

휴대용 시스템을 위한 새로운 영전압 천이형 싱크로너스 벡 컨버터

김낙윤¹, 최현철[†]

Novel Zero-Voltage-Transition Synchronous Buck Converter for Portable System

Nak-Yoon Kim¹, and Hyun-Chil Choi[†]

Abstract - In this paper, novel zero-voltage-transition(ZVT) synchronous buck converter of pulse-width-modulation(PWM) method is proposed to utilize auxiliary circuit. In this proposed scheme, designed to operate low output voltage for portable system and applied synchronous scheme to improve efficiency. Also proposed circuit is designed to do soft-switching operation in every switch. In this paper, the circuit operation is explained and analysed, and design guidelines are presented. To verify the availability of the proposed circuit, experiment and simulation is carried out.

Keywords: ZVT, synchronous buck, PWM, portable system, soft-switching

1. 서 론

근래 들어 낮은 전압을 사용하는 전원장치에 대한 수요가 날로 증가하고 있는 추세이다. 랩탑 컴퓨터, 스마트폰과 같은 휴대용 전자장비 뿐만 아니라 미래의 각종 IC들에 있어 저전압 고효율 전원회로는 배터리의 효율적인 사용 측면에서 매우 중요하다. 저전압 직류 전원장치에서 낮은 전도손실(Conduction loss)은 매우 중요한 요인이며, 이에 적합한 싱크로너스 정류회로에 관한 연구가 최근 많이 이루어지고 있다.^[1-2] 싱크로너스 정류회로는 기존의 스위칭 레귤레이터에서 주로 사용되던 정류 다이오드 부분을 전도 저항이 훨씬 작은 MOSFET를 사용한 형태로 전력 변환효율을 크게 개선하는 효과가 있다. 그러나 출력전압과 입력전압간의 격차가 커질 경우, 낮은 듀티비로 인하여 스위칭 손실이 커지게 되므로 변환효율이 현저히 낮아지는 단점이 있다. 이러한 스위칭 손실을 줄이기 위해서는 소프트 스위칭 방식을 사용하는 것이 바람직하다.

소프트 스위칭 컨버터에는 기존의 공진형 컨버터(Resonant Converter)와 최근 들어 활발히 연구되고 있

는 천이형 컨버터(Transition Converter)로 분류할 수 있다. 공진형 컨버터는 공진방식에 따라 직렬 공진형과 병렬 공진형 컨버터가 있으며, PWM 컨버터의 스위칭 순간에 보조회로의 L과 C의 공진에 의해 소프트 스위칭 조건을 만드는 쿼지 공진형 컨버터(QRC)^[3-4], 그리고 공진에너지를 최소화한 PWM 방식의 부분 공진형 컨버터^[5] 등이 있다. 이와 같은 공진형 컨버터들은 스위칭 손실을 개선하여 높은 효율을 얻는 장점을 가지는 반면 공진 중에 발생하는 전류나 전압의 크기로 인하여 전도 손실이 커지는 문제점을 가지고 있으며 또한 비선형 특성으로 인하여 제어기의 설계가 어렵다는 단점을 가진다.

이러한 문제에 대한 대응책으로 공진형 컨버터의 장점과 기존 PWM 컨버터의 장점을 갖춘 천이형 컨버터에 대한 연구가 다수 이루어지고 있다.^[6-8] 천이형 컨버터의 동작은 전반적으로 기존 PWM 컨버터와 유사하며 단지 주 스위치와 다이오드의 스위칭 순간에만 소프트 스위칭이 이루어지도록 하는 방식으로 영전압 천이형(ZVT)과 영전류 천이형(ZCT), 그리고 영전류-영전압 천이형(ZCZVT)이 있다. 이러한 방식은 기존 PWM 컨버터와 같이 제어가 용이할 뿐만 아니라 소프트 스위칭으로 인한 스위칭 손실이 작기 때문에 고효율 전원 시스템에 매우 유리하다.

