

위상 천이 소프트 스위칭 PWM DC-DC 컨버터를 이용한 방전등 구동용 직류 전원장치

정상화\* · 권순걸 · 서기영 · 이현우  
경남대학교

Characteristics analysis using DC-DC converter for single-phase shift soft switching PWM control

Sang-Hwa Jung\*, Soon-Kurl Kwon, Ki-Young Suh, Hyun-Woo Lee  
EESRC, Kyungnam University

**Abstract** - 본 논문에서는 소프트 스위칭 회로 기술을 도입한 고주파 링크 DC-DC 컨버터로서 먼저 기존의 1차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터의 문제점을 지적하고 해결책으로 제안한 2차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터를 조합하여 방전등 구동용 직류 전원장치를 개발하고자 한다. 개발하고자 하는 방전등 구동용 직류 전원장치는 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 타당성을 서술하고자 한다.

로써 1차에서 2차측으로 전해지는 전력을 제어할 수 있다. 이것은 기존 회로와 완전히 동일한 위상 천이 PWM 제어이기 때문에 복잡한 제어 회로를 추가할 필요가 없다.

1. 서론

일반적으로 자외선(UV)을 발생하기 위한 방전등 구동용 직류 전원으로서 하드 스위칭 모드로 동작되어지는 고주파 스위칭 DC-DC 컨버터가 사용되고 있지만, 전자의 노이즈 장해에 의한 전자 회로의 오동작이나 각 구성 소자의 발열의 문제 등이 시스템의 신뢰성을 저하시키는 원인이 되고 있다. 그러므로 본 논문에서는 소프트 스위칭 회로 기술을 도입한 고주파 링크 DC-DC 컨버터로서 먼저 기존의 1차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터와 제안한 2차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터를 조합하여 방전등 구동용 직류 전원장치를 개발하고자 한다. 개발하고자 하는 방전등 구동용 직류 전원장치는 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 타당성을 서술하고자 한다.

2. 제안한 2차측 위상 천이 PWM 소프트 스위칭 DC-DC 컨버터

그림 1은 제안한 2차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터를 나타낸 것이다. 제안한 회로는 트랜스 1차측의 인버터 회로에 의해서 듀티율(duty cycle) 50%의 방형파(方形波)출력 동작시키고, 2차측 정류 다이오드에 직렬로 접속된 파워 반도체 스위치( $S_5, S_6$ )의 게이트 신호만을 조절하여 출력 전력을 제어한다.

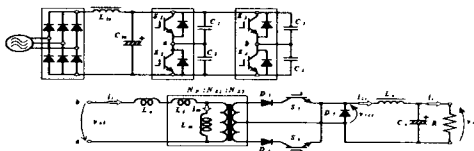


그림 1. 제안한 2차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터  
Fig. 1 Secondary-side phase-shifted PWM DC-DC converter of proposed

그림 2는 제안한 2차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터의 동작 파형을 나타낸 것이다. 그림 2에서 알 수 있듯이 어느 일정 동작 주파수와 50%의 듀티율로 고정된 1차측 게이트 신호( $v_{g1} \sim v_{g4}$ )에 대하여 동일한 조건에서 고정된 2차측 게이트 신호( $v_{g5}, v_{g6}$ )의 위상을 지상(leging)함으

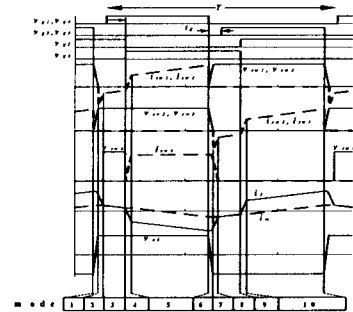


그림 2 제안한 2차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터의 동작 파형  
Fig. 2 Operation waveform of secondary-side phase-shifted PWM DC-DC converter of proposed

