

## 스위칭 손실 없는 보조회로를 이용한 고효율 부우스트 컨버터 설계

崔鉉七<sup>†</sup>

A New Soft-switched PWM Boost Converter with a Lossless Auxiliary Circuit

Hyun-Chil Choi

### 요 약

본 논문에서는 기존에 널리 사용되는 펄스폭 변조 (Pulse width modulation : PWM) 방식의 컨버터와 공진형 컨버터의 장점을 활용하고 단점을 보완할 수 있는 새로운 형태의 영전류 천이형 (Zero current transition : ZCT) 부우스트 컨버터를 제안한다. 제안한 회로는 기존의 PWM 부우스트 컨버터에 보조회로를 추가하여 주 스위치와 출력 다이오드의 스위칭 천이 순간에만 소프트 스위칭 조건을 제공함으로써 전체적인 동작은 기존의 부우스트 컨버터와 크게 차이가 없도록 하였다. 아울러, 보조회로에서의 부가적인 손실 역시 존재하지 않으므로 해서 고효율이 가능하게 된다. 본 논문에서는 제안한 회로의 동작을 분석하고 이를 바탕으로, 보조 회로의 소자값 결정에 도움이 되는 설계방식을 제공한다. 또한, 실험을 통하여 제안한 회로의 동작 원리 및 유용성을 검증하였다.

### ABSTRACT

A soft-switching scheme for the PWM boost converter, ZCT (Zero current transition : ZCT) boost converter is newly proposed to obtain the desirable features of both the conventional PWM boost and resonant converters such as easy of control, reduced switching losses and stresses, and low EMI. In order to achieve the soft-switching action, the proposed scheme employs an auxiliary circuit, which is added to the conventional boost converter and used to achieve soft-switching for both the main switch and the output diode while not incurring any additional losses due to auxiliary circuit itself. The basic operations, in this paper, are discussed and design guidelines are presented. Through a 100KHz, 60-W prototype, the usefulness of the proposed scheme is verified.

**Key Words** : ZCT, ZVT, ZCZVT, Soft-switching, Auxiliary circuit

### 1. 서 론

기존의 펄스폭 변조 (Pulse width modulation : PWM) 방식의 부우스트 컨버터는 구조가 간단하고 제어가 용이하다는 장점으로 인하여 산업전반에 널리 사용되어 왔다. 특히, 부우스트 컨버터는 구조적으로 인

덕터 전류와 입력전류가 동일하기 때문에 입력전류의 제어가 용이하다는 특징을 가지고 있다. 이러한 이유로, 역률개선 회로에서는 연속모드 (Continuous conduction mode : CCM) 동작을 하는 부우스트를 많이 활용해 왔다<sup>[1]</sup>. 그러나 이와 같은 구조의 컨버터는 주 스위치에서의 스위칭 손실과 출력 다이오드의 제한된 역회복 시간 (Reverse recovery time :  $t_{rr}$ )으로 인한 문제 등 많은 단점을 가진다. 즉, 주 스위치가 턴-온 되는 순간에 출력 다이오드는 출력 커패시터로부

<sup>†</sup>교신저자 : 정회원, 인제대 전자지능로봇공학과 부교수

E-mail : elecchc@inje.ac.kr

접수일자 : 2005. 7. 20

2차 심사 : 2006. 2. 16

1차 심사 : 2005. 11. 10

심사완료 : 2006. 2. 22

스위치를 통하여 전류가 흐르지 않도록 막아주어야 함에도 불구하고 스위칭 다이오드가 가지는 제한된 역회복 시간으로 인하여 짧은 시간동안 높은 스파이크 전류가 역으로 흐르는 것을 피할 수 없게 된다. 이러한 스파이크 전류는 전체 회로의 손실뿐만 아니라 전자파 장애(Electromagnetic interference : EMI)를 일으키게 된다. 또한, 다이오드에서의 손실 증가뿐만 아니라 주 스위치에서도 역전류로 인한 턴-온 손실이 발생하여 컨버터 전체 효율에 치명적인 영향을 주게 된다.

근래 들어, 기존의 펄스폭 변조방식이 가지는 단점을 보완하고 효율을 향상시키기 위하여 공진을 이용하는 방식의 연구가 활발히 이루어져 왔으며 그 대표적인 것으로는 직렬공진, 병렬공진, E급 컨버터, 그리고 준-공진(Quasi-resonant) 컨버터 등을 들 수 있다<sup>[2-4]</sup>.

그러나 공진형 컨버터는 공진 특성으로 인한 높은 순환 에너지가 발생하여 전도손실 (Conduction loss)이 커지는 단점을 가지고 있다. 더욱이, 입력전압과 부하의 동작범위가 넓어질 경우, 공진 회로에 사용되는 리액턴스 성분을 최적화하기가 어렵게 된다.

이러한 문제들을 해결하기 위하여, 최근에는 PWM 부우스트 방식의 장점을 유지하면서 스위칭이 발생하는 순간에서만 공진을 이용하여 스위칭 손실을 줄이는 방법에 대하여 연구가 활발히 이루어지고 있다<sup>[5-9]</sup>. 이들은 크게 영전류 천이(Zero current transition : ZCT) 방식과 영전압 천이(Zero voltage transition : ZVT) 방식으로 나눌 수 있다. 이들 대다수 방식은 기존의 PWM 컨버터에 보조회로를 첨가하여, 주 스위치와 출력 다이오드에서 소프트 스위칭이 가능하도록 하였다.

보조회로는 스위치와 수동 소자로 구성되어 있으며 전류가 출력 다이오드로부터 주 스위치로 전환되는 짧은 스위칭 순간 동안만 동작한다. 이 짧은 스위칭 순간을 제외한 나머지 동작구간은 기존의 PWM 부우스트 컨버터와 동일하게 된다. 그러나 이들 중 일부는 보조회로의 동작이 하드 스위칭 방식이어서 부가적인 손실을 발생시킨다<sup>[5]</sup>. 또한 상당수의 회로들이 높은 공진 전류나 전압을 발생시킴으로 해서 전도 손실과 EMI측면에서 약점을 보이거나 적용 가능한 부하 범위에 많은 제약을 가지는 등 문제점을 가지고 있다<sup>[6-8]</sup>.

