

액티브 클램프 기법을 이용한 영전압 스위칭 직렬 공진형 컨버터에 관한 연구

전희철\*, 김 용\*, 정계천\*, 김필수\*\*, 이은영\*\*  
 \*동국대학교 전기공학과, \*\*대림대학

Study of ZVS-PWM Series Resonant Converter with Active-Clamp Technique

Hee-Cheol Jeon\*, Yong Kim\*, Kye-Cheon Jung\*, Pil-Soo Kim\*\*, Eun-Young Lee\*\*  
 \*Dongguk University, \*\*Daerim College.

**Abstract** - Resonant converters have several salient features such as high efficiency and low noise. Therefore, ZVS-PWM controlled series resonant converter with active-clamp technique is presented. The combination of an active-clamp technique and resonant circuit makes it possible to control the output voltage of the resonant converter with PWM. This new resonant converter was implemented and has achieved a good controllability. In this paper, the normal load characteristics and abnormal voltage increase in the case of the light load are analyzed. As a result, it is clarified that the stray capacitance of the transformer is a cause of the abnormal voltage increase. Then, it is confirmed that the abnormal voltage increase is suppressed by decreasing the duty ratio. ZVS condition is analyzed. The maximum efficiency of 89% is obtained for the output of 10V and 5A.

1. 서 론

컴퓨터를 비롯한 각종 전자기기의 발전과 함께 스위칭 전원의 수요는 전자산업의 성장에 비례하여 확대되어 가고 있으며 반도체 집적회로기술의 보급에 따라 전자기기는 현저하게 소형화되어 기능당 가격은 점차 줄어들고 있다. 이러한 가운데 전자기기에 전력을 안정하게 공급해야 하는 전원부분은 다른 부분에 비해 큰 전력을 다루고 있다는 점 때문에 집적화에는 문제가 있다. 따라서 소형, 경량화를 위해서는 집적화 이외의 새로운 방식이 필요하다. 스위칭 전원은 이 때문에 등장한 방식으로서 전원부분에서의 손실을 저감하여 소형화에 따른 온도상승을 억제하고 콘덴서, 리액터, 변압기 등을 스위칭 주파수를 높임에 따라 소형화는 물론 저림화도 피하고 있다. 그러나 전원의 스위칭주파수에는 한계가 있어 전자기기 본체의 소형, 경량화에 미치지 못해 전자기기 중에서 전원이 차지하는 비율이 무시할 수 없는 것으로 되어 왔다. 종래의 구형파 전압, 전류에 의한 컨버터에서는 트랜지스터의 스위칭손실이 증가하기 때문에 공진회로를 이용해서 스위치의 전압 또는 전류를 정현파 상으로 하는 공진형 컨버터를 검토하게 되었다. 이러한 공진형 컨버터는 고효율, 저 잡음 특성을 갖게 되지만 출력필터를 반드시 가장 낮은 스위칭 주파수로 설계하여야 하므로 소형화할 수 없게 된다. 이러한 단점을 줄이기 위해 PWM 방식의 공진형 컨버터들이 제안되었지만 이 방식의 경우 전압 레귤레이션을 줄이기 위한 회로가 부가되어야 한다. 이러한 점을 극복하기 위한 방법으로 전류모드 공진형 컨버터와 액티브 클램프 회로를 조합하여 출력전압이 ZVS-PWM 방식으로 제어되는 직렬 공진형 컨버터를 제안하였다. 이러한 컨버터는 스위칭 소자의 턴 온, 턴 오프시의 손실을 원리적으로 영으로 할 수 있

으며 저속 스위칭 소자의 적용이 가능하여 경제화, 고효율화를 이룰 수 있다. 또한 변압기의 편차가 없으므로 구동회로의 간이화도 이룰 수 있는 장점을 갖는다. 본 논문에서는 제안된 회로에 자기구동방식 동기 정류기를 사용하며 공진 인덕터와 변압기 기생 캐패시턴스 사이의 공진에 의해 발생하는 비정상 전압상승 문제에 대하여 해석하고자 한다.