제안한 회로의 1차측 반도체 스위치의 스위칭 동작은 기존의 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터의 경우와 마찬가지로 턴-온시에 ZVS로, 턴-오프 때로는 ZVS이면서 ZCS를 실현한다. 그리고 2차측 스위치 전류는 턴-온 때에 0으로부터 경사를 가지면서 증가하고, ZCS가 실현된다. 또, 2차측 스위치의 턴-오프는 전압, 전류가 존재하지 않는 휴지기간이 있으며, ZCS와 ZVS가 동시에 실현된다. 이 휴지기간에 출력 인덕터의 전류는 환류 다이오드  $D_7$ 에 흐르며, 이것에 따라 트랜스나 1차측 회로에 흐르는 순환 전류도 저감된다. 고주파 트랜스의 여자 인덕턴스  $L_m$ 은 공진 폴(pole)회로와 동일한 특성을 가지며, 이 여자 전류  $i_m$ 에 의해 넓은 범위에서의 소프트 스위칭 동작을 실현할 수 있다.

2.1 동작원리

그림 3는 각 모드에 있어서 등가 회로와 동작상태를 나타낸 것이다. 그림 5에서 각 스위치 소자는 이상 소자로 하고, 출력 평활 인덕터의 인덕턴스는 충분히 크게 하며, 그 전류 값은 일정한 상태로 가정한다.

먼저, 1차측 스위치  $S_2, S_3$ 와 2차측 스위치  $S_5$ 가 도통하고 있는 모드 10의 상태에서 시작한다.

[모드 1]

모드 1은 1차측 스위치  $S_2, S_3$ 을 턴-오프 하는 모드이다. 이때, 전 단계에서 스위치에 흐르고 있던 전류는 1차측 스위치에 병렬로 접속된 로스레스 커패시터에 흐른다. 그리고, 커패시터  $C_2$ 와  $C_3$ 은 충전되고,  $C_1$ 과  $C_4$

는 방전되기 시작한다. 이것은 스위치  $S_2$ ,  $S_3$ 가 ZVS로 턴-오프를 실현하는 것을 의미한다. 이 때, 턴-오프 된 스위치  $S_2$ ,  $S_3$ 의 전압  $v_s$ 는 모드 1의 시작시간( $t=0$ )으로 서 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$v_s(t) = \frac{i_0/n + i_m}{2C_s} = \frac{i_0 + ni_m}{2C_s \times n} \quad (1)$$

여기서,  $n(=N_p/N_s)$ 은 트랜스의 권수 비이며,  $C_s$ 는 로스레스 커패시터의 용량을 나타낸 것이다. 또, 전류(轉流)기간인 부하 전류  $i_0$ 와 여자 전류  $i_m$ 는 거의 일정하다. 모드 1은 스위치 전압의 변화에 따라 1차측 인버터 출력 전압  $v_{ab}$ 의 극성이 반전하기 때문에 트랜스의 2차측 전류는 감소하기 시작하며, 환류 다이오드  $D_7$ 는 도통된다.

[모드 2]

모드 2는 로스레스 커패시터의 충·방전이 완료되는 모드이다. 이때, 커패시터에 흐르고 있던 전류는 반도체 스위치의 역병렬 다이오드  $D_1$ ,  $D_4$ 에 전류(轉流)한다. 그리고 이 다이오드가 도통하고 있는 기간에 스위치  $S_1$ ,  $S_4$ 는 ZVS & ZCS로 턴-온을 실현한다.

[모드 3]

모드 3은 2차측 스위치  $S_5$ 에 흐르는 전류가 제로 크로스하는 모드이다. 기존의 위상 천이 PWM 제어 회로에서는 정류 다이오드  $D_6$ 이 도통하지만, 제안한 회로는  $D_6$ 과 직렬로 접속된 반도체 스위치  $S_6$ 이 모드 3의 시점에서 아직 오프 상태에 있기 때문에, 트랜스의 2차측에 전류가 흐르지 않는 2차측 휴지 모드에 들어간다. 이 휴지기간 중에  $S_5$ 을 턴-오프 한 것에 의하여 ZVS & ZCS를 실현할 수 있다.