이러한 단점을 극복하고자 본 논문에서는 새로운 형태의 영전류 천이형 ZCT 부우스트 컨버터를 제안하였다. 제안한 형태의 컨버터는 주 회로의 스위치와 출력 다이오드에서뿐만 아니라 보조 스위치의 턴-온, 턴-오프 순간에도 소프트 스위칭이 가능하도록 하여 전체 시스템의 스위칭 손실과 EMI를 상당히 낮추게 된다.

더욱이, 입력전압과 출력전압의 비율이  $V_o/V_s \geq 2$

인 경우에 주 스위치는 ZCT와 ZVT 조건을 동시에 만족시키게 된다. 본 논문에서는 제안된 회로의 동작 원리와 보조회로의 설계방식을 자세히 기술하였으며 실험을 통하여 타당성을 입증하였다.

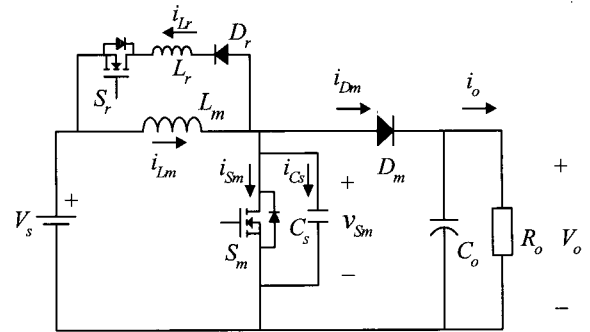


그림 1 제안한 ZCT 부우스트 컨버터 회로  
Fig. 1 Circuit diagram of the proposed ZCT boost converter

## 2. 회로 설명 및 동작원리

그림 1은 제안한 ZCT 부우스트 컨버터의 회로도도를 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이, 제안한 ZCT 부우스트 컨버터는 기존의 PWM 부우스트 회로와 매우 유사하며 단지 인덕터  $L_r$ , 보조 스위치  $S_r$ , 그리고 다이오드  $D_r$ 로 구성된 보조회로를 가진다는 점이 다르다.  $C_s$ 는 스너버 커패시턴스로서 주 스위치  $S_m$ 의 기생 커패시턴스와 외부에서 주 스위치의 드레인과 소스 사이에 첨가한 커패시턴스의 합으로 표현된다.

전반적인 동작 설명은 다음과 같다. 처음에 인덕터의 전류가 주 다이오드를 거쳐 출력으로 공급되고 있는 상태에서 보조 스위치를 켜게 되면(보조 회로의 인덕터로 인하여 영전류에서 턴온이 이루어짐) 보조회로의 인덕터 전류가 선형으로 증가하고 그에 반하여 주 다이오드를 흐르는 전류는 선형으로 감소하게 된다. 일정시간이 흘러서 보조회로를 흐르는 전류가 주 인덕터  $L_m$ 의 전류 크기에 도달하게 되면 출력다이오드  $D_m$ 을 흐르는 전류는 영이 되고 이 순간부터 주 스위치  $S_m$ 과 병렬로 붙어있는 스너버 커패시터와 보조회로의 인덕터는 서로 공진을 하게 된다.

이 공진주기의 1/2 기간에 주 인덕터를 흐르는 전류와 보조회로의 인덕터 전류 크기가 일치하는 시점이 발생하게 되고 이 순간에, 주 스위치  $S_m$ 을 턴-온함으로써 주 스위치는 ZCT(zero current transition) 턴-온 조건을 만족하게 된다. 이 이후에 주 스위치를 흐르는

전류는 주 인덕터  $L_m$ 의 전류를 보조회로와 선형적으로 양분하면서 증가하다가 결국 주 인덕터를 흐르는 전류 크기에 도달하게 된다. 이 시점이 곧 보조회로를 흐르는 전류가 0으로 되는 시점이므로 이 때 보조스위치를 켜게 되면 보조 스위치의 영전류 턴-오프 조건을 만족하게 되는 것이다.

정상상태에서, 제안한 회로의 동작은 입력-대-출력 전압비  $V_o/V_s$ 에 따라 크게 ZCT 모드와 ZCZVT (Zero current, zero voltage transition : ZCZVT) 모드의 두 가지 동작으로 나눌 수 있다.

### 2.1 ZCT 모드 동작

제안한 회로의 ZCT 모드 동작은  $V_o/V_s < 2$  조건에서 발생하게 되며 매 스위칭 주기 동안에 6개의 서로 다른 구간으로 나뉘어 진다. 이들 각 구간별 동작회로와 동작과형을 그림 2와 그림 3에 각각 나타내었으며 그에 따른 동작은 다음에 설명하는 바와 같다.

구간 1 ( $t_0 - t_1$ ) : 시간  $t_0$  이전동안, 주 스위치  $S_m$ 과 보조 스위치  $S_r$ 은 모두 꺼져있는 상태이며 다이오드  $D_m$ 이 인덕터  $L_m$ 의 전류를 공급한다. 이때, 커패시터  $C_s$ 는 출력전압  $V_o$ 로 충전되어 있다. 시간  $t_0$  순간에, 보조 스위치  $S_r$ 이 공진 인덕터  $L_r$ 로 인하여 영전류 상태에서 턴-온 되면 다이오드 전류  $i_{Dm}$ 이 선형적으로 하강하는 동시에 보조회로의 인덕터 전류  $i_{Lr}$ 은 선형적으로 상승하게 된다. 이를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_o - V_s}{L_r}(t - t_0) \quad (1)$$

이 구간이 끝나는 시점에서  $D_m$ 의 전류는 0이 되고 보조 스위치를 흐르는 전류는 인덕터 전류값  $I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2$ 에 도달한다 (여기서  $I_{Lm}$ 와  $\Delta i_{Lm}$ 은 각각 인덕터  $L_m$ 의 평균전류와 리플 전류를 나타낸다). 따라서, 이 구간동안 걸리는 시간은 아래와 같이 유도된다.

$$t_{01} = t_1 - t_0 = \frac{I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2}{(V_o - V_s)/L_r} \quad (2)$$

구간 2 ( $t_1 - t_2$ ) : 시간  $t_1$  이후에는 보조회로를 흐르는 전류  $i_{Lr}$ 은 인덕터 전류  $I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2$ 보다 커지게 되어  $L_r$ 과  $C_s$ 가 서로 공진을 시작한다.

