

펄스형 부하에서 ZVS Full-bridge PWM 컨버터의 효율 증대를 위한 제어 방법

이동영, 김정원, 조보형

서울대학교 전기공학부 전력전자 시스템 연구실

Efficient Control Method of ZVS Full-bridge PWM Converter with Pulse Load Current

Dong-Young Lee, Jung-Won Kim, Bo-Hyung Cho

Power Electronics System Laboratory

School of Electrical Engineering Seoul National University

ABSTRACT

The novel control method of ZVS Full-bridge PWM converter with pulse load current is proposed. This new control method can reduce the switching loss of switches during no load condition. Moreover, by using feed-forward load current information this method can obtain better transient dynamics compared to the system with only linear feedback control.

전류를 사용하고 부하가 없는 구간이 상당히 긴 경우에 제안된 제어 방법이 매우 효율적이다. 게다가 부가적으로 부하 전류의 feed-forward 정보를 이용하므로 최적화된 설계를 통하여 feedback 선형 제어기보다 더 나은 전이 동특성을 얻을 수가 있다.

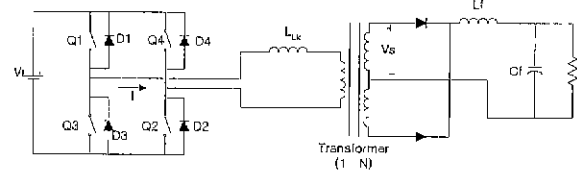


그림 1 ZVS Full-bridge PWM 컨버터

1. 서론

최근 들어 컨버터 시스템에서 효율을 높이고 컨버터의 크기를 줄이며 스위칭에 의한 EMI 노이즈를 줄이기 위해 soft-switching 기법을 이용한 회로를 많이 사용하고 있다. 특히 ZVS full-bridge PWM 컨버터는 제어가 간단하고 적은 소자로 구현 가능하므로 500 W 이상의 전력에서 많이 사용된다. 그러나 ZVS full-bridge PWM 컨버터는 ZVS를 보장하기 위해서 부하 전류가 설계값 이상으로 흘러야만 된다. 즉 부하가 작거나 없을 시에는 ZVS가 실패하고 계속해서 모든 스위치가 스위칭 주파수로 스위칭을 하게 되므로 스위칭 손실에 의한 전체 효율이 나빠지게 된다.

본 논문에서는 이러한 단점을 극복하기 위해서 새로운 ZVS full-bridge PWM 회로의 제어 방법을 제시한다. 기존의 phase shift control에 간단한 논리 회로만 추가하여 부하가 없을 시에 컨버터의 gating 신호를 차단하므로 컨버터의 효율을 증대시킬 수가 있다.

특히 그림 2에서 보듯이 ADS (Address Display Separated) 방식의 AC-PDP (Plasma Display Panel)의 부하와 같이 짧은 구간에서 많은 부하

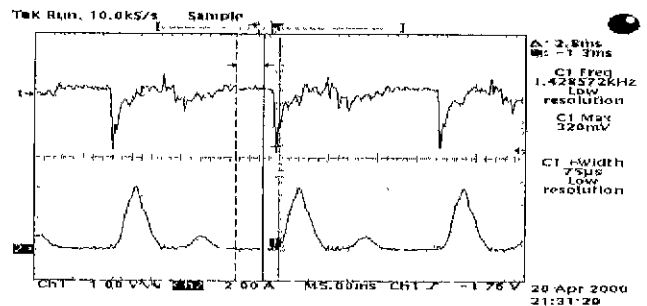


그림 2 ADS 방식의 AC-PDP 부하 전압과 전류 (1V/div, 2A/div.)

2. 제안된 제어 방법의 원리와 구현

2.1 제어기의 구조와 원리

제안된 제어기는 기존의 phase shift controller의 gating 신호 출력에 부하 전류와 출력 전압의 정보를 이용하여 gating을 차단할 수 있는 논리 회로로 구현되어 있다. 그림 3은 제안된 제어기의 구조이다.

논리 회로는 부하가 0이 되고 출력 전압이 일정 수준 이상일 때 gating을 차단하는 논리 구조로 되어 있다. 출력 전압의 정보를 필요로 하는 이유는

컨버터가 동작하는 시점에는 부하 전류가 0이므로 전압이 일정한 수준까지 올라간 이후에 gating 차단 회로가 동작해야 한다. 그리고 부하가 0이 된 이후에도 컨버터 자체의 손실과 dummy 저항에 의해 전압이 떨어지는 현상을 막기 위해서이다.

