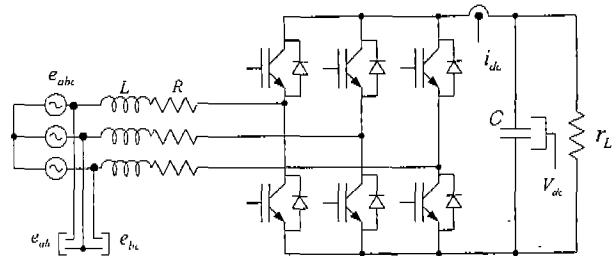


그림 1. 상전류 센서없는 3상 PWM 정류기의 전력회로도

3상 PWM 정류기의 전압방정식을 동기좌표계로 표현하면 (1)식과 같다.

$$\begin{aligned} e_{qe} &= Ri_{qe} + L \frac{di_{qe}}{dt} + \omega L i_{de} + v_{qe} \\ e_{de} &= Ri_{de} + L \frac{di_{de}}{dt} - \omega L i_{qe} + v_{de} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, e_{qe} , e_{de} 는 전원전압, v_{qe} , v_{de} 는 정류기 입력전압, i_{de} , i_{qe} 는 인덕터에 흐르는 전류, R, L은 각각 인덕터의 저항과 인덕턴스, ω 는 전원 각주파수를 나타낸다.

그림 2는 전체적인 시스템의 제어 블록도이다.

3. 상전류 합성 및 추정

본 논문에서는 상전류 센서를 제거하고, 공간벡터

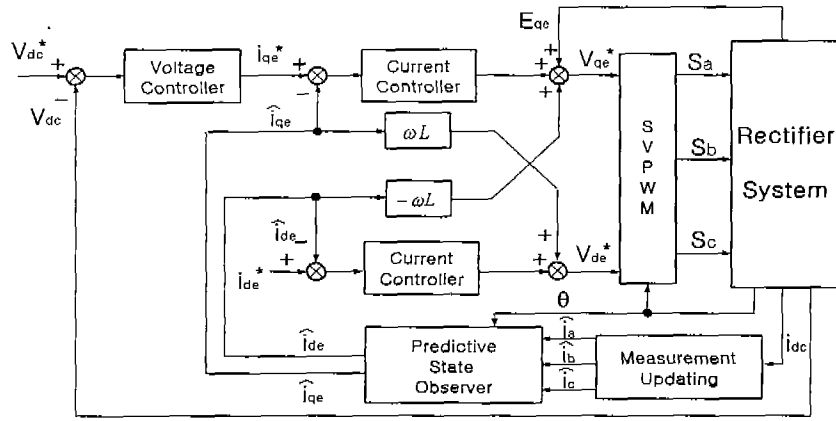


그림 2. 전체적인 시스템 제어 블록도

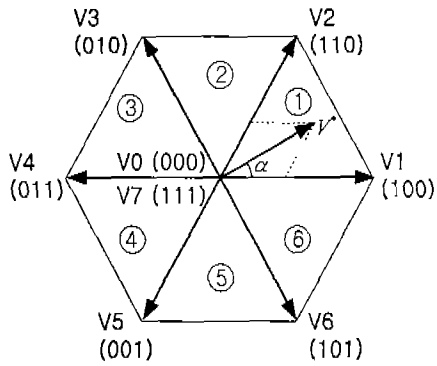


그림 3. 공간벡터 변조기법

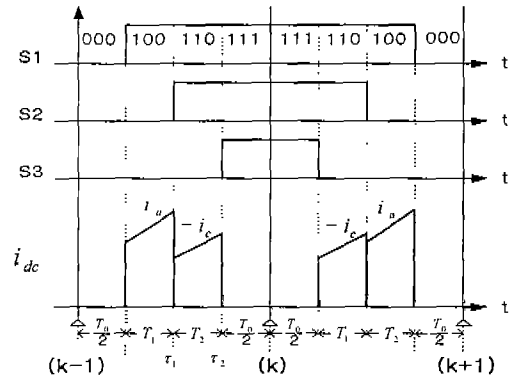


그림 4. 스위칭 패턴에 따른 직류 링크전류

변조기법의 스위칭 상태에 따라 각 유효벡터 인가시 출력단의 전류를 측정하여 각 상전류를 재구성한다.