2. 본 론

2.1 능동 클램프 기법의 직렬 공진형 컨버터

그림 1은 액티브 클램프 기법의 ZVS-PWM제어 직렬 공진형 컨버터를 나타낸다. 액티브 클램프 회로는 보조 스위치  $S_2$ , 클램프 캐패시터  $C_A$ , 인덕터  $L_A$ 로 구성된다. 인덕터  $L_A$  양단 전압  $V_{LA}$ 는 직렬 공진 회로의  $L_r$ 과  $C_r$ 에 입력으로 인가된다. 이 때  $L_r$ 과  $C_r$ 의 공진 주파수를 스위칭 주파수와 동일하게 설계하여 직렬 공진 회로에 정현파 전류가 흐르도록 한다. 중간철 정류 회로와 출력필터는 변압기의 2차측에 접속된다. 캐패시터  $C_p$ 는 변압기의 기생 캐패시턴스를 나타내며 비정상적인 전압상승에 영향을 준다.

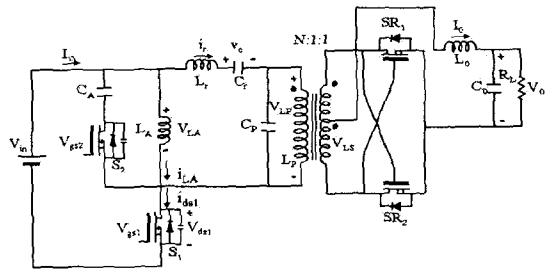


그림 1 영전압 스위칭 직렬 공진형 컨버터

2.2 동작 해석

능동 클램프 동작은 다음과 같이 설명된다. 스위치  $S_1$ 과  $S_2$ 는 짧은 데드 타임을 가지며 교대로 턴 온, 오프 된다.  $S_1$ 이 온 되는 기간 동안 전압  $V_{LA}$ 는  $V_{in}$ 과 같다.  $S_1$ 이 오프일 때, 인덕터  $L_A$ 의 전류는 각각  $S_1$ 과  $S_2$ 의 출력 캐패시턴스를 충·방전 한다. 그 후,  $V_{ds1}$ 은  $C_A$ 와  $V_{in}$  양단 전압의 합일 때 클램프 된다. 모드별 동작과 정상상태 해석을 위해 다음을 가정한다.

- (1) 변압기 2차 누설 인덕턴스는 무시한다.
- (2) 출력단은 등가 교류 저항  $R_{ac} = (8/\pi^2)R_L$ 로 간주한다.
- (3) 출력 인덕터  $L_0$ 는  $L$ 보다 충분히 큰 값이고 흐르는 전류는 항상 일정하다.
- (4) 데드 타임이 매우 짧기 때문에 준구형파 전압  $V_{LA}$

는 구형파 전압으로 가정한다.  
이론적인 동작 파형과 등가회로는 그림 2, 3과 같다.