본 논문에서는 최근 급증하고 있는 휴대용 기기에 적합한 새로운 형태의 영전압 천이형 싱크로너스 벡 컨버터를 제안하였다. 본 논문에서 제안한 회로는 저전압 출

Paper number: TKPE-2012-17-4-7 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding author: elecchc@inje.ac.kr, Dept. of Electronic Intelligent Robot Eng., Inje University
Tel: +82-55-320-3552 Fax: +82-55-333-3261

¹ Dept. of Electronic Intelligent Robot Eng., Inje University
Manuscript received Apr. 17, 2012; accepted Jun. 7, 2012

력이 요구되는 장치에 적합한 싱크로너스 방식을 사용하였으며, 주회로 뿐만 아니라 보조회로에 사용된 스위치 역시 소프트 스위칭을 함으로써 전체적으로 높은 효율을 기대할 수 있는 형태이다. 따라서 높은 효율과 더불어 소형 경량화가 요구되는 휴대용 기기에 매우 유용하다.

본 논문에서는 제안된 회로의 동작원리와 보조회로의 설계방법을 체계적으로 기술하였으며 실험결과를 제시함으로써 제안된 회로의 유용성을 증명하였다.

2. 회로설명 및 동작원리

그림 1은 본 논문에서 제안된 새로운 ZVT 싱크로너스 벡 컨버터의 회로도이다. 제안된 회로는 PWM방식의 싱크로너스 벡 컨버터와 보조스위치 S_r , 보조인덕터 L_r , 그리고 보조커패시터 C_r 로 구성된 회로가 결합된 형태이다. 주 스위치 S_m 과 병렬로 연결되어있는 커패시터 C_s 는 공진 커패시터로써, 주 스위치 S_m 이 소프트 스위칭을 하도록 중요한 역할을 한다.

제안된 회로의 동작은 한 주기 동안 8개의 서로 다른 모드로 나뉘지며 그림 2에서는 각 모드 별 등가회로를 나타내었다. 동작모드 분석에 앞서 해석의 편의를 위해 다음을 가정한다.

- 모든 스위치는 이상적이다.
- 모든 동작은 정상 상태이며, V_s 와 V_o 는 일정하다.
- 출력 전류 I_o 는 일정하다.
- 모든 인덕터의 기생 파라미터는 무시한다.

Mode1 ($t_0 - t_1$):

$t = t_0$ 이전에는 프리휠링 다이오드가 주 인덕터 L_m 의 전류를 공급하고 있는 상태이며, 주 스위치 S_m 과 보조 스위치 S_r 은 모두 OFF 상태이다. 또한 커패시터 C_s 는 입력전압 V_s 로 충전되어 있다. 시간 $t = t_0$ 인 시점에 도달하면 S_d 는 턴-오프 하고 S_r 이 턴-온 된다. 이 시점부터 보조 인덕터 L_r 과 보조 커패시터 C_r 의 공진에 의해 전류 i_{L_r} 이 증가하기 시작하고 C_r 은 방전하기 시작한다. 이를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$L_r \frac{di_{L_r}(t)}{dt} = v_{C_r}(t) \quad (1)$$

$$-C_r \frac{dv_{C_r}(t)}{dt} = i_{L_r}(t) \quad (2)$$

위의 두 식으로부터 i_{L_r} 과 v_{C_r} 의 초기조건을 이용하면 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_1}{Z} \sin \omega_r t \quad (3)$$

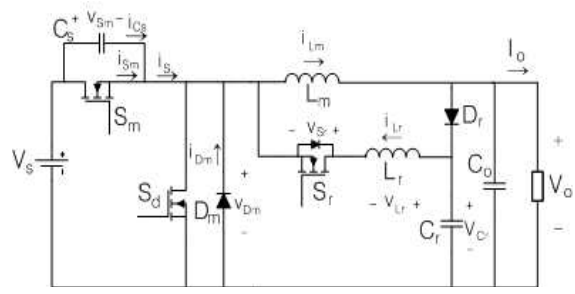


Fig. 1 The proposed ZVT synchronous buck converter

$$v_{C_r}(t) = V_1 \cos \omega_r t \quad (4)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \quad Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (5)$$

$$v_{C_r}(t) = v_{D_m}(t) + v_{S_r}(t) + v_{L_r}(t) \quad (6)$$

$$V_1 = v_{C_r}(t_0) \quad (7)$$

이 구간이 끝나는 시점에서 프리휠링 다이오드에 흐르는 전류는 0이 되고 보조 인덕터 전류 i_{L_r} 은 i_{L_m} 에 도달한다. 따라서 이 모드동안 걸리는 시간 $t_1 - t_0$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$t_{01} = t_1 - t_0 = \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1} \left(\frac{I_o Z}{V_1} \right) \quad (8)$$

