

# 새로운 영전류 천이형 벡 컨버터

崔 鉉 七

## A New Zero-Current-Transition Buck Converter

Hyun Chil Choi

### 요 약

본 논문에서는, 기존의 PWM 방식의 컨버터와 공진형 컨버터의 단점을 보완하면서 이들의 장점을 가지는 새로운 형태의 ZCT 벡 컨버터를 소개한다. 제안한 회로는 기존의 벡 컨버터에 보조회로를 추가하여 주 스위치와 다이오드의 스위칭 천이 순간에만 소프트 스위칭 조건을 제공함으로써 전체적인 동작은 벡 컨버터와 동일하게 된다. 아울러 보조회로에서의 부가적인 손실은 존재하지 않는다. 본 논문에서는 제안된 회로의 동작을 분석하고 이를 바탕으로, 보조회로에서의 소자값 결정에 도움이 되는 설계방식을 제공한다. 또한, 제안한 회로의 동작 및 유용성을 확인하기 위하여 실험을 행하였다.

### ABSTRACT

In this paper, a new zero-current-transition pulse-width-modulation (ZCT-PWM) buck converter is proposed to combine the desirable features of both the conventional buck converter and resonant converters. In this proposed scheme, an auxiliary circuit is added to the conventional buck converter and used to achieve soft-switching for both the main switch and the freewheeling diode while not incurring any additional losses due to auxiliary circuit. And this converter operates exactly like the conventional PWM converter except for a short particular time interval. The operation of the proposed converter is explained and analyzed, and design guidelines are presented. To validate the feasibility of the proposed converter, a 100KHz, 180 W prototype is built and tested.

**Key Words** : ZCT, ZCT PWM, soft-switching, Buck

### 1. 서 론

기존의 펄스폭 변조 (Pulse width modulation : PWM) 방식의 컨버터는 구조가 단순하고 제어가 용이

하다는 장점으로 인하여 산업전반에 걸쳐 널리 사용되어 왔다. 그러나 이러한 방식은 하드-스위칭 (Hard-switching) 동작을 하므로 스위칭시에 많은 손실과 더불어 스위치의 스트레스가 과중해지는 단점을 가지게 된다. 특히 이러한 현상은 높은 주파수로 동작시킬 경우에 더욱 더 심하게 나타난다.

이러한 단점을 보완하고 소형 경량화와 더불어 효율을 높이기 위한 방안으로 연구되어진 방식이 공진형 컨버터 (Resonant converter)이다. 공진형 컨버터로는 기존의 직렬공진 및 병렬공진을 이용한 방식과 E-급

\*인제대 전자정보통신공학부 조교수

E-mail : elecchc@ijnc.inje.ac.kr

접수일자 : 2001. 8.31

1차심사요청일 : 2001. 9. 1 2차심사요청일 : 2001.10.11

심사완료일 : 2001.11. 5

(Class-E) 컨버터<sup>11)</sup>, 그리고 LC 공진 탱크를 기존의 PWM 회로에 적용하여 소프트 스위칭을 얻는 방식의 퀴지 공진 (Quasi-resonant) 컨버터<sup>12)</sup>, 그 밖에도 반도체 소자의 기생 소자(parasitic elements)를 회로의 일부로 활용하여 소프트 스위칭을 구현하는 멀티 공진 (Multi-resonant) 컨버터<sup>13)</sup> 등이 있다. 이러한 공진 방식은 전류나 전압 파형의 공진 특성으로 인하여 높은 순환 에너지를 발생시키며 이로 인하여, 전도손실 (Conduction loss)을 크게 하는 단점이 있다. 아울러 입력전압과 부하의 동작범위가 넓어질 경우, 대부분의 공진형 컨버터는 스위칭 주파수가 넓은 범위로 동작하게 되어서 회로설계를 최적화하기가 용이하지 않게 된다.

이러한 문제들로 인하여 최근에는 PWM 방식의 장점을 유지하면서 스위칭 손실을 최소화하기 위한 많은 연구가 이루어지고 있으며, 이들은 크게 영전류 전이 (Zero current transition : ZCT) 방식<sup>14)</sup>과 영전압 전이 (Zero-voltage transition) 방식<sup>16)</sup>으로 나눌 수 있다. 이들 대다수 방식은 보조회로를 첨가하여, 주 스위치와 다이오드의 스위칭 순간 (Switching transition) 동안만 소프트 스위칭이 이루어지도록 하고 있다. 이 짧은 스위칭 순간을 제외한 나머지 동작구간은 기존의 PWM 컨버터와 동일하게 된다. 이러한 동작을 함으로써 기존 PWM 방식과 공진형 방식의 단점을 피하면서 이들이 가지는 장점을 활용할 수 있게 된다. 그러나 이들 대부분이 보조회로의 스위칭 순간에는 하드 스위칭을 하는 형태에서 비롯 작은 양이나마 부가적인 EMI를 발생하고 있다.