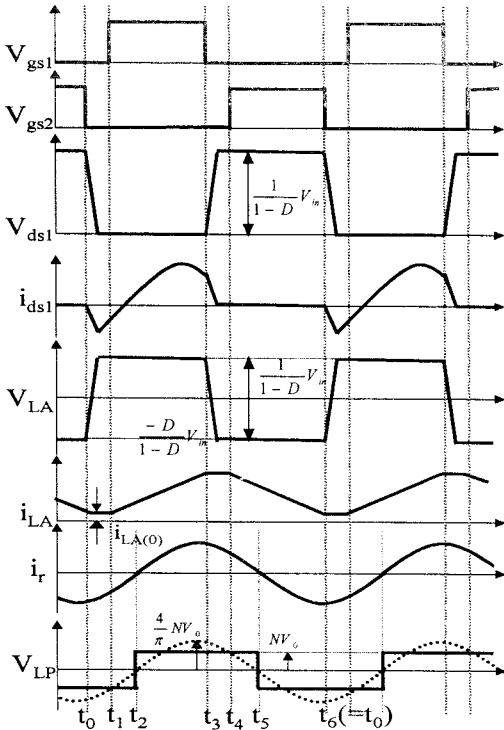


그림 2 이론적인 회로 각부 파형

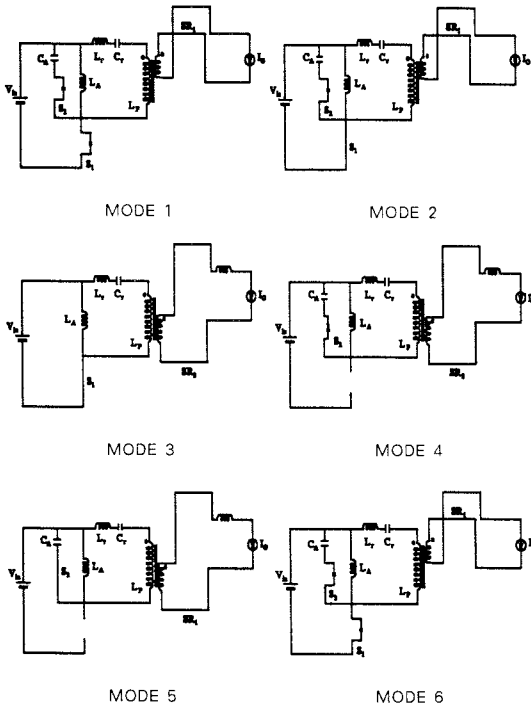


그림 3 모드별 동작특성

① 모드 1 (그림 2.  $t_0-t_1$ )  
이 모드의 시작점에서 스위치  $S_1$ 과  $S_2$ 는 턴 오프 상태이고 인덕터 전류  $i_{LA}$ 는 각각  $S_1$ 과  $S_2$ 의 출력 캐패시턴스를 충전한다. 이 때  $i_{LA}$ 와  $i_r$ 의 초기전류가 함께 흐르기 시작한다.

② 모드 2 (그림 2.  $t_1-t_2$ )  
스위치  $S_1$ 이 도통되고 인덕터  $L_A$ 를 충전한다. 모드 1과 같이 변압기에 역방향 전압이 걸려 있으므로 공진전류가 역으로 흐르게 된다. 여기에서 캐패시터  $C_A$ 는 벽부스트 컨버터의 출력전압과 같은  $(D/(1-D))V_{in}$ 의 전압을 유지한다.

③ 모드 3 (그림 2.  $t_2-t_3$ )  
공진전류  $i_r$ 이 0점을 지나면서부터 시작되며 이 구간에서 변압기 양단 전압  $V_{LP}$ 는 반전된다.  $S_1$  도통구간 동안 전압  $V_{LA}$ 는  $V_{in}$ 과 같다.

④ 모드 4 (그림 2.  $t_3-t_4$ )  
스위치  $S_1$ 이 오프되고 인덕터  $L_A$ 에 축적된 에너지에 의해 스위치  $S_2$ 의 내장 다이오드가 도통된다. 동시에 공진 요소인  $L_r$ ,  $C_r$ 에 흐르는 전류도 정현적으로 감소한다.

⑤ 모드 5 (그림 2.  $t_4-t_5$ )  
 $L_A$ 에 축적되어 있던 에너지가 방전되면서 스위치  $S_2$ 의 내장 다이오드를 도통하게 하므로 영전압 스위칭이 가능하게 된다.  $V_{LA}$ 의 peak-to-peak 값은  $V_{in}/(1-D)$ 가 된다. 이 때 준 구형파를 가지는 진폭은  $D$ 에 의해 변조되어 직렬 공진 회로에 인가된다.

⑥ 모드 6 (그림 2.  $t_5-t_6(=t_0)$ )  
전압  $V_{LA}$ 는  $S_1$ 이 오프되었을 때  $-D/(1-D)V_{in}$ 이 되며 다시 모드 1과 같은 스위치  $S_1$ 과  $S_2$ 의 턴 오프 상태로 돌아간다.

