

단상 GTO PWM 컨버터의 직류링크 전압제어

이 오재*, 이 동춘, 설 승기
서울대학교 전기공학과

DC Link Voltage Control for Single-Phase GTO PWM Converter

O-Jae Lee*, Dong-Choon Lee and Seung-Ki Sul
Department of Electrical Engineering
Seoul National University

Abstract

In this paper, a novel DC link voltage control scheme for a single-phase PWM converter is proposed. The main idea of the control scheme is eliminating the effect of dc link voltage harmonics by using power balance of input side and output side. With the proposed strategy, faster transient response than that of conventional method using low-pass filter can be obtained. In addition, a half period current control, based at equal switching frequency, is proposed. The validity of the proposed scheme is verified by simulation results for GTO PWM converter system.

1. 서론

단상 전류제어형 PWM 컨버터에 있어서 역률 1 운전과 정현파 입력전류, 그리고 회생 운전능력 등이 요구된다.

단상 컨버터 시스템에서는, 교류 전원으로 부터 직류 링크 축으로 공급되는 전력이 전원 주파수의 2 배로 변동하기 때문에 직류 링크에 전압 리플이 발생한다. 이 리플 전압이 전압 궤환 경로에 들어가 교류 입력 전류 파형을 왜곡시킨다. 이 원치 않는 고조파 성분은 저역통과 필터를 사용하여 감소시킬 수 있다[1]. 그러나, 필터에 의한 지연은 시스템의 과도 응답 특성을 저하시킨다.

본 논문에서는 직류 링크 전압의 궤환시에 고조파 성분을 보상하는 방법을 제안한다. 고조파 성분은 전력 평형에 의하여 계산된다[2][3]. 이 순시 보상을 사용하여 입력 전류 파형을 보다 정현파에 가깝게 할 수 있을 뿐만 아니라 전압 제어의 과도 특성을 향상시킬 수 있다.

그리고, 동일한 스위칭 주파수에 대한 2배의 주기로 전류 제어를 수행하는 새로운 제어기법을 제시하고, 시뮬레이션을 통해 그 타당성을 입증한다.

2. 단상 GTO PWM 컨버터

2.1. GTO PWM 컨버터 회로

그림1.에 Ah, Al, Bh, Bl의 4개의 스위치로 구성된 단상 GTO PWM 컨버터를 나타낸다. 전철용 컨버터에서 가선 변압기의 높은 2차 누설 인덕턴스 L_s 가 컨버터의 초크 코일로 작용한다[4]. 변압기 2차측의 교류 입력 전압 v_s 와 컨버터 입력 전압 v_r 을 표시하였다.

2.2. 제어 원리

단상 전류 제어 PWM 컨버터의 제어 블록도를 그림2에 나타내었다. 직류 링크 전압 V_{dc} 의 고조파 성분의 효과는 궤환 경로에서 제안된 방법에 의하여 크게 감소될 수 있다. 기준 전압 V_{dc}^* 와 보상된 전압 \bar{V}_{dc} 의 차가 직류 링크

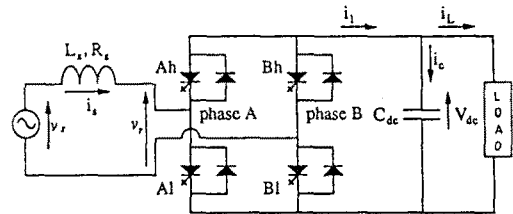


그림 1. 단상 GTO PWM 컨버터

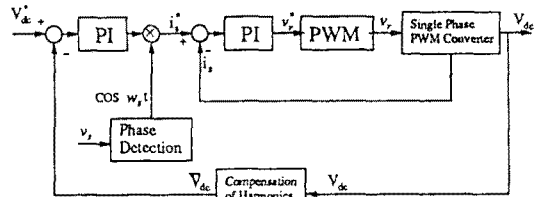


그림 2. 제어 블록도

전압 제어기의 입력으로 들어간다. 교류 입력 기준 전류 i_s^* 는 전압 PI 제어기의 출력에 교류 전원 전압 v_s 로부터 얻은 $\cos \omega_s t$ 를 곱하여 얻는다[1]. 교류 전원 전류 PI 제어기의 출력은 컨버터 기준 입력 전압 v_r^* 이 되고, 컨버터 입력 전압 v_r 은 PWM에 의하여 만들어진다.