따라서, 이러한 단점을 극복하고자 본 논문에서는 새로운 형태의 영전류 전이형 PWM (Zero-current transition PWM: 이하 ZCT PWM라 칭함) 벡 컨버터를 제안하였다. 제안한 형태의 컨버터는 주 회로의 스위치와 다이오드에서뿐만 아니라 보조 스위치의 턴 온, 턴 오프 순간에도 소프트 스위칭을 함으로써 스위칭 손실과 EMI를 상당히 낮추게 된다. 더욱이, 입력전압과 출력전압의 비가  $V_o/V_s \geq 0.5$ 인 경우에 주 스위치는 영전류 전이 (Zero current transition : ZCT)와 영전압 전이 (Zero voltage transition : ZVT) 조건을 동시에 만족시키게 된다.

본 논문에서는 제안된 회로의 동작원리와 보조회로의 설계방식을 자세히 기술하였으며 실험을 통하여 타당성을 입증하였다.

## 2. 회로설명 및 동작원리

그림 1은 제안된 ZCT 벡 컨버터의 회로도를 나타낸다. 이는 인덕터  $L_m$ , 보조 스위치  $S_m$ , 그리고 다이오드  $D_m$ 로 구성된 보조회로를 가진다는 점에서 기존의 벡 컨버터와 다르다.  $C_s$ 는 공진 커패시터으로써 주 스위치  $S_m$ 의 출력 커패시턴스와 외부에서 주 스위치에 첨가한 커패시턴스의 합으로 표현된다. 제안된 회로의 동작은 매 스위칭 주기 동안에 6개의 서로 다른 구간으로 나뉘어지는데 이들 각 구간별 등가회로를 그림 2에 나타내었으며 그에 따른 동작은 다음에 설명하는 바와 같다.

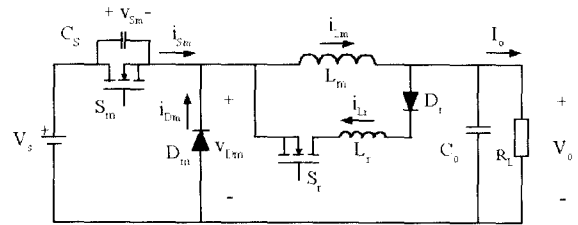


그림 1 제안한 ZCT 벡 컨버터 회로  
Fig. 1 Circuit diagram of the proposed ZCT-buck converter

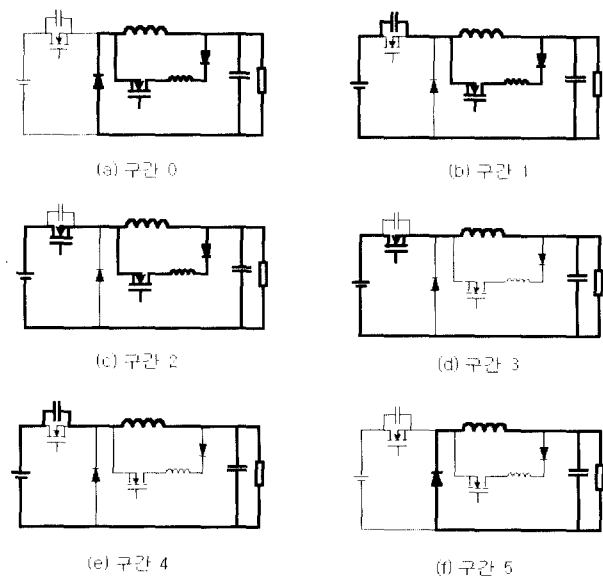


그림 2 각 구간별 등가회로  
Fig. 2 Equivalent circuits for different operating intervals

구간 0 ( $t_0 - t_1$ ) : 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 입력전압  $V_s$ 로 충전되어 있다. 시간  $t_0$  순간에, 보조 스위치  $S_r$ 이 공진 인덕터  $L_r$ 로 인하여 영전류 상태에서 턴-온되면 다이오드 전류  $i_{Dm}$ 이 선형적으로 하강하는 동시에 보조회로의 인덕터 전류  $i_{Lr}$ 은 선형적으로 상승하게 된다. 이를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

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

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

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

구간 1 ( $t_1 - t_2$ ) : 시간  $t_1$  이후에는 보조회로를 흐르는 전류  $i_{Lr}$ 은 인덕터 전류  $I_o - \Delta i_{Lm}/2$ 보다 커지게 되며,  $L_r$ 과  $C_s$ 가 서로 공진을 시작한다. 전류  $i_{Lr}$ 이 증가하면서 전류값  $I_o - \Delta i_{Lm}/2$ 를 초과하는 부분이 커패시터  $C_s$ 를 방전하게 되어 주 스위치의 양단전압  $v_{Sm}$ 이 감소하게 된다. 이러한 동작을 수식으로 표현하면 아래와 같다.