### 2.3 정상상태 해석

구형파 전압  $V_{LA}$ 의 푸리에 전개는 식(1)과 같이 표현된다.

$$V_{LA}(t) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_i}{1-D} \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{k} \sin(kD\pi) \sin(k\omega_s t - \phi_k) \right\} \quad (1)$$

$f_s$  : 스위칭 주파수

$D$  : 주스위치의 시비율

$$\omega_s = 2\pi f_s, \phi_k = \tan^{-1} \left\{ \frac{\sin(2\pi kD)}{1 - \cos(2\pi kD)} \right\}$$

$V_{LA}$ 의 기본 주파수 성분만이  $L_r$ 과  $C_r$ 에 의한 공진 회로를 통과할 수 있다고 가정하면 기본 주파수를 갖는  $V_{LA}$ 의 진폭은 식(2)와 같이 주어진다.

$$V_{LA} = \frac{2V_i}{\pi} \frac{\sin(D\pi)}{1-D} \quad (2)$$

이 기본과 주파수성분의 진폭은 시비율  $D$ 에 의해 변조됨을 알 수 있다. 출력 전압  $V_O$ 를 정의하기 위해서 교류등가저항 개념이 도입된다. 그림 1에서 보듯이 출력단은 필터 캐패시터  $C_O$ 와 부하저항  $R_L$ 로 이루어진 정류기로 구성된다. 변압기 1차 전압  $V_{LP}$ 와 공진 전류  $i_r$ 은 동상이며 출력단은 등가 교류 저항  $R_{ac} = (8/\pi^2)R_L$ 으로 간주하므로 출력전압  $V_O$ 는 식(3)과 같다.

$$V_0 = \frac{1}{N} \cdot \frac{V_i}{2} \cdot \frac{\sin D\pi}{1-D} \cdot \frac{N^2 R_{ac}}{|Z_r|} - V_F \quad (3)$$

여기에서  $V_F$ 는 정류다이오드의 forward 전압 강하성분을 나타내며 공진 회로의 등가 임피던스  $|Z_r|$ 은 식(4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$|Z_r| = \sqrt{(N^2 R_{ac} + R_r)^2 + (\omega_s L_r - \frac{1}{\omega_s C_r})^2} \quad (4)$$

$N$  : 변압기 턴수비  
 $R_r$  : 직렬 등가 저항

### 2.4 영전압 조건

$S_1$ 의 출력 캐패시턴스는 그림2의 매우 짧은 데드타임( $t_0-t_1$ )동안 인덕터  $L_A$ 의 전류  $i_{LA}$ 와 공진전류  $i_r$ 의 합에 의해 방전된다.  $i_{LA}$ 와  $i_r$ 이 일정하다고 가정하면 데드타임 동안의 등가 회로는 그림 4와 같이 얻을 수 있다. 그림 4에서  $C_{ds1}$ 과  $C_{ds2}$ 는 각각  $S_1$ 과  $S_2$ 의 출력 캐패시턴스이다.  $t=0$ 일 때  $C_{ds1}$ 과  $C_{ds2}$ 는 각각  $V_{in}/(1-D)$ 와 0에서 충전된다. 데드타임 기간( $T_d$ )동안 식(5), (6)과 같은 방정식이 성립한다.

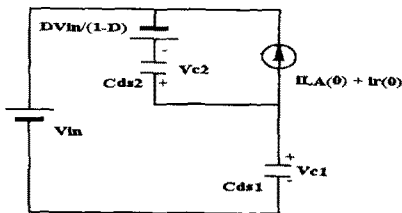


그림 4 데드타임( $t_0-t_1$ )동안의 등가회로

$$C_{ds1} \frac{dv_{c1}}{dt} + C_{ds2} \frac{dv_{c2}}{dt} = i_r(0) + i_{LA}(0) \quad (5)$$

$$v_{c1} - V_i = v_{c2} + \frac{D}{1-D} V_i \quad (6)$$

또  $v_{c2}(0)=0$ ,  $v_{c1}(0)=V_{in}/(1-D)$ 의 초기조건으로 부터 식(7)로 표현된다. 데드타임( $T_d$ )의 끝에서  $C_{ds1}$  양단 전압  $v_{c1}(T_d)$ 는 식(7)에서 구할 수 있다.

$$v_{c1}(T_d) = \frac{1}{1-D} V_i + \frac{i_r(0) + i_{LA}(0)}{C_{ds1} + C_{ds2}} \quad (7)$$

영전압 스위칭은 데드타임 기간( $T_d$ )내에서  $v_{c1}$ 이 0이 되는 경우에 실현되므로 영전압 조건은 다음과 같다.

$$v_{c1}(T_d) \leq 0 \quad (8)$$

### 3. 시뮬레이션 및 실험결과

컨버터 입력전압은 48(V), 스위칭 주파수는 250kHz, 출력 10V, 5A, 50W로 하여 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다. 변압기는 Magnetics사의 41208-EC (Area product : 0.0028cm<sup>2</sup>)코어를 사용하였다.

