

## ZVS과 ZCS을 이용한 BUCK-BOOST 컨버터의 제어방식과 동작특성에 관한 연구

김현수<sup>o</sup> 박성준<sup>\*</sup> 변영복<sup>\*</sup> 권순재<sup>\*\*\*</sup> 김철우<sup>\*</sup>  
<sup>o</sup>부산대 <sup>\*</sup>한국전기연구소 <sup>\*\*\*</sup>부산공업대

### Study on the control method and operation characteristics of BUCK-BOOST Converter for ZVS and ZCS

Hyun-Soo Kim<sup>o</sup> · Sung-Jun Park<sup>\*</sup> · Young-Bok Byun<sup>\*</sup>  
 · Soon-Jae Kwon<sup>\*\*\*</sup> · Cheul-U Kim<sup>\*</sup>

<sup>o</sup>pusan univ. <sup>\*\*</sup>KERI <sup>\*\*\*</sup>pusan univ. of industry

**Abstract** - In this paper, for a constant switching frequency, the configuration and the control strategy of the resonant buck-boost type converter are proposed by the combination of zero voltage switching(ZVS) and zero current switching(ZCS) with PWM method. Also, in the configuration of power control circuit, transformer is not used in the viewpoint of economy. And the circuit has fewer power switching elements than a general resonant power converter. simulation results and experiments make show the advantages mentioned.

### 1. 서론

대전력 및 높은 스위칭 주파수로 동작하는 스위칭 소자는 스위칭시 발생하는 스위칭손실의 증가로 인해 냉각장치의 대형화와 전체효율의 저하 및 발열에 의한 스위칭소자 파괴 등의 문제점이 생긴다. 이를 극복하기 위해 최근 고조파 유도가열장치, 도금장치 등에서 사용되는 DC/DC 컨버터에서 영전류 스위칭(ZCS)과 영전압 스위칭(ZVS)을 이용한 공진형 컨버터들의 제어방법들이 제안되고 이에 관한 연구가 활발히 진행되어 왔다.

본 연구에서는 일정스위칭 주파수를 위해 PWM 제어방식으로 ZVS과 ZCS의 조합에 의한 공진형 Buck-Boost type 컨버터의 구성과 제어방식을 제시한다. 또한 제어회로의 구성에 있어서는 경제적 측면을 고려하여 변압기를 사용하지 않았으며, 스위칭 소자 수가 적은 회로를 제안한다. 또한 시뮬레이션 및 실험을 통하여 동작파형을 제시하고 그 타당성을 검증한다.

### 2. 주회로의 구성 및 해석

그림 1은 본 연구에서 제안한 주 회로의 구성도이다. 그림 1은 일반적인 ZVS형 컨버터와 ZCS형 컨버터를 결합한 형태이며, 인덕터와 직렬로 연결된 스위치  $Q_1$ 은 ZCS을 행하며, 커패시터와 병렬로 연결된 스위치  $Q_2$ 는 ZVS을 행한다.

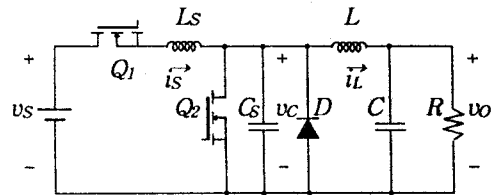


그림 1 주회로의 구성  
Fig. 1 Main circuit

그림 1의 회로동작을 상세히 설명하기 위해 시뮬레이션한 동작파형은 그림 2와 같다.

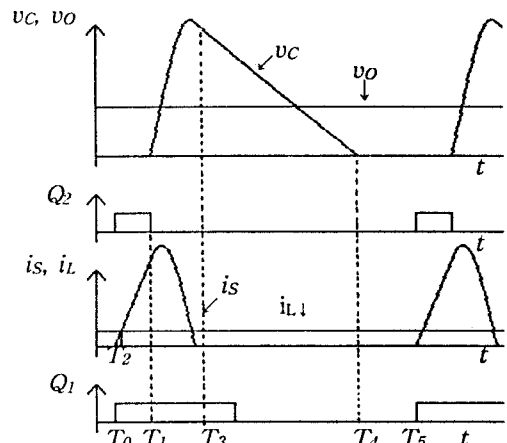


그림 2 그림 1회로의 동작파형

Fig. 2 Waveforms from a ideal circuit of Fig. 1

그림 2에서 스위치  $Q_2$ 의 펄스폭가변에 의해 공진 인덕터  $L_s$ 의 초기 전류 값을 변화시킴으로써 한 주기( $T_0 \sim T_3$ )동안 출력 측으로 전달되는 에너지의 크기가 제어된다.

전압평활용 필터의 인덕터  $L$ 은 공진 인덕터  $L_s$ 에 비해 충분히 크기 때문에  $L$ 의 리플분을 무시하고 출력회로를 정전원으로 가정하면 한 주기동안의 동작 상태는 5가지로 분류할 수 있으며 각 상태에 대해 해석하면 아래와 같다.