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

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

위의 두 식으로부터  $i_{Lr}$ 과  $v_{Sm}$ 에 관련된 수식을 초기조건  $i_{Lr}(t_1) = I_o - \Delta i_{Lm}/2$ 와  $v_{Sm}(t_1) = V_s$ 를 이용하여 정리하면 다음과 같다.

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

$$v_{Sm}(t) = V_s + (\cos \omega_r t - 1)V_o \quad (6)$$

여기서,

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

전류  $i_{Lr}$ 이 공진하다가 다시  $I_o - \Delta i_{Lm}/2$ 에 도달하는 순간,  $v_{Sm}$ 은  $V_s - 2V_o$ 로 낮아지게 된다. 동작과형에서 알 수 있듯이, 이 구간동안 걸리는 시간은 공진주기의 절반에 해당하므로 아래와 같이 구해진다.

$$t_{12} = \pi\sqrt{L_r C_s} \quad (8)$$

이 구간이 끝나는 시점은 보조회로를 흐르는 전류가  $I_o - \Delta i_{Lm}/2$ 에 도달할 때이며 이 순간, 주 스위치  $S_m$ 을 턴-온함으로써 ZCT 조건을 만족하게 된다. 특히 앞서 언급했듯이, 입력-대-출력 조건이  $V_o/V_s \geq 0.5$ 가 되면 주 스위치는 턴-온 순간에 ZCT와 ZVT를 동시에 만족시키게 된다.

구간 2 ( $t_2 - t_3$ ) : 구간 2는 주 스위치가 ZCT를 만족시키며 켜지는 순간부터 시작되며 이 구간동안 주 스위치를 흐르는 전류  $i_{Sm}$ 은 0에서부터  $I_o - \Delta i_{Lm}/2$ 까지 선형적으로 증가하게 된다. 이와 반대로  $i_{Lr}$ 은 다음의 수식에서 보인 바와 같이 선형적으로 감소하게 된다.

$$i_{Lr}(t) = I_o - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} - \frac{(V_s - V_o)}{L_r}(t - t_2) \quad (9)$$

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

$$t_{23} = \frac{I_o - \Delta i_{Lm}/2}{(V_s - V_o)/L_r} \quad (10)$$

구간 3 ( $t_3 - t_4$ ) : 이 구간동안 제안한 회로의 동작은 기존의 PWM 벡 컨버터와 동일하다. 이 구간의 끝에서 주 스위치와 보조 스위치는 동시에 턴-오프되며 공

진 커패시터  $C_s$ 로 인하여 턴-오프 스위칭 동작이 완  
화된다. 따라서, 턴-오프 순간에 주 스위치와 보조 스  
위치는 각각 ZVT와 ZCT 조건을 만족시킨다.

구간 4 ( $t_4 - t_5$ ) : 이 구간은  $S_m$ 이 ZVT로 턴 오프  
하면서 시작된다. 이 구간동안  $i_{Sm}$ 은 주 스위치에 양  
단에 연결된  $C_s$ 를 통하여 계속적으로 흐르게 되어 스  
위치의 양단전압을 0에서부터 입력전압  $V_s$ 까지 선형  
적으로 상승시킨다. 근사적으로, 이 구간동안  $i_{Sm}$ 은  
대략  $I_o + \Delta i_{Lm}/2$ 에 해당하는 값을 유지한다고 할 수  
있으며, 이로부터 시간  $t_{45}$ 를 아래와 같이 구할 수 있  
다.

$$t_{45} = \frac{C_s V_s}{I_o + \Delta i_{Lm}/2} \quad (11)$$

시간  $t_5$ 에서, 다이오드  $D_m$ 의 양단전압은 0이 되고  
ZVT 조건을 만족시키면서 턴-온이 된다.

구간 5 ( $t_5 - t_6$ ) : 이 구간 역시 기존의 벽 컨버터와  
동일한 동작을 하며 인덕터 전류  $i_{Lm}$ 은 다이오드  $D_m$   
을 통하여 흐른다.

