

3상 PWM 컨버터의 전류제어기 비교에 관한 연구

한홍일* 함년근* 성낙규* 김길동* 김대균* 한경희*
 명지대학교*

A study on Current Controller Comparison for Three-phase PWM Converter

Hong-IL Han*, Nyoun-Kun Hahm*, Nark-Kuy Sung*, Gil-Dong Kim*, Dae-Kyung Kim*, Kyung-Hee Han*
 *Myongji University

Abstract - The aim of this paper is to present a review of recently used current control technique for three-phase voltage source pulse-width modulated converters. Various technique, different in concept, three current control methods are presented in this paper. Current-control methods to be applied in system are PI controller, Predictive current controller, Minimum-time current controller respectively. In initial state and transient state, the response characteristics of three current control methods are verified through simulations.

1. 서론

AC-DC 전력변환장치로 사용되어온 다이오드 정류기나 위상제어 정류기는 짐호각이 증가함에 따라 역률이 감소하고, 입력전류에 저차 고조파를 발생시켜 이들이 전력계통내로 유입되어 전원전류의 왜형을 초래하며 타 부하기에 악영향을 끼친다. 또한 부하측의 잉여전력을 처리하기 위하여 별도의 장치가 필요하게 된다. 이에 비하여 3상 전압원 PWM컨버터는 입력전류를 입력전압과 동상으로 제어하여 역률을 개선하고, 입력전류를 정현적으로 제어하여 저차 고조파 성분을 감소시키며, DC 전압을 승압시킬수 있고 부하의 변동에 대해 일정하게 유지한다. 또한 부하측의 잉여전력을 DC전압의 변동없이 교류전원측으로 회생시킬수 있다. 이러한 장점들로 인해 3상 전압원 PWM 컨버터의 사용이 급증하고 있고, 고성능 전동기 제어시스템의 가변속 제어분야에 널리 이용되고 있다.^[1]

본 논문에서는 급작스런 부하변동시의 과도상태 특성을 개선시키고자 3상 전압원 컨버터에 공간전압벡터 변조기법과 동기좌표로 변환된 d축, q축 전류를 각각 독립적으로 제어하였다. d축, q축 전류를 제어하는데 있어 요구되는 전류제어기의 설계를 동기좌표계 PI제어, 이득선정이 불필요한 예측전류제어와 최단시간전류제어를 이용하여 구현해 보고 이들의 특성을 시뮬레이션을 통하여 각각 비교, 검토하였다

2. 주회로 및 제어시스템

그림 1은 3상 전압원 PWM 컨버터의 주회로도 및 전체 제어시스템 구성도이다. S1~S6는 스위칭소자이며, L은 교류축리액터, C는 직류축 평활용콘덴서이다.

3상 전압원컨버터의 전압방정식은 다음과 같다.

$$e_a = L \frac{di_a}{dt} + V_a \tag{1}$$

$$e_b = L \frac{di_b}{dt} + V_b \tag{2}$$

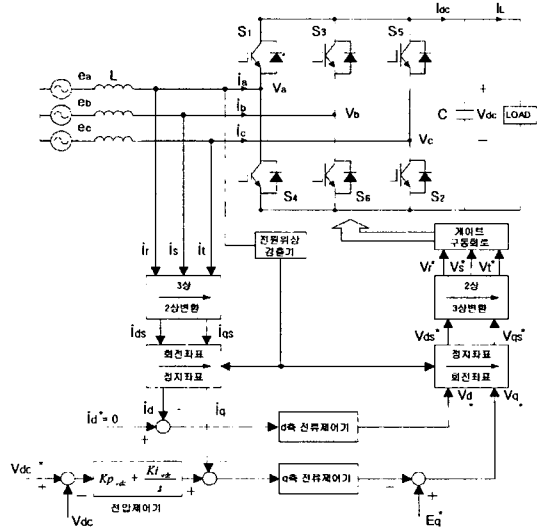


그림 1. 전체 시스템 제어구성도

$$e_c = L \frac{di_c}{dt} + V_c \tag{3}$$

e_a, e_b, e_c 는 전원전압, i_a, i_b, i_c 는 상전류, V_a, V_b, V_c 는 제어전압이다.