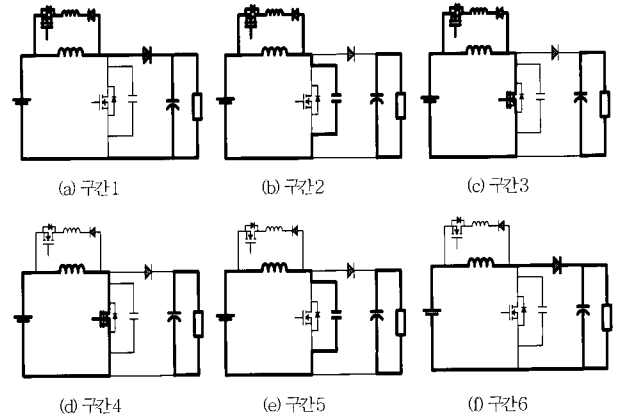


그림 2 ZCT 모드 동작에 대한 각 구간별 동작회로  
Fig. 2 Equivalent circuits for different operating intervals at ZCT mode

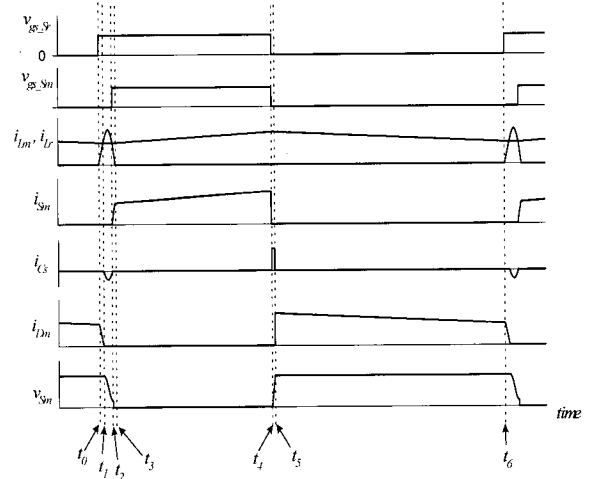


그림 3 ZCT 모드 동작에 대한 각 구간별 동작과형  
Fig. 3 Theoretical waveforms of the ZCT mode operation

전류  $i_{Lr}$ 이 증가하면서 전류값  $I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2$ 을 초과하는 부분이 커패시터  $C_s$ 를 방전하게 된다. 그 결과 주 스위치의 양단전압  $v_{Sm}$ 이 공진패턴으로 감소하게 된다. 이러한 동작을 수식으로 표현하면 아래와 같다.

$$-C_s \frac{dv_{Sm}(t)}{dt} = i_{Lr}(t) - (I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2) \quad (3)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} = -V_s + v_{Sm}(t) \quad (4)$$

위의 두 식으로부터  $i_{Lr}$ 과  $v_{Sm}$ 에 관련된 수식을 초 조건  $i_{Lr}(t_1) = I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2$ 와  $v_{Sm}(t_1) = V_o$ 를

이용하여 정리하면 다음과 같다.

$$i_{Lr}(t) = I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2 + ((V_o - V_s)/Z_r) \sin \omega_r t \quad (5)$$

$$v_{Sm}(t) = V_s + (V_o - V_s) \cos \omega_r t \quad (6)$$

여기서

$$Z_r = \sqrt{L_r/C_s}, \quad \omega_r = 1/\sqrt{L_r C_s} \quad (7)$$

출력 전류와 인덕터  $L_m$ 의 평균전류 사이에는 다음과 같은 관계가 있다.

$$I_{Lm} = I_o / (1 - D) \quad (8)$$

전류  $i_{Lr}$ 이 공진하다가 다시  $I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2$ 에 도달하는 순간, 주 스위치의 양단전압  $v_{Sm}$ 은  $2V_s - V_o$ 로 낮아지게 된다. 동작파형에서 알 수 있듯이, 이 구간동안 걸리는 시간은 공진주기의 절반에 해당하므로 아래와 같이 구할 수 있다.

$$t_{12} = \pi \sqrt{L_r C_s} \quad (9)$$

구간 2는 보조회로를 흐르는 전류가 다시  $I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2$ 에 도달하는 순간에 끝나게 되며 이때, 주 스위치  $S_m$ 을 턴-온함으로써 영전류 스위칭 조건을 만족하게 된다. 특히, 입력-대-출력 조건이  $V_o/V_s \geq 2$ 가 되면 주 스위치는 영전류 스위칭과 영전압 스위칭을 동시에 만족시키는 ZCZVT 상태로 턴-온 하게 된다.

구간 3 ( $t_2 - t_3$ ): 구간 3은 주 스위치가 영전류 스위칭 조건 상태에서 켜지면서 시작되고 이 구간 동안 주 스위치를 흐르는 전류는 0에서부터  $I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2$ 까지 선형적으로 증가하게 된다. 이와 반대로 전류  $i_{Lr}$ 은 다음의 수식에서 보인 바와 같이 선형적으로 감소하게 된다.

$$i_{Lr}(t) = I_{Lm} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} - \frac{V_s}{L_r}(t - t_2) \quad (10)$$

이 구간이 끝나는 시점에서 전류  $i_{Lr}$ 은 0에 도달하게 되며, 주 스위치를 흐르는 전류  $i_{Sm}$ 은  $i_{Lm}$ 의 정상상태 값인  $I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2$ 와 같게 된다. 따라서 이 구간동안 소요되는 시간  $t_{23}$ 는 다음의 식으로 표현할 수 있다.

$$t_{23} = \frac{I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2}{V_s/L_r} \quad (11)$$

구간 4 ( $t_3 - t_4$ ): 이 구간동안, 제안한 회로의 동작은 기존의 PWM 부우스트 컨버터와 동일하다. 이 구간의 끝에서 주 스위치와 보조 스위치는 동시에 턴-오프 되며 스너버 커패시터  $C_s$ 로 인하여 턴-오프 스위칭 동작이 완화된다. 따라서 턴-오프 순간에 주 스위치와 보조 스위치는 각각 영전압과 영전류 스위칭 조건을 만족시킨다.

구간 5 ( $t_4 - t_5$ ): 구간 5는 주 스위치  $S_m$ 이 영전압 상태로 턴-오프하면서 시작되며, 이 구간동안  $i_{Sm}$ 은 주 스위치 양단에 연결된  $C_s$ 를 통하여 계속적으로 흐르게 되어 스위치의 양단전압을 0에서부터 출력전압  $V_o$ 까지 선형적으로 상승시킨다. 근사적으로, 이 구간동안 주 스위치를 흐르는 전류  $i_{Sm}$ 은 대략  $I_{Lm} + \Delta i_{Lm}/2$ 에 해당하는 값을 유지한다고 할 수 있으며, 이로부터 시간  $t_{45}$ 를 아래와 같이 구할 수 있다.

$$t_{45} = \frac{C_s V_o}{I_{Lm} + \Delta i_{Lm}/2} \quad (12)$$

시간  $t_5$ 에서, 주 스위치 양단 전압은  $V_o$ 로 되어 다이오드  $D_m$ 은 영전압 상태에서 자연스럽게 켜지게 된다.