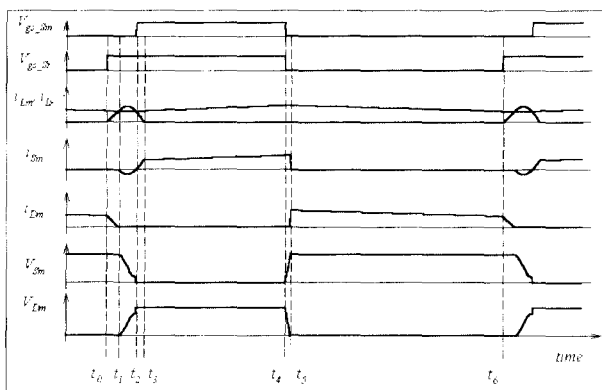


그림 3 ZCT 벽 컨버터의 동작파형  
Fig. 3 Theoretical waveforms of ZCT-buck converter

위에서 열거한 구간별 동작설명으로부터 제안한 회  
로의 동작 파형을 그림 3과 같이 그릴 수 있다. 이들  
파형으로부터 쉽게 이해할 수 있듯이, 제안한 회로는  
단지 스위칭이 이루어지는 순간을 제외하고는 동작이  
기존 PWM 벽 컨버터와 동일하다.

또한, 인덕터  $L_m$ 과 병렬로 보조회로를 연결하여 능동

스위치와 수동 스위치에서 전압과 전류의 스트레스를  
낮추면서 소프트 스위칭을 이루었다. 이들 장점 외에  
도 본 논문에서 제안한 회로가 가지는 또 하나의 특징  
은 보조 스위치  $S_2$ 도 역시 소프트 스위칭을 한다는  
점이다.

### 3. 보조회로 설계 방법

그림 3에서 알 수 있듯이, 보조회로의 추가에도 불  
구하고 제안한 회로의 전체적인 동작 파형은 기존  
PWM 벽 컨버터와 크게 다르지 않다. 따라서, 주 회로  
상의  $L_m$ 과  $C_o$ 의 값들은 기존 벽 컨버터의 설계방식  
을 따르면 된다. 보조회로는 대부분의 동작 주기동안  
에는 동작하지 않으며 주 스위치의 스위칭 순간에  
ZCT를 이루기 위하여 프리휠링 다이오드  $D_m$ 이 턴-  
오프하기 직전에만 동작한다. 이미 잘 알려진 바와 같  
이, 벽 컨버터를 설계하고자 할 때 프리휠링 다이오드  
의 선정은 매우 신중히 이루어져야 하는 데, 이는 다  
이오드의 역회복 (Reverse recovery) 시간으로 인하여  
전체 회로 동작이 불안정해질 수 있기 때문이다. 제안  
한 회로에서는 프리휠링 다이오드 역시 소프트 스위칭  
을 하여 손실이 매우 작아지므로 다이오드의 역회복  
시간 선정에 그리 엄격하지 않아도 된다. 그러나, 몇  
가지 이유로 해서 초고속 다이오드 (Ultrafast diode)를  
사용하는 것이 여전히 유리하다.

제안한 회로의 동작원리로부터 쉽게 이해할 수 있  
듯이, 영전류 스위칭은 주스위치가 켜지기 직전에 출력  
전압을 이용하여 보조회로의 인덕터  $L_m$ 을 통하여 전  
류를 증가시킴으로써 이루어진다. 이를 위해 제안한  
회로는 연속동작 모드(Continuous conduction mode :  
CCM)로 동작을 하여야 한다. 따라서, 만일 연속동작  
을 위한 부하조건 ( $I_o \geq \Delta i_{Lm}/2$ )이 만족된다면, 본 제안  
된 회로를 통하여 높은 효율을 기대할 수 있다.

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

- ▷ 입력 전압 :  $V_s = 100V$ ;
- ▷ 출력 전압 :  $V_o = 40V, 60V$ ;
- ▷ 출력 전류 :  $I_{o,min} = 0.3A, I_{o,max} = 3A$ ;
- ▷  $i_{Lm}$ 의 리플 전류 :  $\Delta i_{Lm} = 0.6A$ ;
- ▷ 주 회로의 부품값 :  $L_m = 245\mu H, C_o = 330\mu F$ ;

▷ 동작주파수 :  $f_s = 100\text{KHz}$ ;

**3.1 보조회로의 인덕터,  $L_r$  값 선정**

인덕터  $L_r$  을 포함하는 보조 회로는 주 회로를 흐르는 인덕터 전류  $i_{L,m}$  에 전류 루프를 추가시킴으로써 환류 다이오드의 전류 기울기를 조절한다. 보조 스위치  $S_r$  이 턴-온되면,  $D_m$  을 통해 흐르던  $i_{L,m}$  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 줄어든다 스위치  $S_r$  의 턴-온 기간이 길어져서 보조회로에서의 전도손실이 증가하게 된다. 또한,  $L_r$  값이 커질수록 방전하는데 오랜 시간이 걸린다. 주 스위치의 최소 도통기간은 대략 보조회로의 도통기간과 같아야 한다. 식 (2), (8), 그리고 (10)을 이용하여, 주 스위치의 최소 도통기간을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_{\min} = t_{01} + t_{12} + t_{23} = \frac{I_{o,\max} - \Delta i_{L,m}/2}{V_o/L_r} + \pi\sqrt{L_r C_s} + \frac{I_{o,\max} - \Delta i_{L,m}/2}{(V_s - V_o)/L_r} \quad (12)$$