이것을 d-q 동기좌표계에서의 전압방정식으로 바꾸면 다음과 같다.

$$e_d^s = L \frac{di_d^s}{dt} + V_d^s \tag{4}$$

$$e_q^s = L \frac{di_q^s}{dt} + V_q^s \tag{5}$$

동기좌표계에서의 d-q 전압방정식은 다음과 같다.

$$e_d^e = L \frac{di_d^e}{dt} - \omega L i_q^e + V_d^e \tag{6}$$

$$e_q^e = L \frac{di_q^e}{dt} + \omega L i_d^e + V_q^e \tag{7}$$

여기서, 전원전압이 각주파수 ω 를 가진 평형 3상 정현파 전압이라면 a상 전압을 기준각으로하여 3상 전원전압을 다음식과 같이 표현할수 있다.

$$e_a = -E \sin \omega t \tag{8}$$

$$e_b = -E \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \tag{9}$$

$$e_c = -E \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \tag{10}$$

전원전압의 상을 식 (8)~(10)으로부터 정하고 전원전압은 d-q 정좌표계에서 다음과 같이 표현되고,

$$e_d^s = -E \sin \omega t \quad (11)$$

$$e_q^s = E \cos \omega t \quad (12)$$

d-q 동기좌표계에서는 다음과 같이 표현된다.

$$E_d^e = 0 \quad (13)$$

$$E_q^e = E \quad (14)$$

윗 식을 식(6)과 (7)에 대입하면

$$0 = L \frac{di_d^e}{dt} - \omega L i_q^e + V_d^e \quad (15)$$

$$E = L \frac{di_q^e}{dt} + \omega L i_d^e + V_q^e \quad (16)$$

과 같이 된다.

동기회전좌표계와 공간전압벡터 변조기법을 적용하여 유효성분전류와 무효성분전류를 각각 독립적으로 제어하였다. 3상의 전류를 동기좌표계의 d,q로 변환한 다음 전압지령과 dc link의 전압차로부터 PI전압제어를 행하여 q축 전류지령을 만든다. q축 전류에 d축의 간섭분을 보상하여 q축 전압지령을 만든다. 역률을 1로 제어하기 위해 동기좌표계의 회전각 $\theta(=\omega t)$ 을 $E_d=0$ 이 되도록 설정하고 d축 전류를 0으로 제어한다. d, q축 전류를 제어하는데 있어 각각의 제어기인 PI제어기, 예측전류제어기, 최단시간전류제어기를 적용하였다.

3. 전류제어기 구성

3.1 PI 제어기

전버터의 d-q 동기좌표계에서의 전압방정식은 식 (6)(7)의해서 등가저항을 고려한 다음과 같은 식이 된다..

$$L \frac{di_d^e}{dt} = -R i_d^e + e_d^e - V_d^e + \omega i_q^e \quad (17)$$

$$L \frac{di_q^e}{dt} = -R i_q^e + e_q^e - V_q^e - \omega i_d^e \quad (18)$$

식(17)(18)에서 d, q축상의 전류제어계에 있어서 d축에서 q축으로의 간섭분 $-\omega i_q^e$ 와 q축에서 d축으로의 간섭분 ωi_d^e 가 존재한다. 이러한 영향을 없애기 위하여 간섭분을 미리 보상하는 비간섭 전류제어를 하였고, 이때 q축 전류제어기에 전원전압 성분 e_q^e 도 전향(Feed-forward) 보상하였다. 그림2는 PI제어 블록도 이다.

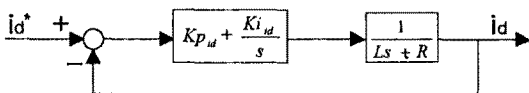


그림 2. PI제어 블록도

PI전류제어 전압방정식은 다음과 같다.

$$V_d^* = e_d^e + \omega L i_q^e - (K_p + \frac{K_i}{s})(i_d^* - i_d^e) \quad (19)$$

$$V_q^* = -\omega L i_d^e - (K_p + \frac{K_i}{s})(i_q^* - i_q^e) \quad (20)$$

3.2 예측전류제어기

전류명령, 부하의 실제전류 그리고 부하의 파라미터

로부터 전류명령을 추종하기 위해 매 샘플링 주기마다 최적전압을 계산하여 부하에 인가해 주는 방법이다. 출력전압은 다음과 같다.

$$v_b^* = v_s - L \frac{di_L}{dt} - i_L r_L \quad (21)$$

인덕터 전류의 미분은 다음과 같다.

$$\frac{di_L}{dt} \approx \frac{i_L^* - i_L}{T} \quad (22)$$

여기에서 i_L^* 은 전류지령치, i_L 은 인덕터전류, v_b^* 은 출력전압, v_s 는 전원전압, T 는 샘플링주기이다.^{[2][4]} 그림3은 예측전류제어 블록도이다.