[모드 4]

모드 4는 2차측 스위치  $S_6$ 에 게이트 신호를 주어 전류가 서서히 흐르는 모드이다. 이때,  $S_6$ 은 ZCS로 턴-온을 실현하며, 2차측 스위치의 di/dt는 직렬 인덕터, 즉 고주파 트랜스가 누설 인덕턴스  $L_p$ 에 의존하며, 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{di_{S6}}{dt} = n \frac{E}{L_l} \quad (2)$$

식 (2)에서 E는 전원 전압이며, di/dt를 억제하기 위해  $L_l$ 을 크게 하면 정격시의 출력 전압을 저하시키는 것이 되기 때문에 주의가 필요하다.

[모드 5]

모드 5는 2차측 스위치 전류가 출력 인덕터 전류와 같게 되는 모드이다. 이때, 환류 다이오드  $D_7$ 은 오프되며, 이 기간에 전원으로부터 부하로 에너지가 공급된다. 그리고, 1차측 스위치  $S_1$ ,  $S_4$ 을 턴-오프 한다면 다시 한번 로스레스 커패시터가 충·방전된 모드 6에 천이(遷移)하며, 이 이후의 반주기에 대해서는 모드 1에서 모드 5까지와 동일한 동작을 되풀이한다.

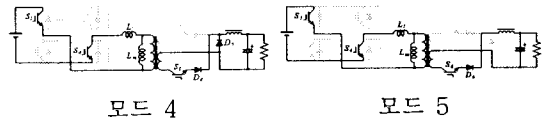
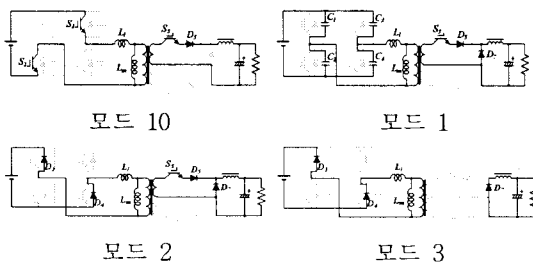


그림 3 제안한 2차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터의 동작 모드

Fig.3 Operation mode of secondary-side phase-shifted PWM DC-DC converter of proposed

### 3. 시뮬레이션 시험 결과 및 고찰

그림 4은 제안한 2차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터의 시뮬레이션 파형을 나타낸 것이다. 그림 4은 위상차 시간  $t_f$ 가 5[ms]일 때의 각 부분 파형을 나타내고 있다. 이때의 시뮬레이션 조건은 표 1과 같다. 그림에서 알 수 있듯이 제안한 2차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터는 1차측 풀-브리지 인버터 회로로 구성된 4개의 반도체 스위치가 대각의 위치로 동일한 게이트 신호가 부여되어 동작되어지며, 스위치  $S_2-S_3$ 의 전압과 전류 파형은 스위치  $S_1-S_4$ 의 전압과 전류 파형의 위상을 180° 천이(遷移)한 것과 일치한다. 그리고 제안한 회로의 위상차를 크게 할 수록 2차측 정류기 전압( $v_{rec}$ )의 펄스 폭이 좁아지며, 직류 전원으로부터 부하측에 전해지는 전압이 작아지는 것을 알 수 있다.