$T_{\min}$  에 의해서 컨버터의 최소 허용 출력전압이 제한될 뿐만 아니라  $S_r$  의 도통기간 역시 역회복 시간에 의해 좌우되므로, 보조회로에서의 손실과 출력전압에 미치는 영향을 효과적으로 줄이기 위하여 초고속 다이오드 (Ultrafast diode)를 사용해야 한다. 이러한 관점에서, 보조회로의 전류가 상승하는 시간을 대략 환류 다이오드 역회복 시간의 4배 이내가 되도록 선정한다. 본 논문에서는, 역회복 시간  $t_{rr}$  이 35nS인 IR사의 F10P20F (200V, 10A)를 사용하였다. 따라서,  $L_r$  값은 다음과 같이 결정된다.

$$L_r \approx \frac{4t_{rr}V_o}{I_{o,\max} - \Delta i_{L,m}/2} \approx 3\mu H \quad (13)$$

초고속 다이오드를 사용함으로써 생기는 이점은 전체 시스템의 효율 향상 이외에도 다이오드와 보조 스위치에서의 최대 스트레스 크기가 줄어든다는 것이다.

**3.2 공진 커패시터,  $C_s$  값 선정**

공진 커패시터  $C_s$  값의 결정은 주 스위치의 전압상승율 (dv/dt)과 밀접한 관련이 있다. 앞서 언급했듯이,

실질적인 공진 커패시터의 값은 MOSFET의 커패시터와 외부에서 병렬로 연결한 커패시터의 합이다. 동작구간 1 동안,  $L_r$  과  $C_s$  의 공진으로 인하여  $L_r$  에 저장되었던 에너지가  $C_s$  를 통하여 입력전원측으로 흘러가므로 주 스위치의 양단 전압은  $V_s - 2V_o$  로 감소한다. 따라서,  $S_m$  의 턴-온 순간에 ZCT 조건과 더불어 낮은 전압 스트레스를 가지게 된다. 특히,  $V_o/V_s \geq 0.5$  조건 하에서는 주 스위치  $S_m$  은 ZCT와 ZVT를 동시에 만족시킨다.  $S_m$  의 턴-오프 순간에 커패시터  $C_s$  를 통하여 스위치 전류 흐름이 전환됨으로써  $v_{sm}$  의 전압상승 기울기가 조절되어 결과적으로 손실을 줄이게 된다. 이러한 의미에서  $C_s$  값은 클수록 좋다. 그러나,  $C_s$  값이 과다하게 크면 공진기간,  $t_{12}$  가 길어져서 보조회로에서의 전도손실이 증가하게 된다. 따라서, 본 논문에서는  $i_{L,r}$  의 첨두값이 특정값,  $(3/2) \cdot i_{o,\max}$  를 초과하지 않도록 커패시터  $C_s$  값을 선정하였다. 식 (5)로부터,  $i_{L,r}$  의 첨두값은  $\omega_r = \pi/2$  로 설정함으로써 아래와 같이 구해진다.

$$i_{L,r,pk} = I_{o,\max} - \frac{\Delta i_{L,m}}{2} + \frac{V_o}{Z_r} \quad (14)$$

위의 수식에서,  $I_{L,r,pk}$  값을  $(3/2) \cdot I_{o,\max}$  로 설정하면  $C_s$  값은 다음과 같이 구해진다.

$$C_s \approx L_r \left( \frac{(I_{o,\max} + \Delta i_{L,m})/2}{V_o} \right)^2 \approx 2.7nF \quad (15)$$

이상에서 결정된  $L_r = 3\mu H$  와  $C_s = 2.7nF$  으로부터, 주 스위치의 최소 도통시간  $T_{\min}$  은 식 (12)로부터  $T_{\min} = 0.62\mu S$  로 결정된다.

**3.3 보조회로에 사용되는 스위치와 다이오드 선정**

그림 3으로부터 쉽게 이해할 수 있듯이, 보조 스위치  $S_r$  은 보조 인덕터가 전류상승을 제한함으로 인하여 턴-온 손실이 발생하지 않는다. 아울러, 보조 스위치의 턴-오프 손실 역시 영전류 상태에서 이루어지므로 무시할 수 있을 정도이다. 비록 보조 스위치의 첨두 전류값이 주 스위치의 전류값보다 크지만, 도통기간이 매우 작아서 평균 전류가 매우 낮다. 따라서,

주 스위치에 비해 정격전류가 낮은 소자사용이 가능하다. 그림 4에 보인 바와 같이, 구형파 신호로 가정하면  $S_r$ 의 실효전류는 대략 아래와 같이 계산되어 진다.