Mode2 ($t_1 - t_2$):

t_1 이후인 모드 2에서는 계속적으로 전류 i_{L_r} 이 증가한다. 그리고 보조 커패시터 C_r 과 C_s 의 합성 커패시터인 C_e 와 L_r 이 서로 공진한다. t_1 이후부터 보조 인덕터에 흐르는 i_{L_r} 은 출력전류 I_o 보다 커지기 시작한다. 전류 i_{L_r} 은 초과된 만큼 주 스위치와 병렬로 연결되어 있는 커패시터 C_s 로 흐른다. 이때부터 C_s 는 방전하게 되며 주 스위치의 양단전압 v_{S_m} 이 감소하게 된다. 이러한 동작을 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$L_r \frac{di_{L_r}(t)}{dt} = v_{S_m}(t) + v_{C_r}(t) - V_s \quad (9)$$

$$-C_r \frac{dv_{C_r}(t)}{dt} = i_{L_r}(t) \quad (10)$$

$$-C_s \frac{dv_{S_m}(t)}{dt} = i_{L_r}(t) - I_o \quad (11)$$

위의 식으로부터 초기조건 $i_{L_r}(t_1) = I_o$ 와 $v_{S_m}(t_1) = V_s$, 그리고 $v_{C_r}(t_1) = V_2$ 를 이용하면 다음과 같이 정리할 수 있다.

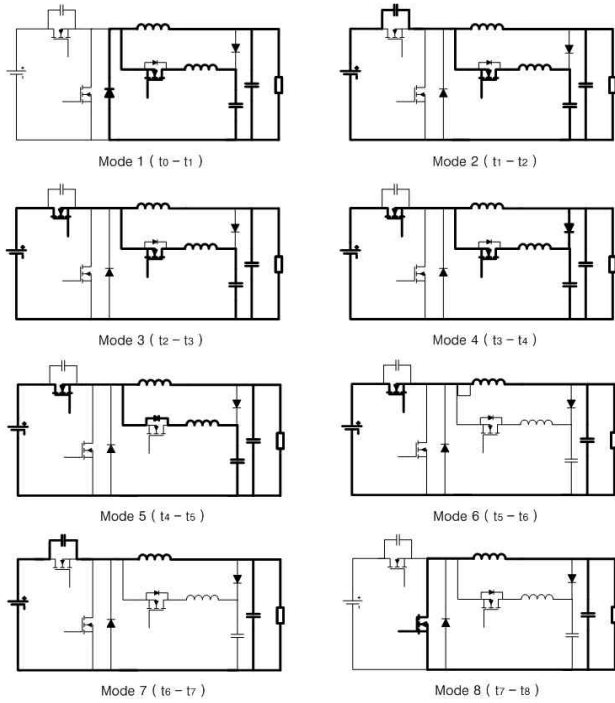


Fig. 2 Equivalent circuits for different operating intervals

$$i_{Lr}(t) = \frac{C_e}{C_s} I_o (1 - \cos \omega_e t) + I_o \cos \omega_e t + \frac{V_2}{Z_c} \sin \omega_e t \quad (12)$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{C_e}{C_s} V_2 (1 - \cos \omega_e t) + V_2 \cos \omega_e t - \frac{I_o}{C_r \omega_e} \sin \omega_e t - \frac{I_o}{C_r + C_s} t + \frac{I_o \sin \omega_e t}{(C_r + C_s) \omega_e} \quad (13)$$

$$v_{Sm}(t) = \frac{I_o}{C_r + C_s} t - \frac{I_o \sin \omega_e t}{\omega_e (C_r + C_s)} + \frac{C_e}{C_r} V_s (1 - \cos \omega_e t) + V_s \cos \omega_e t + \frac{C_e}{C_s} (V_s - V_2) (1 - \cos \omega_e t) \quad (14)$$

여기서,

$$C_e = C_r // C_s \quad (15)$$

$$\omega_e = \frac{1}{\sqrt{L_r C_e}}, \quad Z_c = \sqrt{\frac{L_r}{C_e}} \quad (16)$$

이 모드의 끝은 주 스위치의 양단 전압 v_{Sm} 이 0으로 떨어지는 시점이며, 가장 이상적일 때는 i_{Lr} 이 최대치에 도달했을 때이다. 이 때 주 스위치 S_m 을 턴-온 함으로써 ZVT 조건을 만족하게 된다. 따라서 이 모드동안 걸리는 시간 $t_2 - t_1$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$t_{12} = t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_e} \sin^{-1} \left(\frac{(i_{Lr}(t_2) - I_o) Z_c}{V_2} \right) \quad (17)$$