구간 6 ( $t_5 - t_6$ ): 이 구간 역시 기존의 PWM 부우스트 컨버터와 동일한 동작을 하며 인덕터 전류  $i_{Lm}$ 은 다이오드  $D_m$ 을 통하여 흐른다.

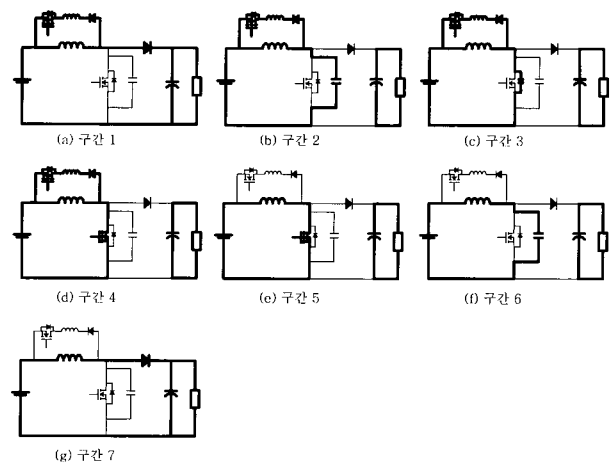


그림 4 ZCZVT 모드 동작에 대한 각 구간별 등가회로  
Fig. 4 Equivalent circuits for different operating intervals at ZCZVT mode

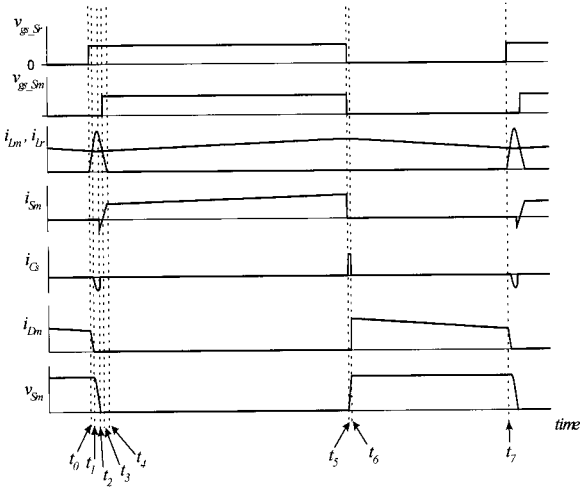


그림 5 ZCZVT 모드 동작에 대한 각 구간별 동작파형  
 Fig. 5 Theoretical waveforms of the ZCZVT mode operation

2.2 ZCZVT 모드 동작

제한한 회로의 ZCZVT 모드 동작은 입력-대-출력 전압 비가  $V_o/V_s \geq 2$  일 때 발생하게 되며, 매 스위칭 주기 동안에 그림 4에 보인 바와 같이, 7개의 서로 다른 구간을 가진다. 그림 5에서 보면, 구간 1은 앞서의 ZCT 모드와 동일함을 알 수 있다. 그러나 공진구간에 해당하는 구간 2의 기간에 대하여, ZCT 모드에서는 공진주기의 절반으로 일정했던 반면 ZCZVT 모드에서는 전압비  $V_o/V_s$ 에 따라서 변화하게 된다.

시간  $t_1$ 에서 전류  $i_{Lr}$ 이  $I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2$ 에 도달한 후에,  $L_r$ 과  $C_s$ 는 수식 (5)와 (6)의 형태로 공진을 시작하게 된다. 이 공진 구간은 커패시터  $C_s$ 에 저장되어 있던 에너지가 모두 입력 전원 쪽으로 전달된 후에 끝나게 된다. 수식 (6)을 이용하면, 공진 구간 기간  $t_{12}$ 를 아래와 같이 유도할 수 있다.

$$t_{12} = \sqrt{L_r C_s} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{1}{1 - V_o/V_s} \right) = \sqrt{L_r C_s} \cdot \theta_r \quad (13)$$

위의 식에서  $\theta_r$ 은 공진 각을 나타내며 입력-대-출력 전압 비  $V_o/V_s$ 에 따라  $0.5\pi$ 에서  $\pi$ 사이의 값을 가진다. 전압 비  $V_o/V_s$ 와 공진 각  $\theta_r$ 과의 관계를 그림 6에 나타내었다.

ZCZVT 모드에서, 구간 3은 전압  $v_{Sm}$ 이 영 전압에 도달하면서 시작되고 주 스위치의 내부 다이오드는 시간  $t_2$ 에서 켜지게 된다. 따라서 보조 인덕터 전류  $i_{Lr}$

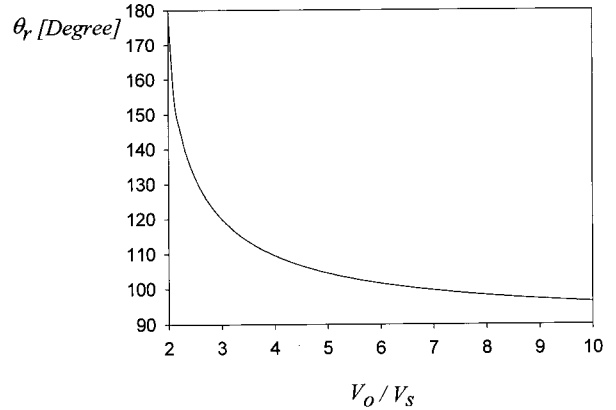


그림 6 공진각  $\theta_r$  과 전압비  $V_o/V_s$  사이의 관계  
 Fig. 6 Relationship between resonant angle,  $\theta_r$  and voltage ratio,  $V_o/V_s$

은 선형적으로 감소하게 되며 이를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_2) - \frac{V_s}{L_r}(t - t_2) \quad (14)$$

위의 수식에서 초기 값  $i_{Lr}(t_2)$ 는 수식 (5)와 (13)으로 부터 아래와 같이 유도된다.

$$i_{Lr}(t_2) = I_{Lm} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} + \frac{V_o - V_s}{Z_r} \sin \theta_r \quad (15)$$

이 구간의 끝에서, 전류  $i_{Lr}$ 은 다시  $I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2$ 에 도달하고 주 스위치를 흐르는 전류  $i_{Sm}$ 은 영이 된다. 따라서 이 시점에서 주 스위치를 턴-온하게 되면 영전류와 영전압 스위칭(Zero-current, zero-voltage switching)이 동시에 가능하게 된다. 이 구간동안 걸리는 시간은 수식 (14)에서  $i_{Lr}(t_3) = I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2$ 을 적용함으로써 다음과 같이 구해진다.

$$t_{23} = \frac{L_r}{V_s} [i_{Lr}(t_2) - (I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2)] \quad (16)$$

ZCZVT 모드의 경우, 구간 2와 3을 제외한 나머지 구간들은 ZCT 모드와 동일하다. 이는 그림 5를 통해 쉽게 이해할 수 있다.