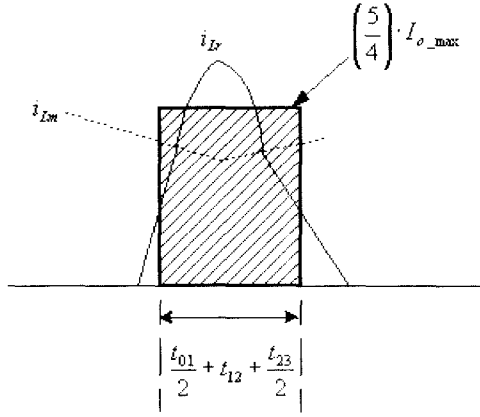


그림 4 전류  $i_{Lr}$ 의 근사화된 실효값  
Fig. 4 Approximated RMS current for  $i_{Lr}$

$$I_{Sr,rms} = \left(\frac{5}{4}\right) \cdot I_{o,max} \cdot \sqrt{\frac{t_{01}/2 + t_{12} + t_{23}/2}{T}} \quad (16)$$

위의 수식으로부터, 최대 침투 전류값 4.5A에 대하여 실효값은 단지 0.732A임을 알 수 있다. 본 논문에서는 보조 스위치로 IRFU210 (200V, 2.6A,  $R_{DS} = 1.5\Omega$ )를 선정하였다. 이미 구한  $L_r$ 과  $C_s$ 값을 이용하여 ZCT를 이루기 위한 스위치  $S_m$ 과  $S_r$ 의 게이트 신호간의 시간 지연은 다음과 같이 결정된다.

$$T_D = t_{01} + t_{12} = \frac{I_{o,max} - \Delta i_{Lm}/2}{V_o/L_r} + \pi\sqrt{L_r C_s} = 0.42\mu S \quad (17)$$

다이오드  $D_r$ 은 인덕터의 에너지가 0이 되었을 때 스위치  $S_r$ 의 내부 다이오드로 전류가 흐르는 것을 방지하기 위하여 사용하였다. 동작 파형으로부터 알 수 있듯이, 이 다이오드를 흐르는 전류는  $S_r$ 과 같다. 따라서,  $i_{Lr}$  전류가 0이 된 다음  $L_r$ 과 보조 스위치 내부의 커패시턴스가 서로 공진하는 것을 방지하기 위하여 빠른 역회복 시간을 갖는 다이오드를 사용해야 한다. 이러한 이유로 하여, 여기에서도 F10P20F 다이오드를 사용하였다.

#### 4. 실험결과 및 분석

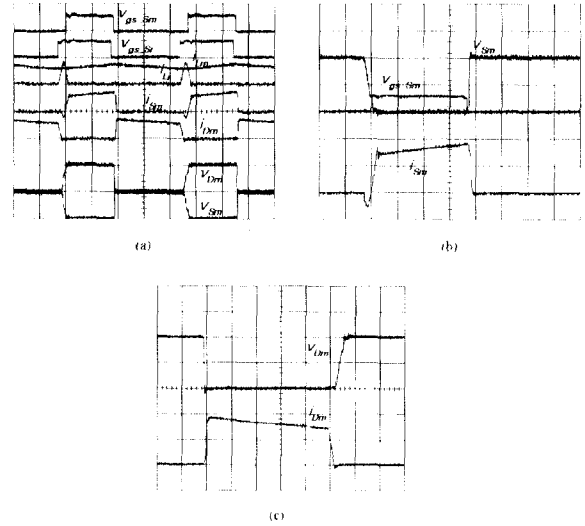


그림 5  $V_o/V_s = 0.4$ 일 때의 실험파형  
(a) 전체 동작파형  
(b) 주 스위치  $S_m$ 의 전류, 게이트 신호, 그리고 양단간 전압파형  
(c) 프리휠링 다이오드  $D_m$ 의 전류 및 전압파형

Fig. 5 Experimental results when  $V_o/V_s = 0.4$   
(a) Overall operating waveforms  
[ $V_{GS,S_m}, V_{GS,S_r}: 20V/div, i_{Lm}, i_{Lr}, i_{S_m}, i_{D_m}: 5A/div, v_{S_m}, v_{D_m}: 100V/div, time: 2ms/div$ ]  
(b) Current, gating signal, drain-to-source voltage of the switch  $S_m$   
[ $V_{GS,S_m}: 20V/div, i_{S_m}: 2A/div, v_{S_m}: 50V/div, time: 1ms/div$ ]  
(c) Current, voltage of the diode  $D_m$   
[ $i_{D_m}: 2A/div, v_{D_m}: 50V/div, time: 1ms/div$ ]