그림 3과 4는 기준전압이 영역 ①에 존재할 때의 각 상의 스위칭 패턴을 나타낸다. 그리고, 각 스위칭 상태에 따른 DC링크 전류를 표 1에 나타내었다. 그러나, 그림 5, 6과 같이 기준전압이 유효벡터를 지날 경우에는 T_1 이나 T_2 , 혹은 T_1, T_2 모두 데드타임 T_{dead} 이하일 수 있으므로, 시비율 조절을 통하여 T_1, T_2 의 최소시간을 보장해 줌으로써 이를 해결하였다[5].

그림 4의 k시점의 각 상전류를 얻기 위해 τ_1, τ_2 시점의 전류를 구하여 a상에 가해진 평균전압과 k시점의 전류를 계산하면 다음과 같다.

$$V_{an} = -\frac{T_2}{T_1 + \frac{T_0}{2}} \frac{V_{dc}}{3} \quad (2)$$

$$i_a(k) = i_{dc}(\tau_1) + \frac{T_1 + \frac{T_0}{2}}{L} [E_a - V_{an} - Ri_{dc}(\tau_1)] \quad (3)$$

유사한 방법으로 k시점의 c상의 전류를 구하면 (4) 식으로 구할 수 있고, b상의 전류는 키르히호프 전류 법칙으로 구할 수 있다.

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

표 1. 스위칭 상태

$$i_c(k) = i_{dc}(\tau_2) + \frac{T_0}{2L} [E_c - Ri_{dc}(\tau_2)] \quad (4)$$

4. 전류 예측

그림 4의 스위칭 패턴에 따라 재구성된 k시점의 전류는 마이크로프로세서의 연산시간을 고려하면 k시점에서 적용할 수 없다. 따라서, k시점에서 재구성된 출력전류로부터 다음 샘플링 순간인 k+1시점의

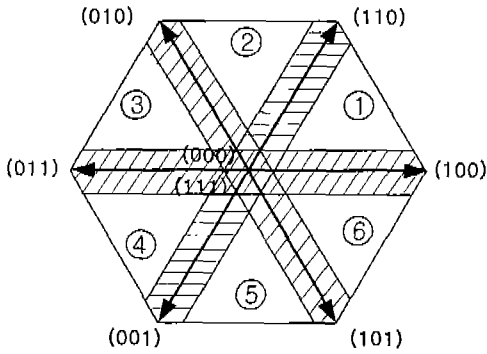


그림 5. 기준전압이 유효벡터 근처에 존재하는 문제

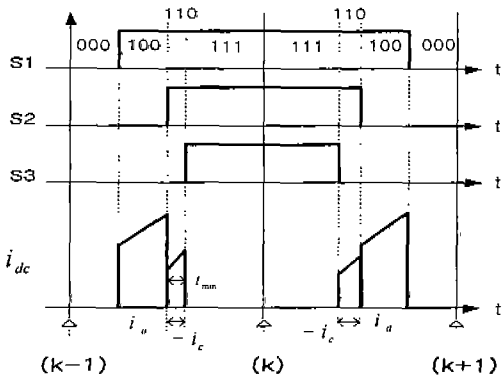


그림 6. 기준전압이 유효벡터 근처에 존재할 때의 스위칭 패턴

각 상전류를 예측하기 위하여 예측 상태관측기를 이용한다[4]. 상태공간 모델을 이용하여 전압방정식(1)을 표현하면 다음과 같다.

$$\dot{x} = F \cdot x(t) + G \cdot U(t) \quad (5)$$

여기서,

$$F = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\omega \\ \omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, \quad G = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix},$$

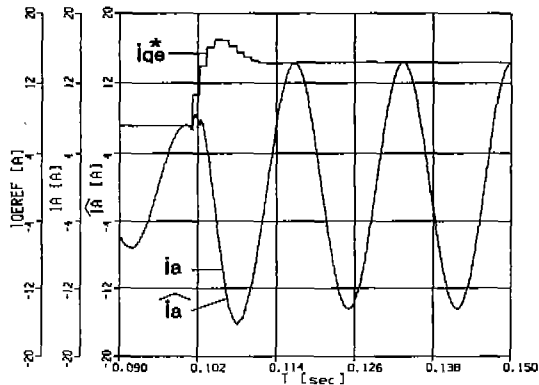


그림 7. 부하변동시 기준전류와 a상 전류 및 전류의 추정치

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{qe} \\ i_{de} \end{bmatrix}, \quad U(t) = \begin{bmatrix} e_{qe} - v_{qe} \\ e_{de} - v_{de} \end{bmatrix}$$

이다.