Mode3 ($t_2 - t_3$):

모드 2의 끝에서 ($t = t_2$) 출력전류 I_o 를 초과한 i_{Lr} 에 의하여 C_s 양단전압은 0으로 떨어지며 이 순간, 주 스위치 S_m 을 턴-온하면 모드 3이 시작된다. 이때부터 메인 전류 i_{Sm} 은 S_m 으로 흐르기 시작하고, i_{Sm} 은 증가하기 시작한다. 이를 수식으로 표현하면 모드 2에서 C_s 부분이 빠진 형태이고, 초기조건 $i_{Lr}(t_2) = i_{Lr, \max}$ 와 $v_{Cr}(t_2) = V_3$ 를 이용하여 정리하면 다음과 같이 표현된다.

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr, \max} \cos \omega_r t - \frac{(V_s - V_3)}{Z_r} \sin \omega_r t \quad (18)$$

$$v_{Cr}(t) = V_3 \cos \omega_r t - Z_r i_{Lr, \max} \sin \omega_r t + V_s (1 - \cos \omega_r t) \quad (19)$$

여기서 ω_r 과 Z_r 은 모드 1에서와 동일하다. 모드 3의 시간동안 보조 전류 i_{Lr} 은 감소하고 메인 전류 i_{Sm} 은 증가한다. 이 모드의 끝에서 i_{Lr} 은 다시 i_{Lm} 에 도달하고, i_{Sm} 은 0까지 증가한다. 이를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$t_{23} = t_3 - t_2 \quad (20)$$

$$= -\frac{1}{\omega_r} \left(\sin^{-1} \frac{I_o}{\sqrt{\left(\frac{V_3 - V_s}{Z_r}\right)^2 + i_{Lr, \max}^2}} - \tan^{-1} \frac{i_{Lr, \max} Z_r}{V_3 - V_s} \right)$$

Mode4 ($t_3 - t_4$):

이제 i_{Sm} 은 0에서부터 i_{Lm} 까지 선형적으로 증가하고, i_{Lr} 은 i_{Lm} 에서 0까지 선형적으로 하강한다. 이 모드에서 C_r 은 D_r 에 의해 출력 전압 V_o 까지 방전하도록 제한되고 모드가 끝날 때까지 출력 전압 V_o 에서 동작한다. 이를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$V_s = V_o - L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} \quad (21)$$

이를 초기조건 $i_{Lr}(t_3) = I_o$ 를 이용하여 다시 표현하면 다음과 같다.

$$i_{Lr}(t) = -\frac{V_s - V_o}{L_r} t + I_o \quad (22)$$

따라서 이 구간동안 소요되는 시간은 다음과 같이 유도된다.

$$t_{34} = t_4 - t_3 = \frac{I_o L_r}{V_s - V_o} \quad (23)$$

Mode5 ($t_4 - t_5$):

$t = t_4$ 부터 메인 전류 i_{Sm} 은 I_o 보다 커지기 시작하고 보조 스위치 S_r 은 턴-오프 된다. 메인 전류가 I_o 를 초과한 양만큼 보조 스위치 S_r 의 바디 다이오드를 통해 전류 i_{Lr} 이 극성을 전환하여 흐르기 시작하고 보조 인덕터 L_r 과 C_r 이 서로 공진한다. 또한 시간 t_4 부터 보조 커패시터 C_r 은 충전하기 시작한다. 이를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} = V_s - v_{Cr}(t) \quad (24)$$

$$C_r \frac{dv_{Cr}(t)}{dt} = i_{Lr}(t) \quad (25)$$

$$i_{Sm}(t) = I_o + i_{Lr}(t) \quad (26)$$

이를 초기조건 $i_{Lr}(t_4) = 0$ 와 $v_{Cr}(t_4) = V_o$ 를 이용하여 정리하면 다음과 같이 유도된다.