제안된 ZCT 벡 컨버터의 유용성을 증명하기 위하여, 본 논문에서는 180W급 컨버터를 제작하여 실험하였다. 입력전압  $V_s = 100V$ 에 대하여, 출력전압을 각각 40V와 60V로 변화시키면서 결과를 구하였으며, 동작 주파수는  $f_s = 100KHz$ 로 하였다. 보조회로에 사용된 부품값은  $L_r = 3\mu H$ 와  $C_s = 2.7nF$ 이었으며 주 회로의 경우  $L_m = 245\mu H$ 와  $C_o = 330\mu F$ 을 사용하였다. 주 스위치와 보조 스위치로는 각각 IRF840 MOSFET와 IRFU210 MOSFET를 사용하였다. 또한, 환류 다이오드와 보조 스위치에 사용된 다이오드는 모두 초고속 다이오드인 F10P20F를 선택하였다.

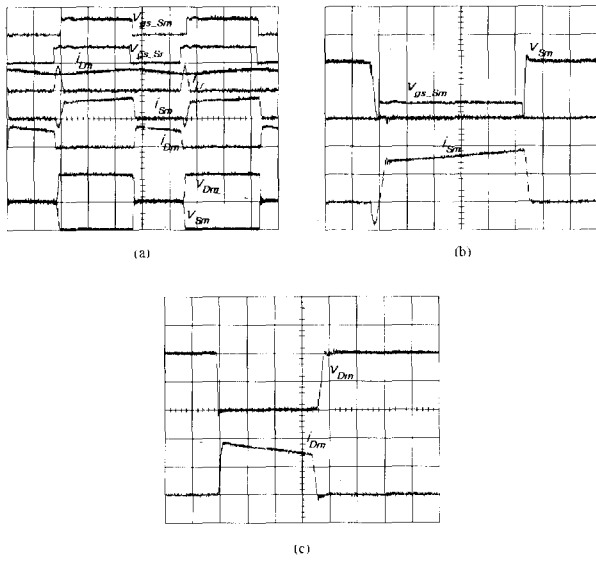


그림 6  $V_o/V_s = 0.6$ 일 때의 실험파형  
 (a) 전체 동작파형  
 (b) 주 스위치  $S_m$ 의 전류, 게이트 신호, 그리고 양단간 전압파형  
 (c) 프리휠링 다이오드  $D_m$ 의 전류 및 전압파형

Fig. 6 Experimental results when  $V_o/V_s=0.6$   
 (a) Overall operating waveforms  
 [ $V_{gs\_Sm}, V_{gs\_Sr}:20V/div, i_{Lm}, i_{Lr}, i_{Sm}, i_{Dm}:5A/div, v_{Sr}, v_{Dm}:100V/div, time:2mS/div$ ]  
 (b) Current, gating signal, drain-to-source voltage of the switch  $S_m$   
 [ $V_{gs\_Sm}:20V/div, i_{Sm}:2A/div, v_{Sm}:50V/div, time:1mS/div$ ]  
 (c) Current, voltage of the diode  $D_m$   
 [ $i_{Dm}:2A/div, v_{Dm}:50V/div, time:1mS/div$ ]

그림 5(a)와 그림 6(a)는 입력-대-출력 전압 비,  $V_o/V_s$ 가 각각 0.4와 0.6일 때의 전체적인 동작파형을 나타낸다. 이들 결과 파형으로부터, 제안된 회로의 동작이 이론적인 분석과 일치함을 알 수 있으며, 보조 회로를 사용함으로써 주 스위치와 환류 다이오드에서 소프트 스위칭이 이루어짐을 알 수 있다. 더욱이, 보조 회로내의 인덕터  $L_r = 3\mu H$ 는 환류 다이오드에서의 전류 하강 기울기를  $di_{Dm}/dt = 20A/\mu S$ 로 제한함으로써 다이오드  $D_m$ 의 역회복 문제를 극복하였다.

그림 5(b)와 그림 6(b)들은 각각  $V_o/V_s=0.4$ 와 0.6에 대하여,  $S_m$ 의 게이트 신호,  $S_m$ 의 양단 전압, 그리고  $S_m$ 을 통하여 흐르는 전류 파형들을 나타낸다. 예상대

로, 두 경우 모두 주 스위치  $S_m$ 이 턴-온과 턴-오프시에 ZCT와 ZVT 조건을 만족함을 알 수 있다. 더욱이, 구간 1동안  $L_r$ 에 저장되었던 에너지가  $C_s$ 를 통하여 입력측으로 전달됨으로써 주 스위치의 양단전압이  $V_s - 2V_o$ 로 낮아진다. 따라서,  $V_o = 40V$ 일 때, 주 스위치  $S_m$ 이 ZCT로 턴-온 되기 전에 스위치 양단전압이 20V까지 낮아지게 되는데 이를 그림 5(b)에서 확인할 수 있다. 특히, 그림 7(b)에서 알 수 있듯이,  $V_o/V_s \geq 0.5$ 일 때 주 스위치는 턴-온시에 ZCT와 ZVT를 동시에 만족시키게 된다.