3. 보조회로 설계 방법

그림 3과 5를 살펴보면, 제안한 회로는 보조회로의

추가에도 불구하고 전체적인 동작 파형은 기존 PWM 부우스트 컨버터와 크게 다르지 않다는 사실을 알 수 있다. 따라서, 주 회로상의 소자  $L_m$ ,  $S_m$ ,  $D_m$ , 그리고 출력 커패시턴스  $C_o$ 의 값들은 기존 PWM 부우스트 컨버터의 설계방식을 따르면 된다.

동작 원리로부터 이해할 수 있듯이, 영전류 스위칭은 주 스위치가 켜지기 직전에 입력전압과 출력전압의 차이,  $V_o - V_s$ 를 이용하여 보조회로의 인덕터  $L_r$ 을 통해 흐르는 전류를 증가시킴으로써 이루어진다. 이를 위해 제안한 회로는 연속동작 모드(Continuous conduction mode : CCM)로 동작을 하여야 한다. 따라서, 만일 연속동작을 위한 부하조건 ( $I_{Lm} \geq \Delta i_{Lm}/2$ )이 만족된다면, 본 제안된 회로를 통하여 높은 효율을 기대할 수 있다.

본 장에서는, 설계 시에 고려해야 할 사항과 더불어 보조회로의 각 부품 값을 결정하는 방법을 예를 들어가면서 설명하도록 하겠다. 다음은 본 논문에서 실험한 회로에 대한 동작조건을 나타낸 것이다.

- ▷ 입력 전압 :  $V_s = 12V$ ;
- ▷ 출력 전압 :  $V_o = 30V$ ;
- ▷ 출력 전류 :  $I_{o, \min} = 0.3A$ ,  $I_{o, \max} = 2A$ ;
- ▷  $i_{Lm}$ 의 리플 전류 :  $\Delta i_{Lm} = 0.72A$ ;
- ▷ 주 회로의 부품값 :  $L_m = 100\mu H$ ,  $C_o = 330\mu F$ ;
- ▷ 동작주파수 :  $f_s = 100KHz$ ;

### 3.1 보조회로의 인덕터, $L_r$ 값 선정

이미 잘 알려진 바와 같이, 부우스트 컨버터를 구성하고자 할 때 출력 다이오드의 선정은 매우 신중히 이루어져야 하는데, 이는 다이오드의 역회복 시간 (Reverse recovery time :  $t_{rr}$ )으로 인하여 전체 회로 동작이 불안정해질 수 있기 때문이다. 그러나 본 논문에서 제안한 회로는 주 스위치뿐만 아니라 출력 다이오드 역시 소프트 스위칭을 하므로 다이오드의 역회복 시간으로 인한 문제가 심각하지 않다. 그러나 몇 가지 이유로 해서 초고속 다이오드 (Ultrafast diode)를 사용하는 것이 여전히 유리하다. 이에 관하여 아래에 설명하였다.

인덕터  $L_r$ 을 포함하는 보조 회로는 주 회로를 흐르는 인덕터 전류  $i_{Lm}$ 에 전류 루프를 추가시킴으로써 출력측 다이오드의 전류 기울기  $di/dt$ 를 조절한다.

보조 스위치  $S_r$ 이 턴-온되면, 출력측 다이오드  $D_m$ 을 통해 흐르던  $i_{Lm}$ 이 보조회로의  $L_r$ 을 통하여 선형적으로 전환되기 시작한다. 따라서 인덕터  $L_r$ 의 크기는 얼마나 빨리 다이오드  $D_m$ 을 턴-오프 할 것인가에 따라 결정된다.  $L_r$ 값이 클수록, 역회복 전류량은 줄어드나 스위치  $S_r$ 의 턴-온 기간이 길어져서 보조 회로에서의 전도손실이 증가하게 된다. 또한, 동작 원리로부터 알 수 있듯이, 주 스위치의 최소 도통기간은 대략 보조회로의 도통기간과 같아야 한다.

식 (2), (11), (13), 그리고 (16)을 이용하여, ZCZVT 모드에서, 주 스위치의 최소 도통기간을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_{\min} = t_{01} + t_{12} + t_{23} + t_{31} \\ = \frac{I_{Lm, \max} - \Delta i_{Lm}/2}{(V_o - V_s)/L_r} + \sqrt{L_r C_s} \cdot \theta_r + \frac{L_r}{V_s} [i_{Lr}(t_2) - (I_{Lm, \max} - \Delta i_{Lm}/2)] + \frac{I_{Lm, \max} - \Delta i_{Lm}/2}{V_s/L_r} \quad (17)$$

위의 수식에서,  $I_{Lm, \max}$ 는 전류  $i_{Lm}$ 의 최대 평균 값을 나타낸다.  $T_{\min}$ 에 의해서 제안한 컨버터의 최소 허용 출력전압이 제한될 뿐만 아니라  $S_r$ 의 도통기간 역시 역회복 시간에 의해 좌우되므로, 보조회로에서의 손실과 출력전압에 미치는 영향을 효과적으로 줄이기 위해서는 초고속 다이오드를 사용하는 것이 바람직하다. 이러한 관점에서, 보조회로의 전류가 상승하는 시간을 대략 사용하는 출력 다이오드 역회복 시간의 4배 이내가 되도록 선정하기로 한다. 본 논문에서는, 고속 샷키 다이오드인 SR560(60V/5A)을 사용하였으며  $L_r$ 값은 다음과 근사적으로 결정할 수 있다.

$$L_r \approx \frac{4 \cdot t_{rr}(V_o - V_s)}{I_{Lm, \max} - \Delta i_{Lm}/2} = \frac{4 \cdot t_{rr}(V_o - V_s)}{[I_{o, \max}/(1-D)] - \Delta i_{Lm}/2} \\ = 0.54\mu H \quad (18)$$

여기서  $I_{o, \max}$ 는 최대 부하 전류를 나타낸다. 초고속 다이오드를 사용함으로써 생기는 이점은 전체 시스템의 효율 향상 이외에도 다이오드와 보조 스위치에서의 최대 스트레스 크기가 줄어든다는 것이다. 그림 7은 수식 (18)을 이용하여 구한  $L_r$  선택 곡선을 나타낸 것이다.