3. 직류 링크 전압 리플 보상

이 장에서는, 단상 전원의 전력 변동에 의한 직류링크 전압의 고조파 성분을 유도한다. 직류 링크 전압은 개루프로 제어되고, 컨버터에 일정부하가 연결되었다고 가정한다.

부하 P_L 이 상수라고 가정하자. 컨버터의 직류 출력 전력은 다음과 같이 주어진다.

$$P_{dc} = P_L + \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) \quad (1)$$

여기에서,

C_{dc} : 직류링크 커패시터의 용량

V_{dc} : 직류 링크 전압

P_L : 부하 전력

P_{dc} : 직류 출력 전력

컨버터의 순시 교류 입력 전력은

$$P_{ac} = v_s i_s - R_s i_s^2 - \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L_s i_s^2 \right) \quad (2)$$

여기서

R_s, L_s : 교류측의 저항 및 인덕턴스

v_s, i_s : 교류 전원의 전압, 전류

P_{ac} : 교류 입력 전력

전류 제어가 완벽하다고 가정하자. 역률 1 제어를 할 때 교류측 전압과 전류는 다음과 같다.

$$v_s = \sqrt{2}V_s \cos \omega_s t \quad (3)$$

$$i_s = \sqrt{2}I_s \cos \omega_s t \quad (4)$$

여기서 V_s 와 I_s 는 각각 v_s 와 i_s 의 실효치이다. (3)과

(4)를 (2)에 대입하면,

$$\begin{aligned} P_{ac} &= 2(V_s I_s - R_s I_s^2)(\cos^2 \omega_s t) - \frac{d}{dt} [L_s I_s^2 \cos^2 \omega_s t] \\ &= (V_s I_s - R_s I_s^2)(1 + \cos 2\omega_s t) - \frac{1}{2} L_s I_s^2 \frac{d}{dt} [1 + \cos 2\omega_s t] \end{aligned} \quad (5)$$

전력 평형조건에서 (1)의 적분치는 (5)의 적분치와 같아야 한다. 따라서

$$\begin{aligned} (V_s I_s - R_s I_s^2)(t + \frac{1}{2\omega_s} \sin 2\omega_s t) - \frac{1}{2} L_s I_s^2 (1 + \cos 2\omega_s t) \\ = P_L t + \frac{1}{2} V_{dc}^2 + C_I \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 C_I 는 적분상수이다. (6)을 V_{dc}^2 에 대하여 정리하면,

$$\begin{aligned} V_{dc}^2(t) &= -(C_I + \frac{1}{2} L_s I_s^2) + \frac{2}{C} (V_s I_s - R_s I_s^2 - P_L)t \\ &\quad + \frac{V_s I_s - R_s I_s^2}{\omega_s C} \sin 2\omega_s t - \frac{L_s I_s^2}{C} \cos 2\omega_s t \end{aligned} \quad (7)$$

정상 상태에서는

$$V_s I_s = R_s I_s^2 + P_L \quad (8)$$

(8)을 (7)에 대입하면

$$\begin{aligned} V_{dc}^2(t) &= -(C_I + \frac{1}{2} L_s I_s^2) \\ &\quad + \frac{V_s I_s - R_s I_s^2}{\omega_s C} \sin 2\omega_s t - \frac{L_s I_s^2}{C} \cos 2\omega_s t \end{aligned} \quad (9)$$

(9)의 제 2항과 제 3항은 리플 성분이므로

$$V_{dc0}^2 = -(C_I + \frac{1}{2} L_s I_s^2) \quad (10)$$

그러므로, 직류링크 리플 성분을 지닌 전압은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{dc}^2(t) &= V_{dc0}^2 + \frac{(V_s I_s - R_s I_s^2) \sin 2\omega_s t - L_s I_s^2 \cos 2\omega_s t}{\omega_s C} \\ &= V_{dc0}^2 (1 + \frac{(V_s I_s - R_s I_s^2) \sin 2\omega_s t - \omega_s L_s I_s^2 \cos 2\omega_s t}{\omega_s C V_{dc0}^2}) \end{aligned} \quad (11)$$