**상태 I** 공진인덕터 자화기간 I [ $T_0 < t < T_1$ ]

상태 I ( $T_0 < t < T_1$ )의 등가회로는 그림 3과 같으며, 이때 공진인덕터의 전류는 식(1)과 같이 주어진다.

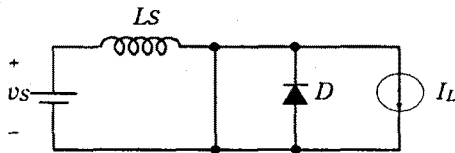


그림 3 상태 I의 등가회로

Fig. 3 The Equivalent Circuit on Mode I

$$i_s = \frac{V_s}{L_s}(t - T_0) \quad (1)$$

스위치  $Q_1$ ,  $Q_2$ 의 턴온 직전에는 전류  $I_L$ 이 환류 다이오드  $D$ 를 통하여 흐르고 커패시터  $C_f$ 은 영전압의 상태에 있다. 스위치  $Q_1$ ,  $Q_2$ 가 턴온되면 식(1)과 같이  $i_s$ 는  $V_s/L_s$ 크기의 기울기를 가지고 0에서부터 선형적으로 증가한다.

**상태 II** 공진인덕터 자화기간 II [ $T_1 < t < T_2$ ]

상태 II는  $Q_2$ 의 턴오프시점  $T_1$ 이  $T_2$ 보다 이전이면  $i_s$ 는  $L$ 을 통하여 흐르는 전류  $I_L$ 과 같을 때까지 상태 I과 마찬가지로 선형적으로 증가한다. 이와 동시에 환류다이오드  $D$ 의 전류  $i_D$ 는 선형적으로 감소해간다. 그러나  $Q_2$ 의 턴오프시점  $T_1$ 이  $T_2$ 보다 이후이면 상태 II는 없으며  $T_1$ 을 조절하여  $i_L$ 의 초기 값을 바꿀 수 있다. 상태 II에 대한 등가회로는 그림 4와 같다.

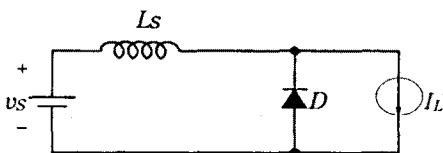


그림 4 상태 II 등가회로

Fig. 4. The Equivalent Circuit on Mode I

**상태 III** 공진 기간 [ $T_2 < t < T_3$ ]

$t = T_2$ 일 때, 환류다이오드  $D$ 가 차단되고  $L_s$ 는  $C_s$ 와 함께 공진 하는데 이 상태의 등가회로는 그림 4와 같다.

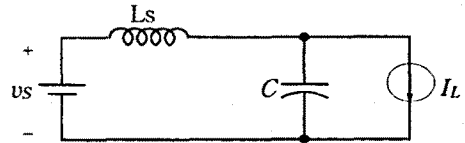


그림 4 상태 III의 등가회로

Fig. 4 Equivalent Circuit on Mode III

이 상태에서 공진커패시터의 전압  $v_c$  및 공진인덕터의 전류  $i_s$ 를 구하면 식(2)와 같다.

$$i_s(t) = \frac{V_s}{L_s}(T_1 - T_0) + \frac{V_s}{Z} \sin((t - T_1) \sqrt{\frac{1}{LC}})$$

$$v_c(t) = v_s(1 - \cos((t - T_1) \sqrt{\frac{1}{LC}})) \quad (2)$$

**상태 IV** 커패시터 방전기간 [ $T_3 < t < T_4$ ]

$t = T_3$ 일 때, 공진상태가 끝나고 공진 커패시터는 전류  $I_L$ 에 의해 방전되며 커패시터 전압은 선형적으로 감소하는데 이 상태의 등가회로는 그림 5와 같고 공진커패시터 전압  $v_c$ 는 식(3)과 같다.

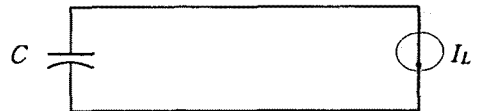


그림 5 상태 IV의 등가회로

Fig. 5 The Equivalent Circuit on Mode IV

$$v_c(t) = v_c(T_3) - \frac{I_L}{C_s}(t - T_1) \quad (3)$$

**상태 V** 환류다이오드 도통기간 [ $T_4 < t < T_5$ ]

$t = T_4$ 일 때, 환류다이오드  $D$ 가 도통되어 전류  $I_L$ 은 다이오드  $D$ 를 통해 흐른다. 공진커패시터  $C_s$ 는 영전압이 되고 이후에 턴온이 될 때까지 계속된다. 이 상태의 등가회로는 그림 6과 같다.



그림 6 상태 V의 등가회로

Fig. 6 The Equivalent Circuit on Mode V

스위치  $Q_2$ 를 상태 I에서 일정시간동안 도통시키면 식(3)에서와 같이 공진인덕터에 흐르는 전류의 초기 값  $i_s(T)$ 의 값이 증가한다. 즉 커패시터  $C$ 의 충전전압  $v_C$ 가 가변되고 출력전압을 조절할 수 있다.