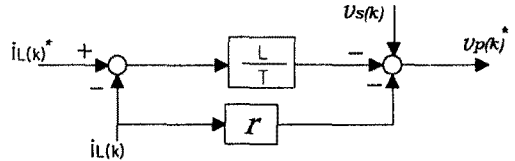


그림 3. 예측전류제어 블록도

식 (21)에서 다음과 같은 전압방정식을 얻을수 있다.

$$v_b^*(k) = v_s(k) - \frac{L}{T} [i_L^*(k) - i_L(k)] - r_L i_L(k) \quad (23)$$

3.3 최단시간전류제어기

시스템에서 실제 전류가 전류지령치를 한 샘플링주기 내에 추종할수 없을 때, 예측전류제어기는 실제전류가 전류지령치를 추종하지 못한 상태에서 매 제어주기동안에 새로운 전류지령치가 입력되고 새로운 역기전력이 입력되어서 제어전압을 재구성한다 이 과정에서 다음 샘플링주기에 전류지령치를 추종할 수 있다는 잘못된 가정이 전류의 제어성능을 저감시키는 것이다. 반면에 최단시간전류제어기의 경우, 제어전압의 제한조건을 고려하여 실제로 전류가 전류지령치를 추종할수 있는 최단시간을 구한 다음 제어전압을 구성하기 때문에 빠른 전류제어가 가능하다. 전압방정식은 다음과 같다.^[3]

$$V_d^{**} = \{i_{d(k-1)}^* - i_{d(k)}^{**} \cos \theta^* + i_q^{**} \sin \theta^* + \frac{E}{\omega L} (\cos \theta^* - \cos \theta_{(k-1)})\} \frac{L}{t} \quad (24)$$

$$V_q^{**} = \{i_{q(k-1)}^* - i_{q(k)}^{**} \sin \theta^* - i_d^{**} \cos \theta^* + \frac{E}{\omega L} (\sin \theta^* - \sin \theta_{(k-1)})\} \frac{L}{t} \quad (25)$$

4. 시뮬레이션 결과

본 논문에서 각각 적용된 전류제어방법을 비교, 검토해 보고자 시뮬레이션을 통하여 확인하였다. 시뮬레이션에 사용된 파라미터는 표 1에 표시하였다.

표 1. 시뮬레이션 파라미터

입력측 인덕턴스	$L = 1 \text{ mH}$
입력측 저항	$R = 0.1 \Omega$
출력측 캐패시터	$C_d = 2200 \mu\text{F}$
전원전압	$V_s = 110 \text{ V}$
출력전압 지령치	$V_d^* = 350 \text{ V}$
Band Width	1500 rad/s
스위칭주파수	$f = 10 \text{ KHz}$

다음은 각각의 제어방법을 적용하여 시뮬레이션한 파형이다.