(11)에서 다음과 같은 $V_{dc}(t)$ 의 간단한 수식을 얻을 수 있다.

$$V_{dc}(t) = V_{dc0} \sqrt{1 + \alpha} \quad (12)$$

여기서,

$$\alpha = \frac{(V_s I_s - R_s I_s^2) \sin 2\omega_s t - \omega_s L_s I_s^2 \cos 2\omega_s t}{\omega_s C V_{dc0}^2} \quad (13)$$

Taylor 급수 전개에 의해, (12)는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$V_{dc}(t) = V_{dc0} (1 + \frac{1}{2} \alpha - \frac{1}{8} \alpha^2 + \frac{1}{16} \alpha^3 - \dots) \quad (14)$$

$\alpha \ll 1$ 일 때, (14)는 (15)로 표현될 수 있다.

$$V_{dc}(t) = V_{dc0} (1 + \frac{1}{2} \alpha) \quad (15)$$

단상 컨버터의 제어에 있어서 직류 링크 전압의 고조파 성분을 배제하여 궤환하는 것이 필수적이다. 직류 링크 전압의 고조파 성분은 입력 전류 파형을 왜곡시킬 뿐만 아니라 직류링크 전압 제어 이득을 높일 수 없게 한다.

(15)로부터 보상된 값 \bar{V}_{dc} 는

$$\bar{V}_{dc} = V_{dc} - \frac{1}{2} \alpha \bar{V}_{dc} \quad (16)$$

이고, 여기서 V_{dc} 는 실제의 직류 링크 전압이다. 따라서, 보상된 값 \bar{V}_{dc} 가 전압 궤환 경로에 사용된다면 교류 입력 전류의 왜곡이 없을 뿐만 아니라, 필터를 사용하는 방법보다 보다 빠른 전압 제어가 가능하다.

(16)의 α 를 계산하는 데 복잡한 연산이 포함되어지만, 고속 DSP를 이용하면 쉽게 구현할 수 있다.

4. 단상 PWM 컨버터의 새로운 전류 제어

삼각파 PWM 등의 일반적인 PWM 방법에서는 전류 제어를 스위칭 주파수의 2배로 실행한다. 그러나, 본 논문에서 제시한 PWM 방법에서는 전류 제어를 스위칭 주파수의 4배로 실행할 수 있다.

그림3에서 일반적으로는 스위칭 주기의 2분의 1마다, 즉 ②와 ④에서 전류제어를 하는데 반해, 본 논문에서 제안한 방법은, 4분의 1주기마다, 즉 ①, ②, ③에서 전류제어를 수행한다.

이러한 4분의 1주기 전류제어 방법을 사용함으로써, 동일한 스위칭 주파수에서 전류 제어의 속응성을 높일 수 있고, 이에 따라 직류 링크 전압제어의 속응성도 높일 수 있다.

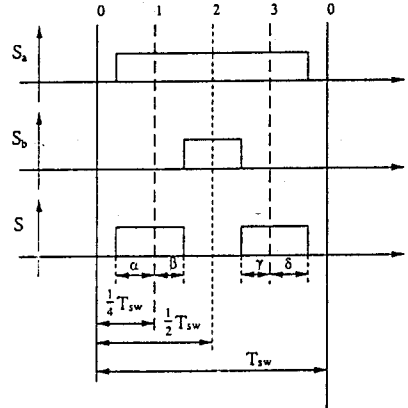
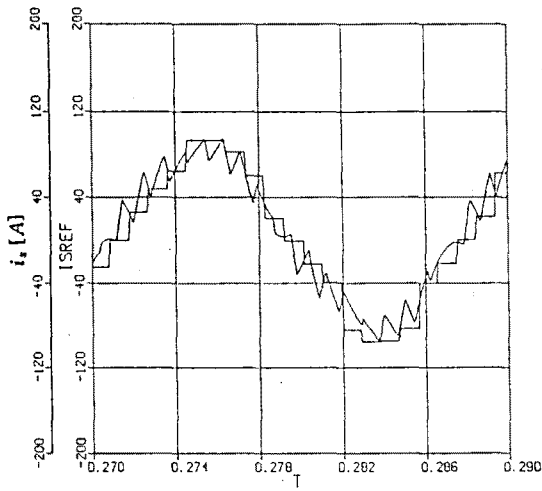