$$v_{Cr}(t) = V_o \cos w_r t + V_s (1 - \cos w_r t) \quad (27)$$

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_s - V_o}{Z_r} \sin w_r t \quad (28)$$

$$i_{Sm}(t) = \frac{V_s - V_o}{Z_r} \sin w_r t + I_o \quad (29)$$

여기서 w_r 과 Z_r 은 모드 1과 동일하다. $t = t_5$ 에서 C_r 은 충전을 멈추게 되고 $v_{Cr}(t) = V_s + v_{Sr}(t) + v_{Lr}(t)$ 까지 충전한다. 이를 바탕으로 모드 5의 동작시간은 다음과 같이 구해진다.

$$t_{45} = t_5 - t_4 = \frac{\pi}{w_r} \quad (30)$$

Mode6 ($t_5 - t_6$):

모드 6은 공진현상 없이 기존 PWM 벡 컨버터의 Powering mode와 동일한 동작을 한다. 이 모드의 끝인 $t = t_6$ 에서 주 스위치 S_m 은 턴-오프 된다.

Mode7 ($t_6 - t_7$):

$t = t_6$ 에서 주 스위치 S_m 은 ZCT 조건에서 턴-오프한다. 이 때, i_{Sm} 은 주 스위치 S_m 과 병렬로 연결된 커패시터 C_s 로 흐르게 되며, v_{Sm} 을 0에서부터 V_s 까지 선형적으로 증가시킨다. 즉, C_s 는 V_s 만큼 충전한다. 이를 수식으로 표현하면,

Fig. 3 Theoretical waveforms of ZVT synchronous buck converter

$$C_s \frac{dv_{Sm}(t)}{dt} = I_o \quad (31)$$

$$v_{Sm}(t) = \frac{1}{C_s} I_o t \quad (32)$$

로 표현되며, 이 구간동안 걸리는 시간은 아래와 같다.

$$t_{67} = t_7 - t_6 = \frac{C_s V_s}{I_o} \quad (33)$$

Mode8 ($t_7 - t_8$):

모드 8은 기존 벡 컨버터의 프리휠링 모드와 동일하다. 이 모드에서 S_d 가 턴-온 되고 보조 스위치 S_r 이 턴-온 될 때까지 동작한다.

$$i_{Dm}(t) = I_o \quad (34)$$

지금까지 제안된 ZVT 싱크로너스 벡 컨버터의 구간별 동작을 설명과 함께 수식으로 증명하였다. 앞서 언급

한 구간별 동작에 대한 전체 동작 파형을 그림 3에 나타내었다. 파형으로부터 알 수 있듯이, 제안된 회로의 동작은 기존의 PWM 벡 컨버터와 유사하다. 단지 짧은 순간의 보조 전류에 의해서 주 스위치의 소프트 스위칭이 이루어진다. 이로써 보조회로에 의한 추가적인 손실을 줄일 수 있다. 또한 주 인덕터 L_m 과 병렬로 보조회로를 연결함으로써 전압과 전류의 스트레스를 낮추었다.

제안된 회로가 가지는 큰 장점은 주 스위치 S_m 의 소프트 스위칭뿐만 아니라, 회로의 모든 스위치 또한 소프트 스위칭 조건에서 동작한다는 것이다.

3. 보조회로 설계 방법

본 논문에서 제안된 싱크로너스 벡 컨버터의 동작은 기존 PWM 벡 컨버터와 크게 다르지 않기 때문에 주 회로상의 L_m 과 C_o 의 값들은 기존 벡 컨버터의 설계방식을 따른다.

3.1 보조 인덕터(L_r) 설계방법

보조회로의 L_r 은 주 인덕터 L_m 에 흐르는 i_{Lm} 에 전류 루프를 추가하여 싱크로너스 스위치의 전류 기울기를 조절한다. 보조 스위치 S_r 이 턴-온 되면, S_d 를 통해 흐르던 i_{Lm} 이 L_r 을 통하여 선형적으로 전환된다. 따라서 S_d 의 턴-오프 시간은 보조 인덕터 L_r 의 크기에 따라 결정된다. L_r 의 크기가 커질수록 방전하는데 오랜 시간이 걸리고 보조회로에서의 전도손실이 증가하게 된다. 그러므로 본 논문에서는 전류 i_{Lr} 이 최대치까지 상승하는 시간을 대략 환류 다이오드 역회복 시간의 3배를 확보할 수 있도록 선정하였다. 따라서 보조 인덕터 L_r 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$L_r = \frac{3V_s t_{rr}}{I_o} \quad (35)$$

t_{rr} 이 빠를수록 싱크로너스 스위치와 보조 스위치에서의 스트레스 크기가 줄어들어, 높은 변환효율을 기대할 수 있다. 하지만 L_r 값이 과도하게 크면 S_r 의 전도 손실뿐만 아니라 i_{Lr} 이 I_o 보다 높게 상승하지 못하므로 소프트 스위칭 조건을 만족시키지 못한다. 따라서 i_{Lr} 이 I_o 보다 높이 상승하기 위해서는 L_r 값이 작을수록 좋다.