이를 근사화된 이산시간 모델로 바꾸면,

$$X(k+1) = e^{FT} \cdot X(k) + \int_0^T e^{FT} G dt \cdot U(k) \quad (6)$$

이 되고, 전압방정식 (1)을 이용하여 추정한 전류는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{qe}(k+1) \\ \hat{i}_{de}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-\frac{R}{L}T} & e^{-\omega T} \\ e^{\omega T} & e^{-\frac{R}{L}T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{qe}(k) \\ \hat{i}_{de}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{R}(1 - e^{-\frac{R}{L}T}) & \frac{1}{\omega L}(1 - e^{-\omega T}) \\ \frac{1}{\omega L}(e^{\omega T} - 1) & \frac{1}{R}(1 - e^{-\frac{R}{L}T}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{qe}(k) \\ U_{de}(k) \end{bmatrix} \quad (7)$$

추정오차를 줄이기 위해서 오차 보상항을 도입하면 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{qe}(k+1) \\ \hat{i}_{de}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-\frac{R}{L}T} & e^{-\omega T} \\ e^{\omega T} & e^{-\frac{R}{L}T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{qe}(k) \\ \hat{i}_{de}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{R}(1 - e^{-\frac{R}{L}T}) & \frac{1}{\omega L}(1 - e^{-\omega T}) \\ \frac{1}{\omega L}(e^{\omega T} - 1) & \frac{1}{R}(1 - e^{-\frac{R}{L}T}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{qe}(k) \\ U_{de}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} \\ K_{21} & K_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qe}(k) - \hat{i}_{qe}(k) \\ i_{de}(k) - \hat{i}_{de}(k) \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서, K_{11} , K_{12} , K_{21} , K_{22} 는 폐루프 관측기의 극점에 의해 결정되는 이득이다.

5. 시뮬레이션

시뮬레이션에 이용된 파라미터는 다음과 같다.

- 입력 선간전압 : 220 [V]
- 승압용 인덕터의 인덕턴스 : L = 3.3 [mH]
- 승압용 인덕터의 내부저항 : R = 0.06 [Ω]
- 스위칭 주파수 : 3.5 [kHz]
- 직류링크 캐패시터 : 2350 [μ F]