### 3. 실험 결과

그림 6은 그림 1회로의 공진형 컨버터에서 ZVS 및 ZCS이 동작을 확인하기 위한 파형이다. 그림에서 보는 바와 같이 ZVS용 스위치  $Q_2$ 는 공진 커패시터 전압  $v_C$ 가 영이 되는 점에서 스위칭이 되고 있음을 알 수 있고, ZCS용 스위치  $Q_1$ 은 공진인덕터 전류  $i_s$ 가 영이 되는 점에서 스위칭을 하고 있음을 알 수 있다.

그림 7에서 스위치  $Q_2$ 의 온시간을  $1\mu s$ 와  $3\mu s$ 로 했을 때의  $v_C$  및  $i_s$ 파형이다. 그림에서 보는 바와 같이  $Q_2$ 의 온 시간을 크게 한 경우 스위칭 한 주기당 전달되는 에너지가 커짐을 알 수 있다. 그림 8은  $v_C$ 전압과 출력전압  $v_o$ 의 관계를 보기위한 파형으로 출력전압 리플은 약 1[V]이다.

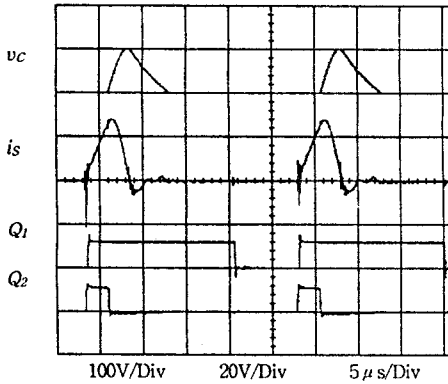


그림 6  $v_C$ ,  $i_s$ ,  $Q_1$ ,  $Q_2$  파형

Fig. 6 Waveforms of  $v_C$ ,  $i_s$ ,  $Q_1$ ,  $Q_2$

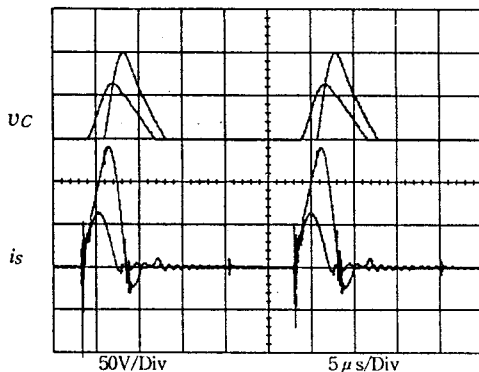


그림 7  $Q_2$  스위칭 시간에 따른  $v_C$ ,  $i_s$  파형

Fig 7  $v_C$ ,  $i_s$  Waveforms according to  $Q_2$  time

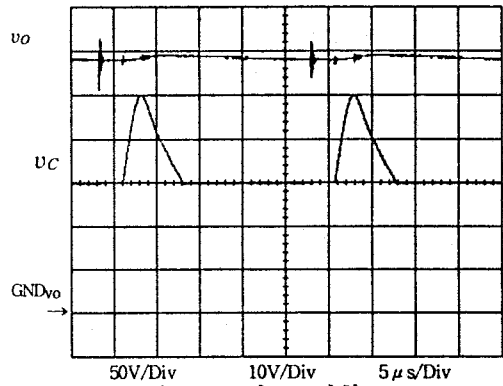


그림 6  $v_C$  및  $v_o$  파형

Fig. 6 Waveforms of  $v_C$ ,  $v_o$

표 1은 본 연구에서 행한 공진형 컨버터의 파라미터 값이다.

표 1 파라미터

Table 1 parameters

스위칭주파수	50 KHz	공진인덕턴스	5 $\mu H$
공진커패시터	5 $\mu F$	필터인덕턴스	5 mH
필터커패시터	330 $\mu F$	부하	10 $\Omega$

### 4. 결론

본 연구에서는 DC/DC전력변환장치에서 스위칭 손실을 줄이기 위해 ZVS과 ZCS의 조합에 의한 공진형 Buck-Boost type 컨버터를 PWM에 의한 일정스위칭 주파수로 제어하였다.

일정 주파수로 스위칭하므로 출력단의 필터회로 설계가 용이하며 스위칭시 발생하는 EMI영향의 제거에도 용이하다.

### 참고문헌

- [1] K.H.Liu and F.C.Lee "Resonant Switches - a Unified Approach to Improved Performances of Switching Converters", Proceedings of the international Telecommunications Energy Conference, pp. 344-351, 1984
- [2] K.H.Liu, R. Oruganti and F.C.Lee "Resonant Switches - Topologies and Characteristics", Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, pp. 62-67, 1985
- [3] K.H.Liu and F.C.Lee "Zero-Voltage Switching Techniques in DC/DC Converter Circuits", Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, pp. 58-70, 1986