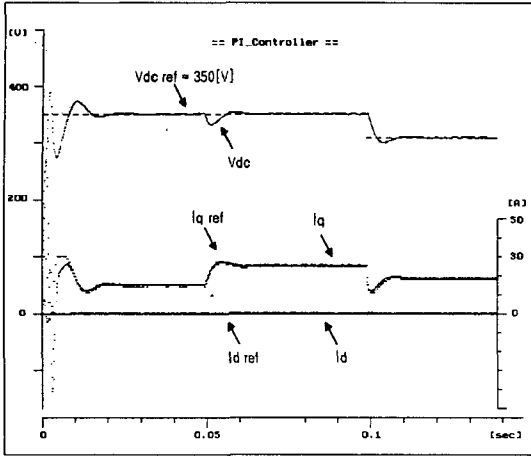


그림 4. PI제어기

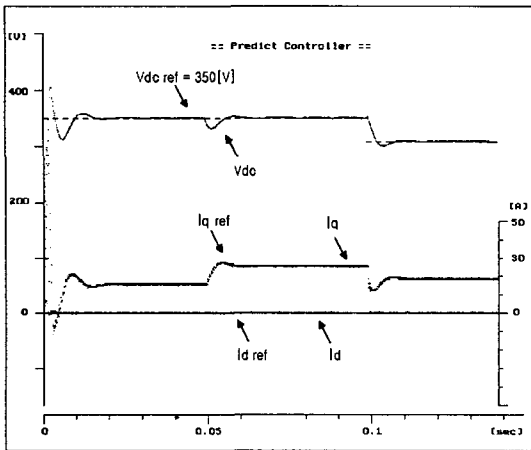


그림 5. 예측전류제어기

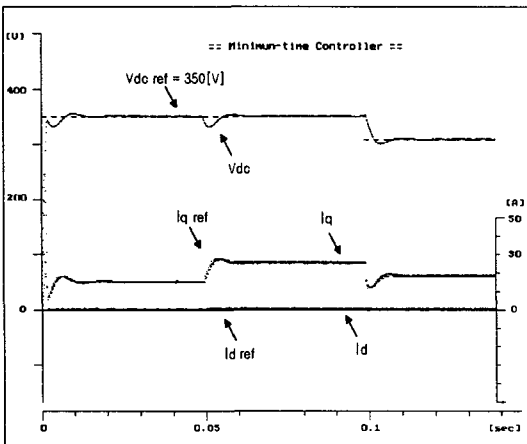


그림 6. 최단시간전류제어기

시뮬레이션은 초기상태와 부하변동시의 과도상태를 알아보고자 0.05(sec)되는 구간에서 부하저항을 50(Ω)에서 30(Ω)으로 가변하였고, 0.1(sec)에서는 출력지령치를 350[V]에서 300[V]로 가변하였다. 시뮬레이션한 파형은 역률제어를 위해 d축 전류가 0을 유지하고, 초기치와 부하변동시 그리고 출력지령치가 변화할때 q축 전류가 지령치를 추종하면서 나타나는 과도응답상태를 보여준다. 그림4는 PI제어기, 그림5는 예측전류제어기, 그림6은 최단시간전류제어기의 파형이다. 각각의 그림 위쪽 파형은 출력전압지령치와 dc출력전압 파형이다. 아래쪽 파형은 d축과 q축 전류파형이다. 초기상태에서 PI제어기와 예측전류제어기는 q축 전류가 크게 증가하고 이에 따라 출력전압도 오버슈트가 발생하는 것을 알 수 있다. 이에 반해 최단시간전류제어기는 q축 전류의 큰 변화없이 출력전압 또한 바로 추정치를 빠르게 추종한다. 부하가변시와 출력전압지령치가 변화할 때에는 예측전류제어기와 최단시간전류제어기는 같은 응답특성을 보여주고 PI제어기만이 과도응답상태가 약간 지연되는 것을 알 수 있다. 그리고 d축 전류는 세 개의 제어기가 같게 0으로 안정되게 추종하는 것을 볼 수 있다. 이 세 가지 제어방법중 최단시간전류제어기가 초기상태에서는 다른 두 제어기 보다 응답특성이 우수하고, 다른 구간에서도 양호함을 알 수 있다

5. 결 론

본 연구에서는 3상 전압원 PWM컨버터의 역률제어와 DC출력리플크단 일정전압을 위해 전원전류를 제어하는데 있어 요구되는 전류제어기의 설계를 고찰해보았다. 각각의 전류제어기를 적용함으로써 PI제어보다는 예측전류제어기 그리고 그 보다는 최단시간전류제어기가 컨버터의 전류제어를 하는데 있어 더 좋은 특성을 나타냄을 알 수 있었다.

PI제어기는 설계시 이득값선정에 따라 응답특성을 더 잘 조절할 수 있었고, 이에 반해 예측전류제어기나 최단시간전류제어기는 이득선정을 하지 않아도 되는 장점이 있다. 또한 최단시간전류제어기는 제어전압의 제한조건을 고려하여 실제로 전류가 전류지령치를 추종할 수 있는 최단시간을 구한 다음 제어전압을 구성하기 때문에 빠른 전류제어가 가능하였다.

(참 고 문 헌)

- [1] Marian P. Kazmierkowski, Fellow, IEEE, and Luigi Malesani, Fellow, IEEE, "Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converter : A Survey", IEEE Trans. on ind electronics vol. 45. no. October pp691-702, 1998
- [2] Shin-Liang Jung, Hsiang-Sung Huang, and Ying-Yu Tzou, Member IEEE, "A Three-Phase PWM AC-DC converter with Low Switching Frequency and High Power Factor Using DSP-Based Repetitive Control Technique", IEEE pp517-523 1998
- [3] 최 중 우 "D-Q 상호간섭성을 이용한 속응 교류 전류 제어기", 서울대학교 대학원 박사학위논문, 1996
- [4] R. Wu, S. B. Dewan, and G. R. Slemon. "A PWM AC-to-DC Converter with Fixed Switching Frequency", IEEE Trans. on Industry Application Vol 2b, No.5, pp.880-885, 1990