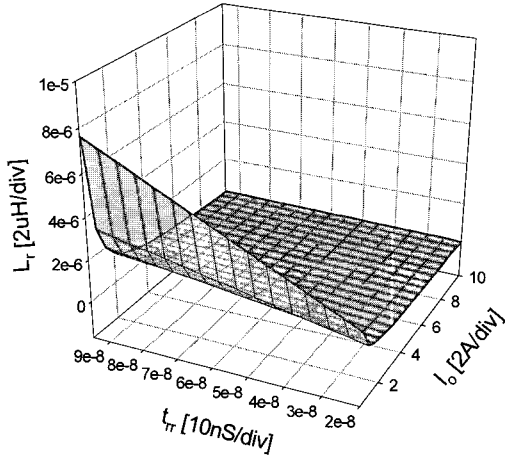


그림 7 보조회로 인덕터 Lr 선정 곡선 (Vs = 12V, Vo = 30V)  
 Fig. 7 Selection curves for Lr when Vs = 12V, Vo = 30V

3.2 스너버 커패시터, Cs값 선정

스너버 커패시터 Cs값 결정은 주 스위치의 전압상승을 dv/dt와 밀접한 관련이 있다. 앞서 언급했듯이, 실질적인 커패시터 Cs의 값은 주 스위치의 기생 커패시턴스와 외부에서 병렬로 연결한 커패시터의 합이다. 구간 2 동안, Lr과 Cs의 공진으로 인하여 Cs에 저장되었던 에너지가 Lr를 통하여 입력전원 측으로 전달되므로 주 스위치 양단 전압은 2Vs - Vo로 감소하게 된다. 따라서 주 스위치 Sm은 턴-온 순간에 영전류 스위칭 조건과 더불어 낮은 전압 스트레스를 가지게 된다. 특히, 입력-대-출력 전압 비의 조건이 Vo/Vs ≥ 2가 되면, 주 스위치 Sm은 영전류 스위칭과 영전압 스위칭을 동시에 만족시키게 된다. 또한, Sm의 턴-오프 순간에 커패시터 Cs를 통하여 스위치 전류 흐름이 전환됨으로써 vsm의 전압상승 기울기 dv/dt가 제한되어 결과적으로 손실을 줄이게 된다. 이러한 의미에서 Cs값은 클수록 좋으나 Cs값이 과다하게 크면 공진기간, t12가 길어져서 보조회로 내부의 전도손실이 증가하게 된다. 따라서 본 논문에서는, 전류 iLr의 첨두값이 특정값, (6/5) · ILm,max를 초과하지 않도록 커패시터 Cs값을 선정하였다. 식 (5)로부터, iLr의 첨두값 ILr,pk는 ω, t를 π/2로 설정하여 아래와 같이 구할 수 있다.

$$I_{Lr,pk} = I_{Lm,max} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} + \frac{V_o - V_s}{Z_r} \tag{19}$$

위의 수식에서, ILr,pk 값을 (6/5) · ILm,max로 설정하면 Cs값은 다음과 같이 구해진다.

$$C_s = \frac{L_r \cdot \left( \frac{I_{Lm,max}}{5} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \right)^2}{(V_o - V_s)^2} \approx 3nF \rightarrow 3.3nF \text{ 선택} \tag{20}$$

이상에서 결정된 Lr = 0.54 μH와 Cs = 3.3 nF로부터, 주 스위치의 최소 도통시간 Tmin은 식 (17)로부터 Tmin = 0.492 μs로 결정된다.

3.3 보조회로에 사용되는 스위치와 다이오드 선정

그림 3과 그림 5로부터 쉽게 이해할 수 있듯이, 보조회로에 사용된 스위치 Sr은 인덕터 Lr이 전류상승을 제한함으로써 인하여 턴-온 손실이 발생하지 않는다. 아울러, 스위치 Sr의 턴-오프 손실 역시 영전류 상태에서 이루어지므로 무시할 수 있을 정도이다. 비록 보조 스위치의 첨두 전류값이 주 스위치의 전류값보다 다소 크지만, 도통기간이 짧기 때문에 평균 전류는 매우 낮다. 따라서 주 스위치에 비해 전류정격이 낮은 소자 사용이 가능하다.

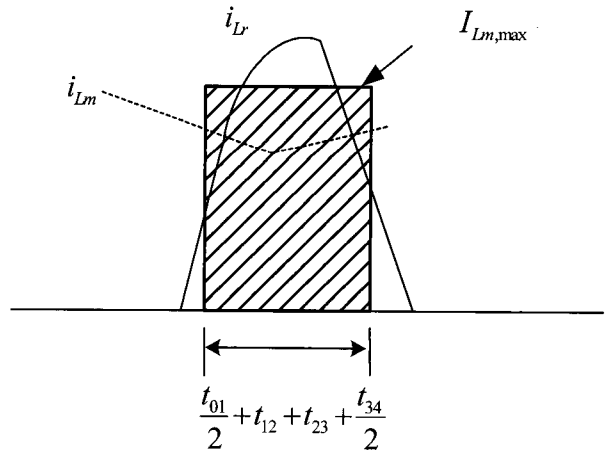


그림 8 전류 iLr의 근사화된 실효값  
 Fig. 8 Approximated RMS current for iLr

그림 8에 나타낸 바와 같이, 보조회로에 흐르는 전류를 구형과 신호로 가정하면, 스위치 Sr의 실효전류 ILr,s는 대략 아래와 같이 계산되어진다.

$$I_{Lr,S} = I_{Lm,max} \cdot \sqrt{\frac{t_{01}/2 + t_{12} + t_{23} + t_{34}/2}{T}} \quad (21)$$

위의 수식으로부터, 최대 부하조건인 첨두 전류값 6A에 대하여 실효값은 단지 0.9A임을 알 수 있다. 본 논문에서는 보조 스위치로 International Rectifier (IR) 사의 IRF510 (100V, 4A,  $R_{DS(ON)} = 0.6\Omega$ )을 선정하였다.