그림 3에서 보듯이 센싱 저항에 의해 측정된 부하 전류의 전압 정보가 음이므로 반전 증폭기를 통하여 비교할 수 있는 전압 수준으로 증폭한다. 증폭된 신호는 비교기를 통해 부하 전류가 설계된 기준 전류보다 낮아지면 비교기의 출력이 high가 된다. 동시에 출력 전압이 설계된 기준 전압보다 높아지면 비교기의 출력이 high가 된다. 이때 기준 전류는 0에 가깝게 설계되어야 하고 이 값에 따라 출력 전압의 동특성이 달라진다. 또 기준 전압은 출력 전압보다 작아야 되며 가깝게 설계된다. 이 값 역시 출력 전압의 동특성에 영향을 준다. 이에 관한 내용은 다음 장에서 시뮬레이션을 통하여 설명한다.

2개의 비교기 출력이 최종적으로 NAND 논리회로에 입력으로 들어가서 전압이 일정 수준 이상이 되고 부하 전류가 0이 될 때만 NAND 출력이 low가 되어 스위치의 gating 신호가 차단되고 컨버터의 스위칭이 중단된다.

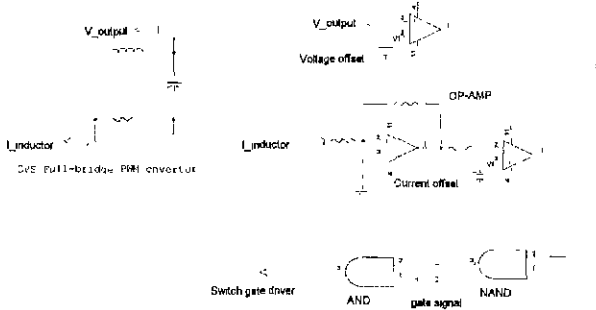


그림 3 제안된 제어 방법의 논리 회로

3. 시뮬레이션 및 실험 결과

제어기의 성능을 검증하기 위하여 입력 400 Vdc 출력 전압 180 Vdc의 450 W ZVS Full-bridge PWM 컨버터를 설계하고 제작하였다. 시뮬레이션에 사용된 컨버터의 설계 값은 표 1에 정리하였다. 스위칭 주파수는 입력 면에서는 100 kHz이고 출력 면에서는 200 kHz이다. 출력 인덕터는 540 uH이고 출력 캐패시터는 44 uF이다. 부하 전류는 60 Hz 주기로 변하고 2/3 구간은 부하가 0이고 1/3 구간은 최고값이 13 A인 사인 모양의 펄스 부하이다. 제어기는 cut-off 주파수가 10 kHz이고 위상 여유가 60° 이상이 되도록 설계하였다.

표 2는 실험에 사용된 450 W ZVS Full-bridge 컨

버터에 사용된 IC와 소자들의 값을 정리한 것이다.

표 1 450 W ZVS Full-bridge 컨버터의 설계값

	값	비고
스위칭 주파수	100 kHz	출력 200kHz
입력 전압	400 Vdc	
출력 전압	180 Vdc	
출력 인덕터	540 uH	
출력 캐패시터	44 uH	
부하전류 주파수	60 Hz	부하가 0인
부하 전류의 peak값	13 A	구간 2/3
제어기 cut-off 주파수	10 kHz	
제어기 위상 여유	60°	

표 2 실험에 사용된 하드웨어의 소자값

	값/부품명	비고
변압기	PQ 3535	1차:31, 2차:20
구동 변압기	EI 2219	1차:10, 2차:10씩
출력 인덕터	540 uH(10A)	Magnetics 55254
공진 인덕터	40 uH(10A)	PQ3230(air gap)
출력 캐패시터	44 uF(250V)	전해
스위치	IRFPC50	600V, 11A
다이오드	SF10L60U	600V, 10A
제어 IC	UC3875	phase shift controller
gating 구동 IC	TC4420	
Op-amp IC	LM2902	Quad op-amp
AND logic IC	MC14081	Quad and
NAND logic IC	MC14011	Quad nand