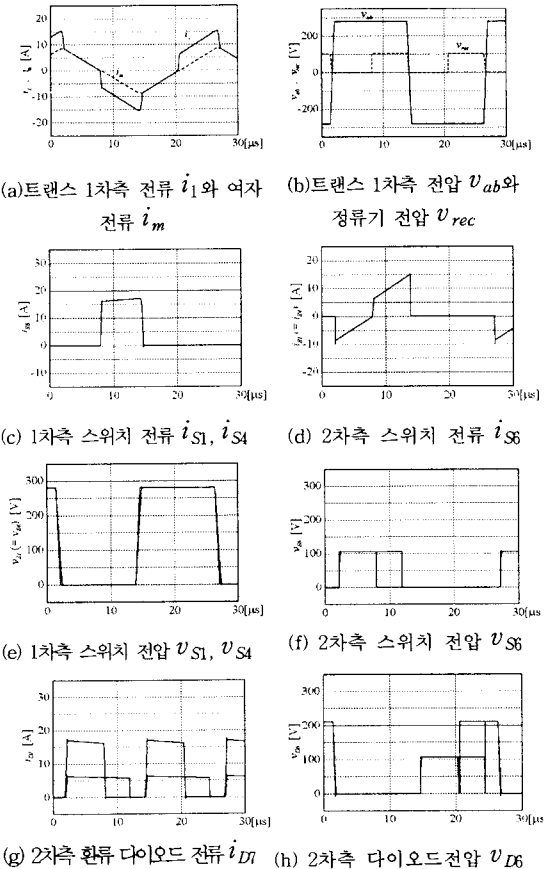


그림 4  $t_f=5$ [ms]때의 각 부 동작 파형( $P_{out}=832$ [W]) Fig. 4 The each part operation waveform of  $t_f=5$ [ms] ( $P_{out}=832$ [W])

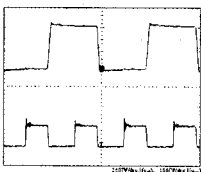
일반적으로 중간 탭형 정류 회로는 브리지형 정류 회로에 비해 트랜스의 2차측 권수가 2배가 되며, 2차측 정류 다이오드 소자의 최대 전압은 브리지 형태의 경우의 2배로 된다. 하지만 2차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터에 있어서 2차측 스위치에 관련된 전압  $v_{Sc}$ 는 전압이 나타나는 기간에 환류 다이오드  $D_7$ 이 도통되어 다이오드에 관련된 전압의 1/2로 된다. 2차측 스위치를 역 저지한 구조에서 접속되어있는 정류 다이오드의 최대 전압은 일반적인 중간 탭형 정류 회로의 다이오드 전압과 같게 되지만 환류 다이오드가 도통하고 있는 기간에는 2차측 반도체 스위치 전압  $v_{Sc}$ 와 같이 그 반의 전압이 걸린다.

본 논문에서 제안한 컨버터로는 직류 전원에서부터 부하측에 전력이 전해지는 기간(모드 5, 모드 10)을 제외한 대부분의 모드가 환류 다이오드  $D_7$ 가 도통하며, 출력 인덕터 전류  $i_{L_0}$ 도 주로 환류 다이오드  $D_7$ 을 통하여 순환한다.

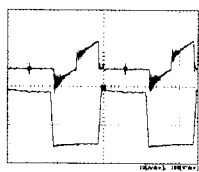
1차측 위상 천이 PWM 제어 방식에 있어서 순환 전류는 출력 인덕터  $L_0$ 로부터 정류 다이오드, 트랜스 코일, 1차측 반도체 스위치를 포함한 루프로 순환하지만, 제안한 2차측 제어 회로는 출력 인덕터  $L_0$ 로부터 환류 다이오드  $D_7$ 만을 흐르기 때문에 1차측 인버터 회로나 트랜스 코일에 발생하는 도통 손실이 저감된다. 특히, 위상차와 부하 전류가 모두 큰 경우에는 1차측 제어 회로에서 생기는 순환 전류가 현저하게 증대하기 때문에 제안한 2차측 제어 회로에 있어서 순환 전류의 저감효과가 더욱더 강조되어진다.

그림 5는 위상차 시간  $t_f$ 를 5[ms]로 할 때의 각 부분 실험 파형을 나타낸 것이다. 두 그림에서 알 수 있듯이 앞의 시뮬레이션 결과와 잘 일치하고 있다. 특히, 그림 5(b)의 트랜스 1차측 전압  $v_{ab}$ 는 위상차에 관계없이 거의 일정한 방형파가 존재하며, 2차측 반도체 스위치의 컨트롤에 의하여 정류기 전압  $v_{rec}$ 의 펄스폭이 조절되어 출력 전력이 제어된다.