최대 부하 조건에서, 소프트 스위칭 동작을 이루기 위해서는 스위치  $S_m$ 과  $S_r$  사이에 다음과 같은 게이트 신호의 시간 간격이 확보되어야 한다.

$$\begin{aligned} T_D &= t_{01} + t_{12} + t_{23} \\ &= \frac{I_{Lm,max} - \Delta i_{Lm}/2}{(V_o - V_s)/L_r} + \sqrt{L_r C_s} \cdot \theta_r + \frac{L_r}{V_s} [i_{Lr}(t_2) - (I_{Lm,max} - \Delta i_{Lm}/2)] \\ &= 0.284\mu S \end{aligned} \quad (22)$$

다이오드  $D_r$ 은 인덕터  $L_r$ 의 에너지가 영이 되었을 때 스위치  $S_r$ 의 내부 다이오드를 통하여 역으로 전류가 흐르는 것을 방지하기 위하여 사용하였으며 스위치  $S_r$ 과 같은 전류 정격을 가진다. 따라서, 전류  $i_{Lr}$ 이 영이 된 다음  $L_r$ 과 스위치  $S_r$  내부의 커패시턴스가 서로 공진하는 것을 방지하기 위하여 빠른 역회복 시간을 갖는 다이오드를 사용해야 한다. 이러한 이유로, 본 실험에서는 D3S4M (40V, 3A) 샤프트키 다이오드를 사용하였다.

#### 4. 실험결과 및 분석

제안한 ZCT 부우스트 컨버터의 유용성을 증명하기 위하여, 본 논문에서는 60W급 컨버터를 제작하여 실험하였다. 입력전압  $V_s = 12V$ 와 동작 주파수  $f_s = 100KHz$ 에 대하여 출력전압  $V_o = 30V$ 가 구해지도록 시스템을 구성하였다. 보조회로에 사용된 부품값은  $L_r = 0.54\mu H$ 와  $C_s = 3.3nF$  이었으며 주 회로의 경우  $L_m = 100\mu H$ 와  $C_o = 330\mu F$ 을 사용하였다.

주스위치와 보조 스위치로는 각각 IRF530 MOSFET와 IRF510 MOSFET를 사용하였다. 또한, 출력 다이오드에는 SR560 샤프트키 다이오드를, 보조 회로의 다이오드는 샤프트키 다이오드인 D3S4M을 각각 선정하였다.

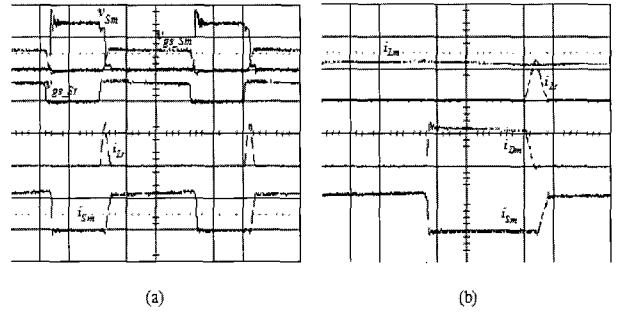


그림 9 최대부하시 실험파형 ( $V_s = 12V$  and  $V_o = 30V$ )  
 (a)  $v_{Sm}$ ,  $v_{gs\_Sm}$ ,  $v_{gs\_Sr}$  : 20V/div,  $i_{Lr}$ ,  $i_{Sm}$  : 5A/div, time : 2mS/div  
 (b)  $i_{Lm}$ ,  $i_{Lr}$ ,  $i_{Dm}$ ,  $i_{Sm}$  : 5A/div, time : 1mS/div

Fig. 9 Experimental results at full load when  $V_s = 12V$  and  $V_o = 30V$   
 (a)  $v_{Sm}$ ,  $v_{gs\_Sm}$ ,  $v_{gs\_Sr}$  : 20V/div,  $i_{Lr}$ ,  $i_{Sm}$  : 5A/div, time : 2mS/div  
 (b)  $i_{Lm}$ ,  $i_{Lr}$ ,  $i_{Dm}$ ,  $i_{Sm}$  : 5A/div, time : 1mS/div

그림 9(a)는 입력-대-출력 전압 비,  $V_o/V_s$ 가 2.5일 때의 전체적인 동작파형을 나타내고 있다. 이들 결과 파형으로부터, 제안된 회로의 동작이 이론적인 분석과 일치함을 알 수 있으며, 보조 회로를 사용함으로써 주 스위치와 출력 다이오드에서 소프트 스위칭이 이루어짐을 확인 할 수 있다. 앞서 설명한 동작 원리에 의하면, 구간 2 동안에 인덕터  $L_r$ 에 저장된 에너지가 커패시터  $C_s$ 를 통하여 입력전원으로 전달되면서 주 스위치 양단 전압이  $2V_s - V_o$ 로 낮아지게 된다. 따라서 본 실험에 적용된 입력-대-출력 전압 비  $V_o/V_s = 2.5$  조건하에서, 주 스위치  $S_m$ 은 영전류 조건으로 턴-온 되기 직전에 이미 양단 전압  $v_{Sm}$ 역시 영이 된다. 이러한 결과를 그림 9(a)에서 볼 수 있다. 결과적으로, 본 논문에서 제안한 부우스트 회로는 입력-대-출력 전압 비가  $V_o/V_s \geq 2$ 인 조건에서 주 스위치  $S_m$ 이 턴-온 순간에 ZCT와 ZVT 조건을 동시에 만족시킨다는 사실을 확인할 수 있었다. 또한, 주 스위치  $S_m$ 의 턴-오프 과정도 스너버 커패시터  $C_s$ 로 인하여 소프트 스위칭이 이루어진다.

그림 9(b)는 주 회로와 보조 회로 각각의 인덕터 전류파형, 출력 다이오드와 주 스위치를 흐르는 전류파형들을 보여주고 있다. 이 그림에서 알 수 있듯이, 보조 회로에 사용된 인덕터  $L_r = 0.54\mu H$ 로 인하여 출



력 다이오드  $D_m$ 의 전류 하강 기울기  $di_{D_m}/dt$ 가  $55.6A/\mu S$ 로 제한되므로 역회복 시간 ( $t_{rr}$ ) 문제로 인한 손실이 최소화 되었다. 본 논문에서 제안한 회로가 가지는 또 다른 장점은 주 스위치뿐만 아니라 보조 스위치  $S_r$  역시 턴-온과 턴-오프 순간에 ZCT 조건을 만족한다는 점이다. 이는 실험결과 파형으로부터 쉽게 알 수 있다.