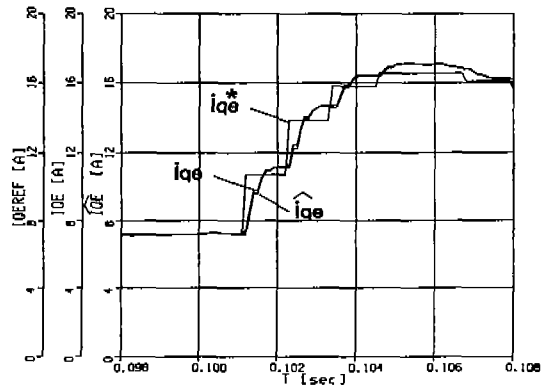


그림 8. 과도상태의 기준전류와 실제전류 및 추정전류

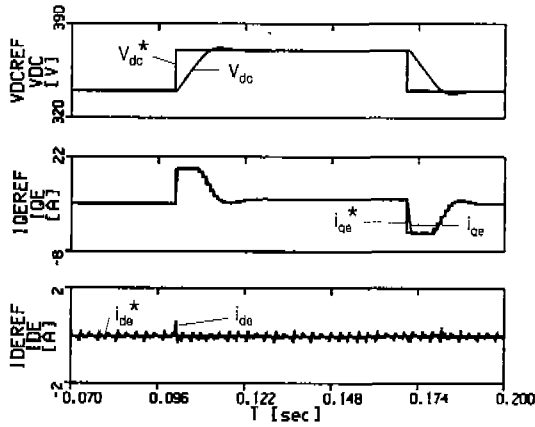


그림 9. 기준전압 변동시의 과도응답

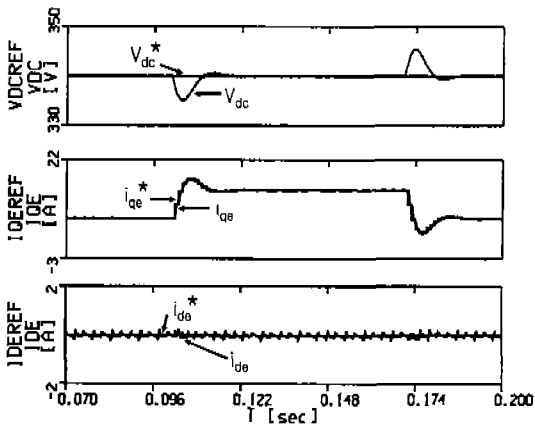


그림 10. 부하변동시의 과도응답

· 직류링크 전압 : 340 [V]

그림 7은 부하변동시 동기좌표계상의 q축 기준전류와 고정좌표계상의 a상 전류 및 전류의 추정치를 나타낸 파형으로, 전류가 정현적으로 제어됨을 알 수 있다.

그림 8은 과도상태를 확대하여 기준전류의 변화에 따른 실제전류와 추정전류의 변화를 보이고 있으며, 추정전류가 실제전류에 거의 일치하고, 또한 실제전류가 그 지령치에 잘 추종함을 보인다.

그림 9는 기준전압을 340[V]에서 370[V]로, 다시 340[V]로 변화시킬 경우의 과도응답이고, 그림 10은 부하로 1[kW]에서 2[kW]로, 다시 1[kW]로 변화시킬 경우 대한 과도응답을 보이고 있다. 과도상태에서도 단위역률에 근접한 제어가 수행됨을 알 수 있다.

그림 11은 초기상태의 각 상전류와 추정전류를 보인다. 초기상태에서도 추정전류가 실제 상전류를 거의 정확하게 추정함을 알 수 있다.

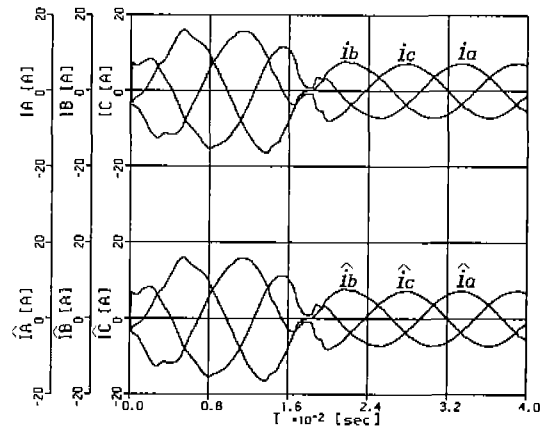


그림 11. 초기상태 상전류와 추정전류

6. 결론

본 논문에서는 상전류 센서없는 3상 PWM 정류기의 전류제어를 수행하였다. 상전류 센서없는 시스템에서 센서기반 시스템과 유사한 성능을 얻을 수 있음을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다. 그리고, 상전류 센서를 제거함으로써 시스템의 가격절감이 가능하다.

향후 실험을 통해 제시된 기법의 타당성을 검증할 것이다.

참고문헌

- [1] Shibashis Bhowmik, Annabelle Van Zyl, "Sensorless Current Control for Active Rectifier," *IEEE Trans on IA*, vol. 33, no. 3, pp. 765~773, 1997.
- [2] Fred Blaabjerg, John 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.
- [3] T. C. Green, 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.
- [4] J. K. Moynihan, S. Bolognani, "Single Sensor Current Control of AC Servo drives Using Digital Processor," *EPE*, vol 4, pp. 415~421, 1993.
- [5] F. Blaabjerg and J. K. Pedersen, "An Ideal PWM-VSI Inverter Using Only One Current Sensor in The DC-Link," in *Proc. PEVD'94*, pp.458-464, 1994.