또한, 제안한 컨버터의 ZVS 동작시의  $dv/dt$ 가 1차측 위상 천이 PWM 제어 방식의 경우보다 작게 되는 것을 확인할 수 있다. 그리고 2차측 정류 다이오드와 2차측 스위치에 나타나는 서지 전압은 1차측 위상 천이 PWM 제어 회로의 경우와 같이 서지 클램프 회로를 부가하여 효과적으로 저감하였다.

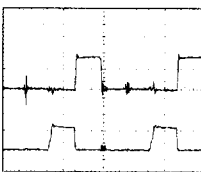


(b)트랜스 1차측 전압  $v_{ab}$ (상)



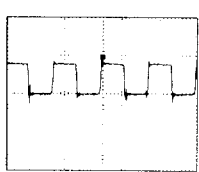
(c) 1차측 스위치 전류  $i_{S1}$ (상)

/2차측 정류기 전압  $v_{rec}$  (하)



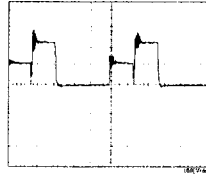
(d) 2차측 스위치 전류  $i_{S6}$ (상)

/2차측 스위치 전압  $v_{S6}$ (하)



(e) 2차측 환류 다이오드 전류  $i_{D7}$

전류  $i_{D7}$



(f) 2차측 다이오드 전압  $v_{D6}$

그림 5  $t_f=5$ [ms]때의 각 부 동작 파형 ( $P_{out}=738$ [W])

Fig. 5 The each part operation waveform

of  $t_f=5$ [ms] ( $P_{out}=738$ [W])

### 3. 결 론

본 논문에서 제안한 2차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터는 다음과 같은 결과를 얻을 수 있었다.

- (1) 1차측 위상 천이 PWM 소프트 스위칭 DC-DC 컨버터의 문제점을 지적하고, 해결책으로서 2차측 위상 천이 PWM 소프트 스위칭 DC-DC 컨버터를 제안하였다. 제안한 회로의 동작 원리를 시뮬레이션과 실험을 통하여 특성을 증명하였다.
- (2) 제안한 컨버터는 전 제어 범위에서 소프트 스위칭 동작을 실현할 수 있다.
- (3) 2[kW]/40[kHz] 소프트 스위칭 DC-DC 컨버터를 제작하여 정격 출력시에 90[%]이상 높은 전력 변환 효율을 얻을 수 있다.

제안한 2차측 위상 천이 PWM 소프트 스위칭 DC-DC 컨버터를 기존의 1차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터로 사용되어지던 방전동 구동용 전원 시스템에 적용하면 유용할 것으로 사료된다.

이 논문은 산업자원부에서 시행한 전력산업 인프라우축 지원 사업으로 수행된 논문입니다.

### [참 고 문 헌]

- [1] 浜田 聡,ゼロ電壓ソフトスイッチングPWMDC-DC電力變換装置とその應用に關する研究,山口大學大學院博士論文,1997
- [2] 道平 雅一,新しいゼロトランジションPWMDC-DCコンバータとその應用に關する研究,神戸大學大學院修士論文,1995
- [3] 森本 猛,高周波トランス勵磁インダクタンスとアクティブ同期整流スイッチによるソフトスイッチング位相シフトPWM制御DC-DCコンバータに關する研究,山口大學工學部卒業論文,1999
- [4] 原田,石原,戸高,2次側スイッチを有するゼロ電壓スイッチングPWMハーフブリッジコンバータ,電氣情報通信學會論文誌,Vol. J80-B-1, No.11, 1997
- [5] K. Harada, Y. Ishihara, T. Todaka, A Novel ZVS-PWM Half-Bridge Converter, Proc. of IEEE INTELEC, 1994
- [6] J. G. Cho, J. A. Sabate, G. Hua, F. C. Lee, Zero-Voltage and Zero-Current-Switching Full-Bridge PWM Converter for High-Power Applications, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 11, No. 4, 1996
- [7] J. G. Cho, C. Y. Jeong, F. C. Lee, Zero-Voltage and Zero-Current-Switching Full-Bridge PWM Converter Using Secondary Active Clamp, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 13, No. 4, 1998