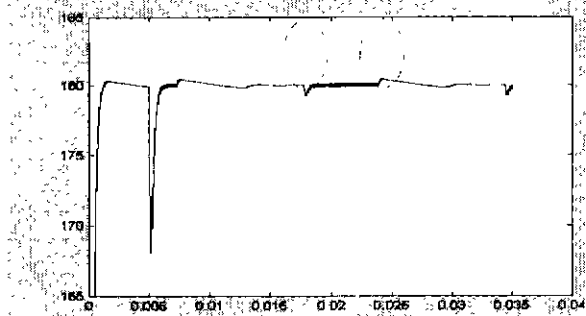
3.1 시뮬레이션 결과 및 분석

그림 4는 선형 feedback 제어기만을 사용한 출력 전압의 특성이다. 기본적으로 부하가 0인 구간에서도 출력 전압을 연속적으로 제어하기 위해서 스위치의 gating 신호는 연속적으로 발생한다. 인덕터 전류를 보면 부하가 0인 구간에서도 연속적으로 흐르는 것을 볼 수가 있다. 출력 전압의 동특성 역시 컨버터의 제어 전압이 연속적으로 전압의 변화에 따라 변하므로 부하 전류가 흐르는 시점에서 전압의 notch가 발생하고 부하 전류가 0이 되는 시점에서 overshoot가 발생한다. 이 크기는 제어기의 속도에 의존한다.

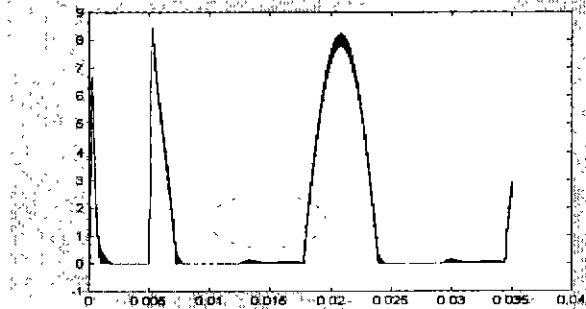
그림 5는 부하 전류가 0.1 A보다 작을 때 gating 신호를 차단하는 제안된 제어기의 시뮬레이션 파형이다. 그림에서 보듯이 부하가 0이 될 때에 실제 부하가 0이 되기 전에 미리 컨버터의 스위칭을 중단하므로 전압의 overshoot가 발생하지 않는다. 그리고 부하가 0인 구간에서는 dummy 저항에 의한 전압 강하가 정해진 전압 하한 값과 만날 때 간헐적인 스위칭이 발생하여 전압의 하한 값을 유지한다. 즉 인덕터 전류를 보면 연속적인 전류가 흐르지 않고 부하가 0인 구간에서 간헐적인 전류 펄스가 발생함을 볼 수가 있다. 또 전압이 제어 전압보

다 낮은 상태로 유지되므로 제어기 전압은 상한으로 포화되고 부하 전류가 발생하여 스위칭이 재개되었을 때에는 미리 포화된 제어기 전압에 의해 전압의 notch 없이 출력 전압의 동특성이 향상되는 효과를 거둘 수가 있다.

하지만 그림 6에서 보듯이 부하가 0인 구간에서 dummy 저항에 의해 전압이 충분히 출력 전압 하한까지 떨어지더라도 제어기의 속도가 느리거나 포화의 상한이 큰 경우에는 도리어 overshoot가 발생한다. 이렇듯이 제안된 제어기는 gating을 차단하기 위한 기준 부하 전류 offset, 출력 전압 제어 수준(하한값), 제어기 전압의 포화 상한, 제어기 속도, 출력 dummy 저항 등에 의해 출력 전압의 동특성을 향상시킬 수가 있다.