3.2 보조 커패시터(C_r) 설계방법

보조 커패시터 C_r 은 보조 다이오드 D_r 에 의해 출력 전압 V_o 까지 방전하도록 제한되고 이후에 L_r 과의 공진으로 인하여 다시 충전된다. 이 때의 충전시간을 이용하면 C_r 값을 선정할 수 있다. 본 논문에서는 C_r 의 충전시간을 보조 스위치 바디 다이오드 역회복 시간의 14배

이내가 되도록 선정한다. 따라서 식 (30)으로부터 C_r 은 다음과 같이 유도된다.

$$C_r = \frac{1}{L_r} \left(\frac{14t_{rr}}{\pi} \right)^2 \quad (36)$$

3.3 공진 커패시터(C_s) 설계방법

공진 커패시터 C_s 의 실질적인 값은 주 스위치 MOSFET의 커패시터와 외부에서 병렬로 연결한 커패시터의 합과 같다. C_s 값은 V_{Sm} 의 전압 상승 기울기 (dv/dt)를 제한하여 S_m 의 턴-오프 순간에 스위칭 손실을 줄이게 되지만 값이 과도하게 크면 모드 2의 공진기간이 길어져 보조회로의 전도손실이 증가하게 된다. 식 (12)로부터 Sin파의 형상을 가지는 i_{Lr} 의 최대치는 $\omega_r = \pi/2$ 로 설정되며 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$i_{Lr}(t) = I_o + \frac{V_2 \sqrt{C_s}}{\sqrt{L_r}} \quad (37)$$

위 수식에서 전류 i_{Lr} 의 최대치가 $1.5I_o$ 를 초과하지 않도록 설정하고 V_2 는 대략 $V_s + 2V_o$ 로 선정하여 식 (37)을 정리하면 다음과 같다.

$$C_s = L_r \left(\frac{I_o/2}{V_s + 2V_o} \right)^2 \quad (38)$$

3.4 다이오드의 선정

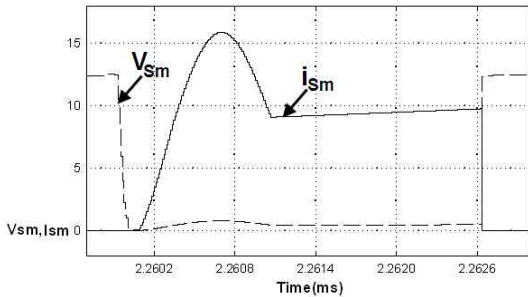
본 논문에서 제안된 회로는 주 스위치와 싱크로너스 스위치뿐만 아니라 보조 스위치도 소프트 스위칭을 하기 때문에 다이오드의 역회복 시간(t_{rr})에 크게 고려하지 않아도 된다. 보조회로가 출력 전력에 영향을 끼치지 않지만, 보조스위치의 스위칭 기간이 길수록 전도손실이 증가하여 전체 변환효율을 낮출 수 있다는 단점이 있다. 이같이 다이오드의 t_{rr} 이 느릴수록 보조 스위치의 전도시간이 길어져 손실을 증가시킨다. 따라서 t_{rr} 이 빠른 다이오드일수록 스위칭 전이 비중이 짧아져 전도손실을 줄일 수 있기 때문에 본 논문에서는 t_{rr} 이 70nS이내인 것으로 선정하였다. 또한 보조회로의 다이오드 D_r 은 C_r 이 출력전압 V_o 까지만 방전하도록 제한하는 역할을 할 뿐만 아니라 인덕터의 에너지가 0이 된 후, L_r 과 C_r 의 공진으로 인하여 C_r 이 충전할 때 전류가 출력 커패시터로 흐르는 것을 방지한다.