그림 5는 주스위치( $S_1$ ) 양단의 전압과 전류, 공진 요소인  $L_r$ 에 입력되는 공진 전류, 그리고 인덕터  $L_A$ 의 전류를 시뮬레이션한 파형이다.

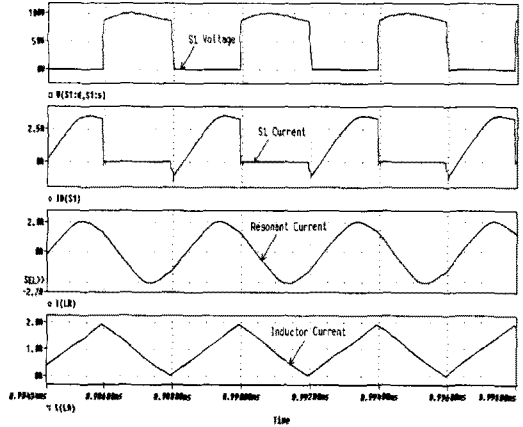


그림 5 시뮬레이션 파형  
(입력 48V 출력 10V 5A  $D=0.5$ )

시뮬레이션 결과 공진 회로에 인가되는 전류파형이 완전한 정현파 상으로 됨을 알 수 있으며 주 스위치의 영전압 스위칭이 실현되는 것을 확인할 수 있었다.

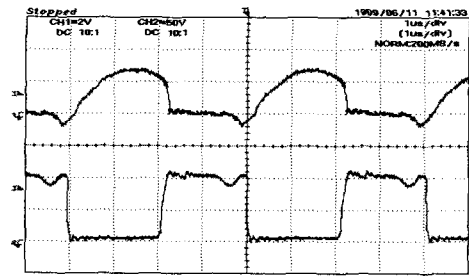


그림 6 주 스위치( $S_1$ ) 전류 및 전압

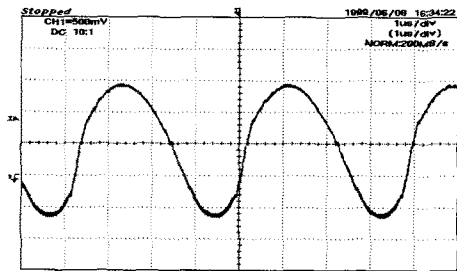


그림 7 공진전류( $i_r$ )

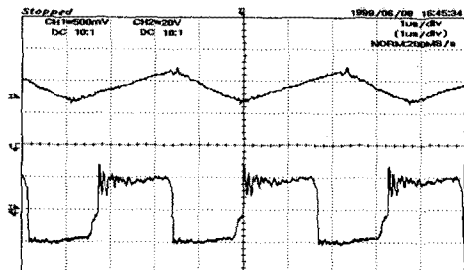


그림 8 클램프 인덕터( $L_A$ ) 전류 및 전압

그림 6은 주 스위치( $S_1$ )의 전압과 전류의 실험 파형이며 전류가 역으로 흐르는 구간에 스위치가 턴온되어 영전압 스위칭이 이루어지는 상태를 확인할 수 있다.

그림 7은 공진회로에 인가되는 정현전류를 나타내며, 공진 주파수가 스위칭 주파수 250kHz와 동일한 것을 볼 수 있다.

그림 8은 인덕터에 흐르는 전류와 전압을 나타내며 자화전류  $i_{LA}$ 의 평균전류는 입력전류의 DC성분과 같다.

### 3.1 변압기 양단 비정상 전압 상승

그림 9와 10은 시비율 0.5일 때 일반적인 부하와 경부하에서의  $V_{LP}$ 의 파형을 나타낸다.