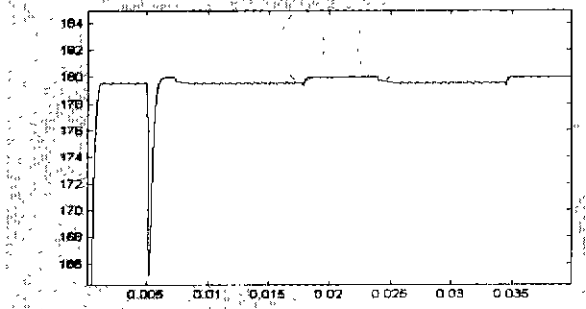


(a) 출력 전압

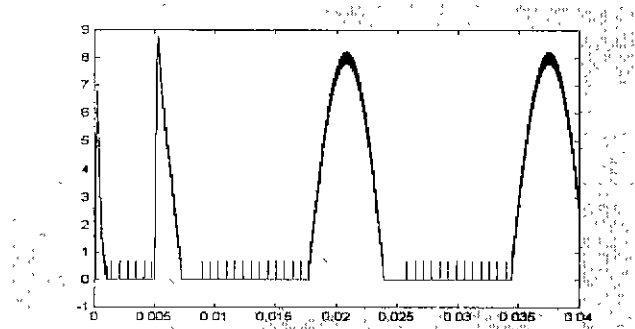


(b) 인덕터 전류

그림 4 feedback 선형제어기의 전압 전류 파형

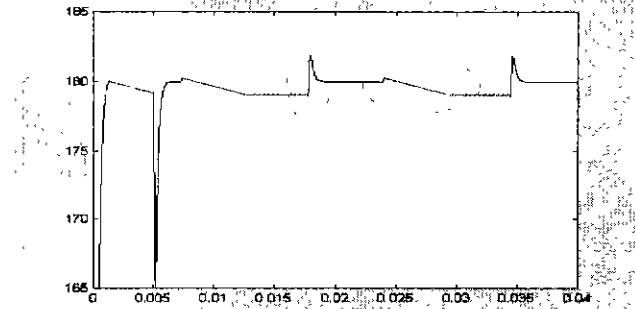


(a) 출력 전압

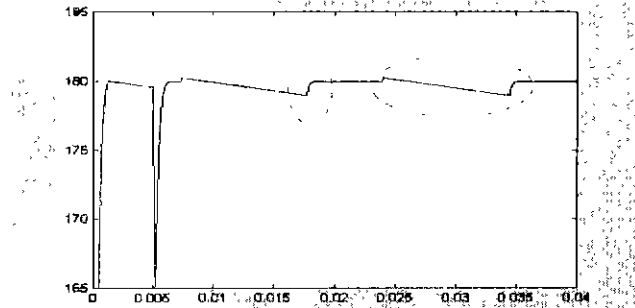


(b) 인덕터 전류

그림 5 제안된 제어기의 전압 전류 파형



(a) 전압 파형(dummy : 18k Ω , 제어기 포화 없음)



(b) 전압 파형(dummy : 33k Ω , 제어기 포화 있음)

그림 6 설계 값에 따르는 출력 전압의 동특성

3.2 실험 결과 및 분석

설계된 450 W 컨버터의 실험 파형을 얻기 위하여 실제로 제작하였다. 부하 전류의 조건은 100 Hz 주기로 변하고 부하가 0인 구간이 2/3이다. 부하 전류는 peak 값이 1A 인 구형파이다. 그림의 위쪽은 부하 전류 파형이고 중간은 출력 전압, 아래쪽은 gating 신호이다.

그림 7에서 보듯이 feedback 선형제어기의 경우 부하가 흐르는 시점에서 전압의 notch가 발생하고 부하 전류가 0이 되는 시점에서 overshoot가 발생한다. 그 크기가 4V로 출력 전압의 2.2%나 된다. 그리고 스위치의 gating 신호가 부하의 유무에 관계없이 연속적으로 발생하는 것을 볼 수가 있다.

그림 8에서 보듯이 부하가 0이 되면 gating 신호가 차단되는 것을 볼 수가 있다. 동시에 출력 전압은

컨버터의 dummy 저항에 의해 전압이 출력 전압 하한까지 떨어지고 이후에는 간헐적인 스위칭에 의해 출력 전압이 유지되는 것을 볼 수가 있다. 그러나 그림 6의 시뮬레이션 파형 (a)와 같이 부하 전류가 흐르기 시작하는 시점에서 전압 overshoot가 발생하는데 이것은 제어기의 속도, 제어 전압 포화 상한 값의 차이와 부하 전류 센싱 신호의 지연에 의해 발생하는 것이다. 결과적으로 출력 전압의 ripple이 1.5V 정도로 선형제어기에 비해 출력 전압 동특성이 향상되는 것을 볼 수가 있다.