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

새롭게 제안된 ZVT 싱크로너스 벡 컨버터의 동작을 증명하기 위하여, 입력전압 $V_s = 12V$, 출력전압 $V_o = 3.3V$ 의 27W급 컨버터를 제작하여 실험하였다. 스위

Table 1 Components used in the circuit

Component	Device
Main switch(S_m)	IRF1312
Auxiliary switch(S_r)	IRF1010E
Synchronous switch(S_d)	IRF1010E
Diode(D_m, D_r)	MBR60L45CTG
Main inductor(L_m)	20uH
Auxiliary inductor(L_r)	300nH
Resonant capacitor(C_s)	5.6nF
Auxiliary capacitor(C_r)	220nF
Output capacitor(C_o)	220uF



(a)

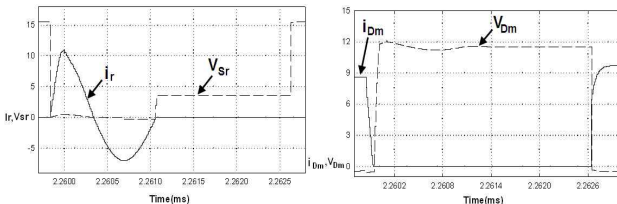


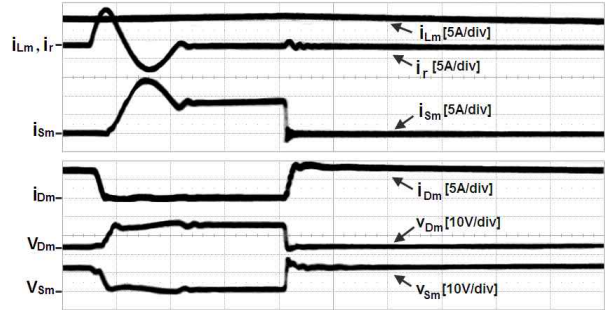
Fig. 4 Simulation result waveforms

칭 주파수는 $f_s = 100\text{KHz}$ 로 하였으며 실험에 사용된 부품은 표 1에 나타내었다.

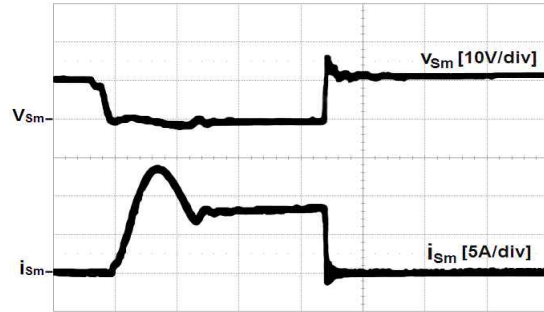
스위치의 동작을 위한 전류 드라이버 IC로는 TelCom사의 TC4422를 사용하였다. 회로의 동작 중에 MOSFET의 바디 다이오드가 사용되는 보조스위치와 싱크로너스 스위치는 70nS의 역회복 시간을 가지는 IRF1010E를 사용하였다. 본 논문에서는 제안된 회로의 동작을 시뮬레이션과 실제 실험결과로 증명하였다.

그림 4는 각 스위치에서의 소프트 스위칭 동작을 시뮬레이션을 통해 도출한 결과이다. 그림 4의 (a), (b), (c)는 각 스위치에서의 소프트 스위칭 동작을 나타낸다. 앞서 언급했듯이, 본 논문에서 제안된 컨버터의 장점은 주 스위치 뿐만 아니라 모든 스위치에서 소프트 스위칭이 이루어진다는 것이다.

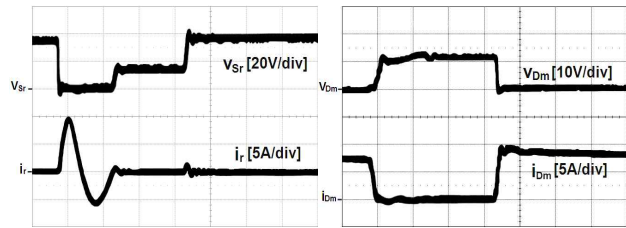
그림 5는 실제 실험한 결과파형이다. 그림 5(a)는 전체적인 동작 파형을 나타내며, 그림 3과 유사한 형태를



(a) Time : 1uS/div



(b) Time : 1uS/div



(c) Time : 1uS/div

(d) Time : 1uS/div

Fig. 5 Soft-Switching experimental result waveforms

Fig. 6 Efficiency comparison between conventional and proposed converter

보인다. 각 스위치에서의 소프트 스위칭 결과 또한 시뮬레이션 결과와 동일한 형태를 보이고 있으며, 실제 실험 결과 역시 각각의 모든 스위치에서 소프트 스위칭이 이루어지는 것을 확인할 수 있다.