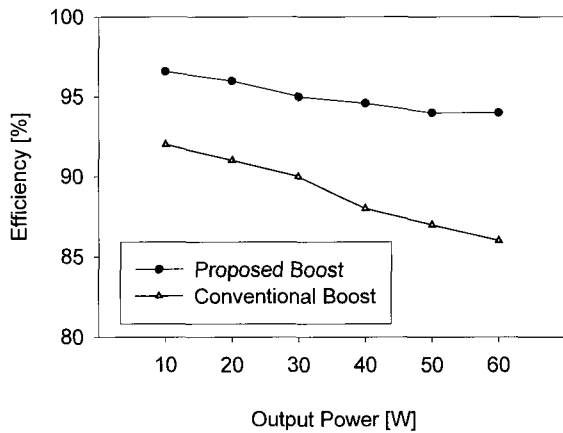


그림 10 제안한 컨버터와 기존 부우스트 컨버터와의 효율비교 ( $V_s = 12V$ ,  $V_o = 30V$ ,  $f_s = 100kHz$ )

Fig. 10 Efficiency comparison of the proposed boost converter with the conventional boost converter ( $V_s = 12V$ ,  $V_o = 30V$ ,  $f_s = 100kHz$ )

본 논문에서 제안한 회로의 효율을 기존 PWM 부우스트 컨버터의 경우와 비교하기 위하여 동일한 입·출력 전압 조건과 동작주파수에 대하여 출력 전류 값을 변화시키면서 효율을 측정 비교하였으며 이를 그림 10에 나타내었다. 이들 결과를 통하여 제안된 회로가 여러 부하조건에서도 높은 효율을 유지함을 잘 알 수 있다. 기존의 부우스트 컨버터의 경우 부하가 커질수록 하드 스위칭으로 인한 스위칭 손실이 효율에 커다란 영향을 미치는 반면, 제안한 회로의 경우에는 소프트 스위칭으로 인하여 스위칭 손실이 최소화됨을 볼 수 있다. 단지, 최대부하 근처에서 효율이 다소 떨어지는 것은 부하 전류의 증가에 따른 도선 내부의 손실 (conduction loss) 부분이 다소 증가하는 것을 나타낸다. 제안된 회로는 소프트 스위칭 방식으로 동작하기 때문에 EMI에 따른 잡음을 상당히 낮출 뿐 만 아니라 회로 동작 면에서도 큰 신뢰성을 얻을 수 있다. 또한 앞서 이미 기술한 바와 같이, 스위칭 순간을 제외한 나머지 전체 구간의 동작이 기존 PWM 부우스트 컨

버터와 동일하므로 기존의 부우스트 컨버터가 가지는 장점인 용이한 제어가 가능하다는 것이다. 따라서, 본 논문에서 제안한 ZCT 부우스트 컨버터는 높은 전력밀도가 요구되는 전원장치 설계와 역률개선 회로 등에 매우 유용하리라 여겨진다.

## 5. 결 론

본 논문에서는 기존 PWM 방식과 공진형 방식 컨버터의 단점을 극복하고 이들의 장점을 이용하기 위하여, 새로 형태의 ZCT 부우스트 컨버터를 제안하였다. 제안한 회로는 기존 부우스트 컨버터에 보조회로가 첨가된 형태로서, 스위칭 순간에만 이 보조회로를 동작시켜 소프트 스위칭을 이루기 때문에 전반적인 동작은 기존 부우스트 컨버터와 유사하다고 할 수 있다. 따라서, 제안된 회로는 기존 PWM 부우스트 컨버터가 가지는 장점과 더불어 스위칭 시에 발생하는 손실을 최소화하는 이점을 모두 가지게 된다. 또한, 주 스위치뿐만 아니라 보조회로의 스위칭 동작에서도 부가적인 손실이 발생하지 않는다는 장점도 아울러 가지고 있다.

본 논문에서는 제안한 회로의 동작 원리와 함께 원하는 동작을 얻기 위한 설계 방법에 대하여 자세히 기술하였다. 또한, 설계 방법에 근거하여 100kHz, 60W 급 컨버터를 설계하여 실험 결과를 구하였으며, 이를 이론적인 결과들과 비교하여 제안한 회로의 유용성을 입증하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] C. Zhou, R. B. Redl, F. C. Lee, "Design and analysis of a hysteretic boost power factor correction circuit", IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., pp. 800-807, 1990.
- [2] R. Redl, B. Molnar, N. O. Sokal, "Class E resonant regulated dc/dc power converters : Analysis of operation and experimental results at 15MHz", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 1, pp. 111-120, 1986.
- [3] K. H. Liu, R. Oruganti, F. C. Lee, "Quasi-resonant converters - Topologies and characteristics", IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 2, pp. 62-74, 1987.
- [4] F. C. Lee, W. A. Tabisz, M. M. Jovanovic, "Recent development in high-frequency quasi-resonant and multi-resonant converter technologies", 3rd European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 401-410, 1989.
- [5] G. Hua, C. Leu, Y. Jiang, F. C. Lee, "Novel

- zero-voltage transition PWM converters", IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 9, pp. 213-219, 1994.
- [6] L. Yang, C. Q. Lee, "Analysis and design of boost zero-voltage transition PWM converter", IEEE Appl. Power Elec. Conf. Rec., pp. 707-713, 1993.
- [7] G. Moschopoulos, P. Jain, G. Joos, "A novel zero-voltage switched PWM boost converter", IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., pp. 694-700, 1995.
- [8] A. Carlos, B. Ivo, "Novel Zero-Current-Switching PWM converters", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 3, pp. 372-381, 1997.
- [9] Paulo J.M. Menegaz, Jose L.F. Vieira, Domingos S.L. Simonetti, "A ZVT DC-DC SELF RESONANT BOOST CONVERTER WITH IMPROVED FEATURES", 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1631-1635, 2004.

## 저 자 소 개



최현칠(崔鉉七)

1964년 5월 25일생. 1989년 경희대 전자공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1994년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 1994년 한국과학기술원 정보전자연구소 연구원. 1995년~1996년 대우전자 모니터연구소 선임연구원. 1997년~현재 인제대 전자지능로봇공학과 부교수.