그림 3. 전압 변조 방법

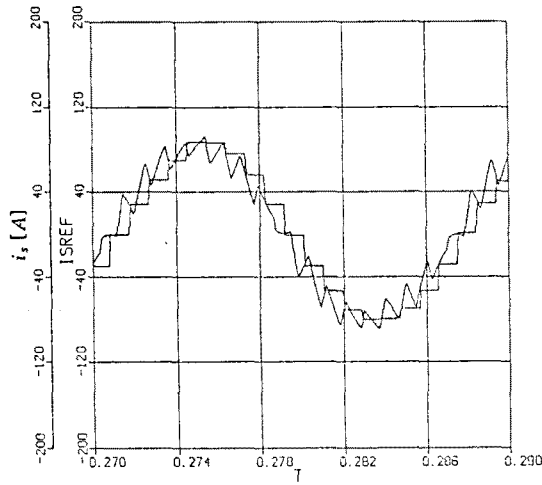
5. 시뮬레이션 결과 및 검토

시뮬레이션 조건은 다음과 같다.

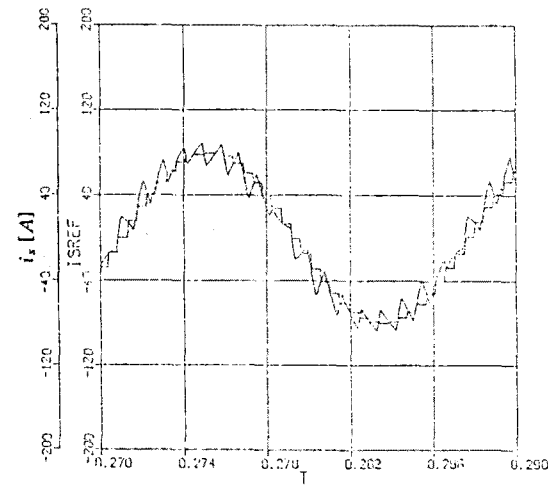
입력 전압	: 170V, 60Hz
직류 링크 전압	: 300V
부하 조건	: 무부하에서 역행 정격 부하 역행 정격 부하에서 회생 정격 부하
인덕턴스 L_s	: 2 mH
커패시턴스 C_{dc}	: 8200 μ F
스위칭 주파수	: 540 Hz



(a)



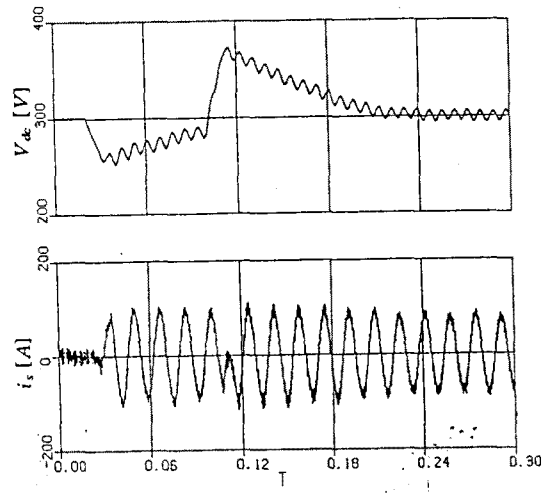
(b)



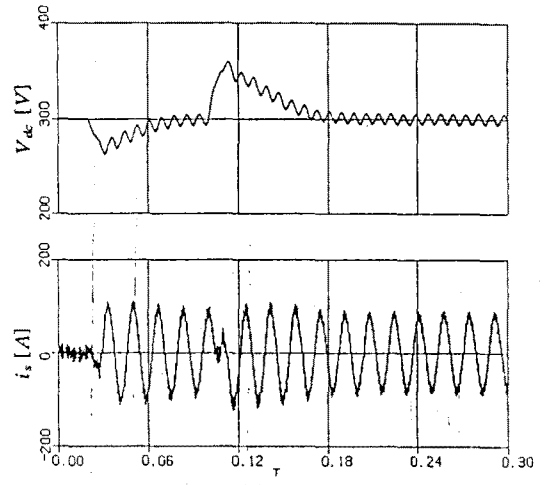
(c)