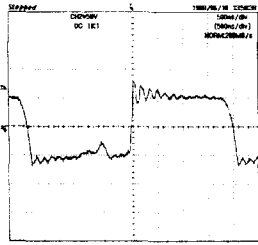


그림 9 일반적인 부하

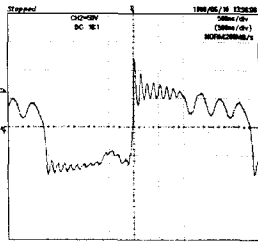
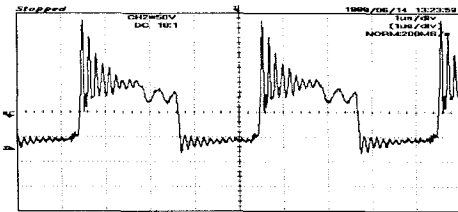
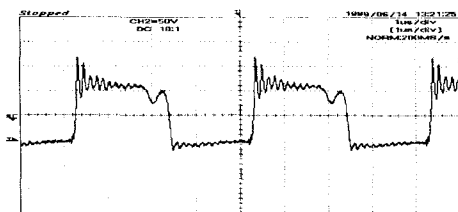


그림 10 경부하

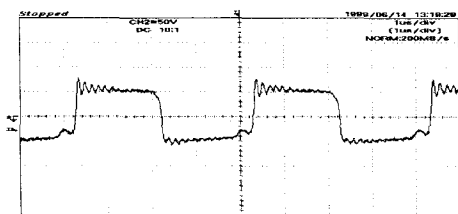
경부하의 경우에는 출력 전류가 감소함과 동시에 변압기 양단에 트랜스포머 기생 캐패시턴스  $C_p$ 와 공진 인덕터  $L_r$  사이의 공진에 의한 리플이 포함된다. 이때에는 시비율을 감소시켜 원하는 정전압 출력을 유지함과 동시



(a)  $D=0.5$



(b)  $D=0.4$



(c)  $D=0.3$

그림 11 경부하시 시비율의 변화에 따른  $V_{LP}$ 의 변화

에 변압기 양단에 발생하는 전압 상승 현상도 해결할 수 있게 된다. 따라서 제안된 회로에 페루프 제어방식이 적용 가능하다.

그림 11에서 부하 감소시 시비율  $D$ 의 감소로써 변압기 양단의 비정상 전압상승이 억제됨을 확인할 수 있다.

## 4. 결 론

본 논문에서는 액티브 클램프 기법을 이용한 영전압 스위칭 직렬 공진형 컨버터에 관하여 고찰하였다. 제안된 직렬 공진회로를 사용하여 스너버리스화가 가능하게 되어 부품 수를 줄일 수 있었으며 변압기 기생성분을 효과적으로 활용할 수 있었다. 경부하일 경우에는 가청주파수의 잡음이 발생하지만 스위치의 시비율을 감소함으로써 기존의 직렬 공진방식의 회로에서 지적된 문제점을 해결할 수 있었으며 제안된 회로에 페루프 제어를 행할 수 있기 때문에 보다 안정된 전원으로 사용될 수 있음을 확인하였다. 또한 컨버터의 손실 중 많은 부분을 차지하는 출력단 쇼트키 다이오드는 MOSFET을 이용한 동기정류기 방식으로 대체하여 시스템 전체의 효율향상을 가져올 수 있게 되었다. 제안된 컨버터의 실제 실험에서는 10V 5A 출력에서 89%의 최대 효율을 얻을 수 있었다.

### (참고 문헌)

- [1] F. C. Lee "High-Frequency Quasi - Resonant Converter Technologies", IEEE Proc. Vol. 76, No. 4, pp. 377-390, Apr. 1988
- [2] F. S. Tsai, P. Materu, F. C. Lee "Constant frequency Clamped Mode Resonant Converters", IEEE PESC' 87 Record, pp. 557-566, June 1987
- [3] W. J. Gu and K. Harada "A New Method to Regulate Resonant Converters", IEEE Trans. Power Electro., Vol. 3, No. 4, pp 430-439, 1988
- [4] R. L. Steigerwald "A Comparison of Half - Bridge Resonant Converter Topologies", IEEE Trans. Power Electro., Vol. 3, No. 2, pp. 174-182, 1988
- [5] Wojciech A. Tabisz, Fred C. Lee, Dan Y. chen "A MOSFET Resonant Synchronous Rectifier for High - Frequency DC - DC Converters", IEEE PESC' 90 Record, pp. 7