그림 5(c)와 그림 6(c)의 결과로부터, 환류 다이오드  $D_m$ 은 턴 온과 턴-오프시에 ZVT 조건을 만족하므로 역회복 문제가 상당수 제거된다. 이는 공진 인덕터  $L_r$ 에 의하여 다이오드의 전류 기울기가 제한되기 때문에 얻게 되는 이점이다. 본 논문에서 제안된 회로가 가지는 또 다른 장점은 주 스위치뿐만 아니라 보조 스위치 역시 턴-온과 턴-오프시에 ZCT 조건을 만족한다는 점이다. 이는 실험결과 파형으로부터 쉽게 알 수 있다.

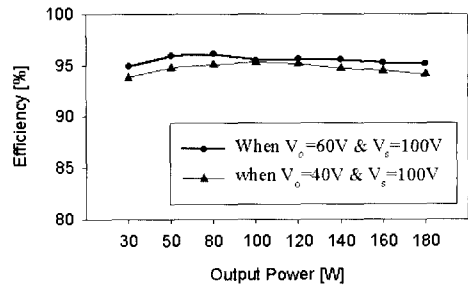


그림 7 ZCT 벡 컨버터의 효율 측정  
 Fig. 7 Efficiency of experimental ZCT-buck converter

그림 7은 출력전압  $V_o = 60V$ 와  $40V$ 에 대하여, 출력 전류값에 따른 효율 변화를 측정한 결과이다. 이들 결과는 제안된 회로가 여러 부하조건에서도 높은 효율을 유지함을 잘 나타내고 있다. 제안된 회로는 소프트 스위칭 방식으로 동작하기 때문에 EMI 잡음을 상당히 낮출 뿐 만 아니라 회로동작에서도 신뢰성을 유지하는 장점이 있다. 또한, 앞서 이미 언급했듯이, 스위칭 순간을 제외한 나머지 구간동안의 동작이 기존의 PWM 벡 컨버터와 동일하므로 기존의 벡 컨버터와 같이 제어가 용이해진다. 따라서, 본 논문에서 제안한 ZCT형 벡 컨버터는 높은 전력밀도가 요구되는 파워 서플라이 설계에 매우 유용하리라 여겨진다.

### 5. 결 론

본 논문에서는 기존 PWM 방식과 공진형 방식 컨버터의 단점을 극복하고 이들의 장점을 이용하기 위하여, 새로이 영전류 천이형 ZCT 벽 컨버터를 제안하였다. 제안한 회로는 기존 벽 컨버터에 보조회로가 첨가된 형태로서, 스위칭 순간에만 이 보조회로를 동작시켜 소프트 스위칭을 이루기 때문에 전반적인 동작은 기존 벽 컨버터와 유사하다고 할 수 있다. 따라서, 제안된 회로는 기존 벽 컨버터의 장점과 더불어 스위칭 시에 발생하는 손실을 최소화하는 이점을 모두 가지게 된다. 또한, 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, 180W 급 컨버터를 설계하여 실험 과정을 제시하였으며, 이를 이론적인 결과와 비교함으로써 제안한 회로의 유용성을 입증하였다.

### 참 고 문 헌

[1] R. Redl, B. Molnar, N. O. Sokal, "Class E resonant regulated dc/dc power converters: Analysis of operation and experimental results at 1.5MHz", IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 1, No. 2, pp. 111~120, Apr. 1986.

[2] 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.

[3] 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.

[4] W. A. Tabisz, M. M. Jovanovic, "High-Frequency multi-resonant converter technology and its applications", International Conf. on Power Electronics and Variable Speed Drives, pp. 1~8, 1990.

[5] G. Hua, X. Yang, Y. Jiang, F. C. Lee, "Novel zero-current-transition PWM converters", IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., pp. 538~544, 1993.

[6] G. Hua, C. Leu, F. C. Lee, "Novel zero-voltage transition PWM converters", IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., pp. 33~61, 1992.

[7] 정규범, "배터리 충전기용 영전압 PWM 컨버터", 전력전자학회 논문지, 제3권, 제4호, pp. 375~381, 1998. 12.

[8] V. Vlatkovic, D. Borojevic, F. C. Lee, "A new zero-voltage transition, three-phase PWM inverter/rectifier circuit", IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., pp. 868~873, 1993.

## 저 자 소 개



#### 최현철(崔鉉七)

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