이들 결과 파형으로부터, 제안된 회로의 동작이 앞서

언급한 이론적인 분석과 일치함을 알 수 있다. 또한 그림 5(d)의 결과로부터, 싱크로너스 스위치 S_d 는 턴-온과 턴-오프 시에 ZVT 조건을 만족하므로 다이오드 역회복 문제가 상당히 줄어든다. 이는 보조 인덕터 L_r 에 의하여 전류 i_{Dm} 의 기울기가 제한되기 때문에 얻게 되는 이점이다. 그림 6은 본 논문에서 제안한 회로의 우수성을 증명하기 위하여 출력 전력이 따른 변환효율을 측정 한 결과이다. 그림 6을 통하여 제안된 회로가 기존의 컨버터에 비해 고효율 출력을 갖는다는 것을 알 수 있다. 따라서 제안된 벡 컨버터는 높은 효율과 저전압을 사용하는 휴대용 기기에 매우 유용하다고 할 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 공진형 컨버터와 기존 PWM 컨버터의 장점을 모두 갖추고 저전압 출력이 요구되는 장치에 적합한 새로운 형태의 영전압 천이형 싱크로너스 벡 컨버터를 제안하였다. 제안한 회로는 기존 PWM 컨버터의 동작과 유사하여 제어가 용이하고 스위칭 순간에만 소프트 스위칭이 이루어지기 때문에 스위칭 시에 발생하는 손실을 최소화 할 수 있다. 또한 주회로 뿐만 아니라 보조회로에 사용된 스위치 역시 소프트 스위칭을 함으로써 부가적인 손실이 발생하지 않는다.

본 논문에서는 제안한 회로의 동작원리 및 보조회로의 설계방법에 대하여 자세히 기술하였다. 또한, 설계방법에 근거하여 3.3V의 출력전압을 가지는 100KHz, 27W급 싱크로너스 벡 컨버터를 설계하여 실험 결과를 제시하였으며, 이를 기존의 컨버터들과 비교함으로써 제안한 회로의 유용성을 입증하였다.

참 고 문 헌

- [1] M. D. Mulligan, B. Broach, and T. H. Lee, "constant frequency method for improving light-load efficiency in synchronous buck converters," *IEEE Power Electronics Letters*, Vol. 3, No. 1, pp. 24 - 29, Mar. 2005.
- [2] A. K. Panda, Hari N. P, Bibhu P. Panigrahi, L. Moharana, "A zero voltage transition synchronous buck converter with an active auxiliary circuit," *DSP Journal*, Vol. 9, pp. 41-47, June 2009.
- [3] K. H. Liu, R. Oruganti, F. C. Lee, "Quasi-resonant converters-Topologies and characteristics," *IEEE Trans. on Power Electron*, Vol. 2, pp. 62-71, 1987.
- [4] I. Barbi, J. C. Bolacell, D. C. Martins and F. B. Libano, "Buck Quasi-Resonant Converter Operating at Constant Frequency: Analysis, Design and Experimentation," *IEEE Trans. on Power Electron*, Vol. 5, No. 3, pp. 276-283, July 1990.
- [5] Dong-Yun Lee, Eui-Sung Kim, Dong-Seok Hyun and Ick Choy, "An Improved ZVS Partial Series Resonant

DC/DC Converter with Low Conduction Losses," *26th Annual Conference of the IEEE*, Vol. 1, pp. 326-331, 2000.

- [6] Guichao Hua, Ching-Shan Leu, and Fred C. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters," *IEEE Trans. Power Electron*, Vol. 9, No. 2, pp. 213-219, Mar. 1994.
- [7] G. Hua, X. Yang, Y. Jiang, F. C. Lee, "Novel Zero-Current-Transition PWM Converter," *IEEE Trans. Power Electron*, Vol. 9, No. 6, pp. 601-606, 1994.
- [8] H. Bodur, A. F. Bakan, "A New ZVT-ZCT-PWM DC-DC Converter," *IEEE Trans. Power Electron*, Vol. 19, No. 3, pp. 676-684, May 2004.



김낙윤(金樂允)

1988년 1월 4일생. 2006년~현재 인제대 전자지능로봇공학과 학부과정.



최현철(崔鉉七)

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