전체적인 효율 면에서도 제안된 제어기를 채택한 회로의 효율이 향상되는 것을 볼 수가 있고 동시에 부하가 작은 경우이므로 스위칭 손실이 지배적이라서 효율 증가는 더욱 크다. 게다가 스위칭 주파수가 높은 경우에는 제어기 소비전력도 무시할 수가 없다. 제안된 제어기의 스위칭이 줄어드는 효과로 인하여 기존의 제어기보다 소비전력이 절반으로 줄어드는 것을 볼 수가 있다. 표 3은 제어 방법에 따르는 측정 효율을 비교한 것이다.

표 3 기존 제어기와 제안된 제어기의 효율 비교

	선형제어기	제안된 제어기	비교
출력 전력	58 W		
입력 전력	73.6 W	62.2 W	11.4 W 개선
효율	78.8 %	93.2 %	
제어기 소비전력	2.8 W	1.4 W	50 % 개선

4. 결론

본 논문에서는 펄스 부하를 갖는 ZVS Full-bridge PWM 컨버터의 효율을 증가시키기 위해서 부하가 0이 될 때 gating 신호를 차단하는 제어 방법을 제안하였다. 시뮬레이션과 450 W 컨버터를 제작, 실험을 통하여 효율 개선과 출력 전압의 동특성이 향상되는 것을 증명하였다. 기존의 feedback 선형 제어기에 비해 많은 비용을 들이지 않고 제어 방법만을 이용하여 컨버터의 효율과 동특성을 향상시키는 장점이 있다. 앞으로 제안된 제어기의 파라미터 값들과 컨버터의 동특성 간의 관계를 정성적, 정량적으로 분석하여 최적화된 설계 guide-line을 제시하고자 한다.

이 논문은 삼성 SDI의 연구비 지원에 의하여 연구되었습

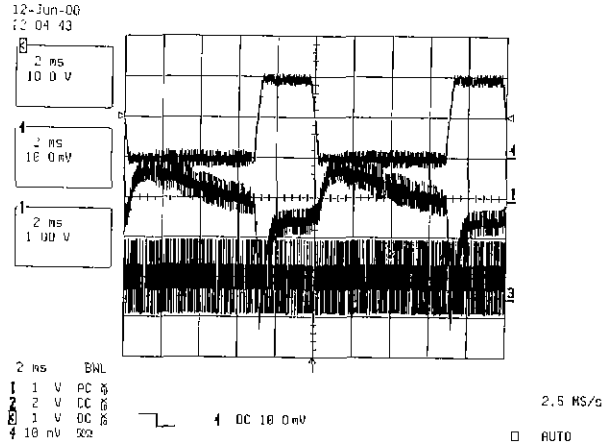


그림 7 feedback 선형 제어기를 사용한 실험 파형 (500mA/div. 1V/div. 10V/div.)

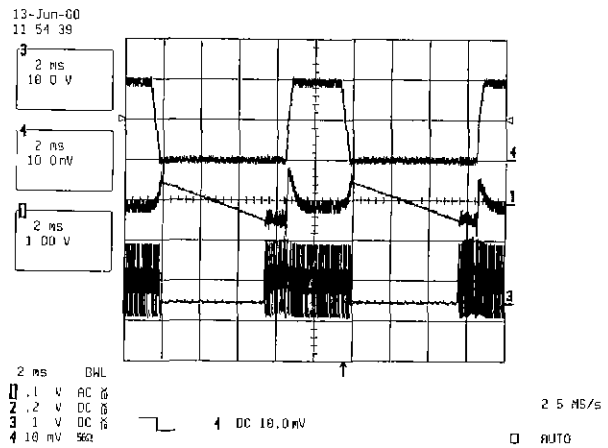


그림 8 제안된 제어기의 실험 파형 (500mA/div. 1V/div. 10V/div.)

참고 문헌

[1] G. Hua, F. C. Lee, M. M. Jovanovic, "An improved zero-voltage-switched resonant-transition PWM converter using a saturable inductor," PESC, pp 189-194, 1991
 [2] J. A. Sabate, V. Vlatkovic, R. Ridley, F. C. Lee, "High-voltage, high-power, ZVS, full-bridge PWM converter employing an active switch," APEC, pp 158-163, 1991
 [3] G. Hua, F. C. Lee, "A new class of ZVS-PWM converters," HFPC, pp 244-251, 1991
 [4] R. Farrington, M. M. Jovanovic, F. C. Lee, "A new family of isolated zero-voltage-switched converters," PESC, pp 209-215, 1991