그림 4. 정상상태 입력전류파형

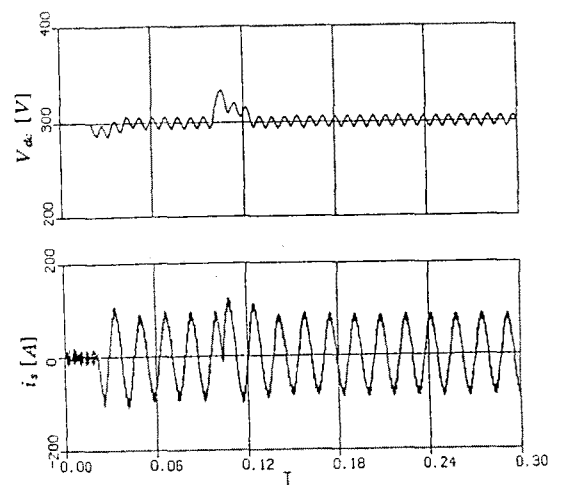
- (a) 직접 궤환 (b) 필터 사용
(c) 리플 보상 + $\frac{1}{4}$ 주기 전류제어



(a)



(b)



(c)

그림 5. 과도 특성

- (a) 필터 사용 (b) 리플 보상
(c) 리플 보상 + $\frac{1}{4}$ 주기 전류제어

시뮬레이션 결과를 그림4.~그림5에 나타내었다. 그림4.은 정상상태에서의 교류 입력 전류 기준치와 실제의 전류이다. 직류링크 전압을 직접 제어에 사용한 (a)에서는 전류기준치가 왜곡된다. 직류링크 전압을 필터를 거쳐 사용한 (b)에서는 전류기준치의 왜곡은 줄어드나 전압 제어의 속응성이 저하된다. 본 논문의 직류 링크 전압 보상 방법을 사용한 (c)

에서는 왜곡이 없다. 또한 $\frac{1}{4}$ 주기 전류제어 방법을 사용함

으로써 전류 제어 특성이 향상됨을 볼 수 있다. 그림5.에는 과도 특성을 나타내었다. 필터를 사용한 방법 (a)에서는 필터의 대역폭을 높이면 고조파 성분으로 인하여 직류 링크 전압 제어기의 이득을 높일 경우 불안정해지고, 대역폭을 줄이면 필터 지연에 의해 직류 링크 전압 제어의 속응성이 저하된다. 본 논문의 보상법을 사용한 (b)에서는 전류파형의 왜곡이 없을뿐 아니라 필터에 의한 지연이 없으므로 전압

제어의 속응성이 우수하다. 본 논문의 보상법과 $\frac{1}{4}$ 주기 전류제어 방법을 함께 사용한 (c)에서는 전류 제어의 속응성이 증가함에 따라 전압 제어의 응답특성이 향상됨을 볼 수 있다.

6. 결론

직류 링크 전압 리플 성분이 제어에 미치는 악영향을 리플 보상 방법으로 상당히 줄일 수 있음을 보였다. 리플 보상 방법으로 입력 전류를 정현파로 할 수 있을 뿐만아니라 필터를 사용한 방법보다 전압제어의 속응성을 높일 수 있다.

또한, $\frac{1}{4}$ 주기 방법을 사용함으로써 전류 제어의 속응성을 높일 수 있음을 보였다. 전류 제어의 속응성이 증가함에 따라 전압 제어의 과도응답 특성은 개선된다.

참고문헌

- [1] O. Stihl and B. T. Ooi. "A single-phase controlled-current PWM rectifier", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 3, NO. 4, October 1988, pp.453-459
- [2] B. T. Ooi, J. C. Salmon, J. W. Dixon, and A. B. Kulkarni. "A 3-phase controlled current PWM converter with leading power factor", in Proc. IEEE IAS Annu. Meeting, Toronto, Canada, Oct. 1985, pp.1008-1014
- [3] H. Sugimoto, S. Morimoto and M. Yano. "A high performance control method of a voltage-type PWM converter", in Power Electronics Specialists Conf. Rec. 1983, pp.360-368
- [4] L.J.J. Offringa. "Modelling and control of a 4-quadrant pulse modulated line-side converter for 25 kV, 50 Hz-supplied traction equipment", EPE Firenze 1991, pp. 1-105 ~ 1-110