

New Bidirectional ZVS PWM Sepic/Zeta DC-DC Converter

金仁東[†] · 彭盛煥^{*} · 朴成大^{**} · 魯義哲^{***} · 安珍雨[§]

(In-Dong Kim · Seong-Hwan Paeng · Sung-Dae Park · Eui-Cheol Nho · Jin-Woo Ahn)

Abstract - Bidirectional DC-DC converters allow transfer of power between two dc sources, in either direction. Due to their ability to reverse the direction of flow of power, they are being increasingly used in many applications such as battery charger/dischargers, dc uninterruptible power supplies, electrical vehicle motor drives, aerospace power systems, telecom power supplies, etc. This paper proposes a new bidirectional Sepic/Zeta converter. It has low switching loss and low conduction loss due to auxiliary communicated circuit and synchronous rectifier operation, respectively. Because of positive and buck/boost-like DC voltage transfer function($M=D/1-D$), the proposed converter is very desirable for use in distributed power system. The proposed converter also has both transformer-less version and transformer one.

Key Words : Bidirectional Converter, Sepic/Zeta, DC-DC Converter, ZVS(Zero Voltage Switching)

1. 서 론

양방향 DC-DC 컨버터(Bidirectional DC-DC converter)는 그림 1과 같이 두 개의 전원 사이에 양방향으로 전력의 흐름을 허용하는 컨버터이다. 이와 같은 DC-DC 컨버터는 대개의 경우 컨버터 양단의 전원 전압의 극성은 변하지 않고 그대로 유지하면서, 양방향으로 전력의 흐름을 제어하기 위해 전류의 방향을 양방향으로 제어한다. 최근 양방향 DC-DC 컨버터를 필요로 하는 응용분야는 점점 증가하고 있으며 현재 주로 사용되는 응용 분야는 배터리 충전기(Battery charger/discharger) [1-2], dc UPS (dc uninterruptible power supply)[3], 인공위성 전력시스템(Aerospace power systems)[4], 전기자동차용 전동기 드라이브(motor drives)[5] 등이다.

배터리 충전기에서의 양방향 DC-DC 컨버터는 충전 경우에는 배터리의 충전전압과 충전전류를 제어해야 하며, 충전된 배터리 에너지를 이용할 경우에는 출력전압을 원하는 값으로 제어해야 한다.

이러한 경우에 단방향 컨버터로만 구현할 시 각 방향으로 한 개씩의 단방향 DC-DC 컨버터가 필요하므로 두 개의 컨버터가 필요하나, 참고문헌 [1-2]에서처럼 양방향 DC-DC 컨버터를 사용할 경우 시스템을 단순화시킬 수 있어 시스템의 크기와 부피를 줄일 수 있다.

정전이나 새그/스웰(Sag/Swell)등과 같은 불량 전원에 대

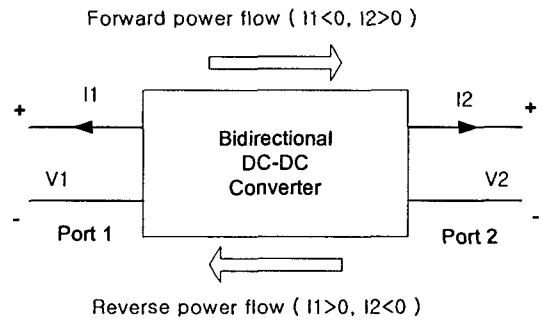


그림 1 양방향 DC-DC 컨버터
Fig. 1 Bidirectional DC-DC converter

비하여 의료 기기나 컴퓨터 설비와 같은 정밀 전기 기기의 전원 품질을 확보하기 위해 지금까지 주로 ac UPS를 사용하여 왔다. ac UPS는 AC 전원에서부터 전원을 공급받아 다시 전력품질이 향상된 AC 전압을 출력한다. 전기 기기는 ac UPS로부터의 전압을 공급받아 기기 내의 SMPS를 통해 DC 제어 전원으로 변환한 후 부하에 공급한다. 전원부를 이와 같이 구성할 시 부피가 크고 효율이 나쁘며 비용이 많이 드는 문제점이 있다. 이와 같은 문제점을 해결하기 위해 참고문헌 [3]에서처럼 UPS와 SMPS를 결합한 dc UPS가 여러 논문에서 보고되었다. 이와 같은 dc UPS의 경우 DC 버스와 배터리를 인터페이스하기 위해 양방향으로 전력흐름이 가능한 양방향 Buck/Boost DC-DC 컨버터를 사용한다.

또한 인공위성의 전력시스템은 대개 태양전지를 통해 태양에너지를 공급받아 부하에 사용한다. 이와 같은 전력 시스템에 있어서 태양전지는 직접 공통버스에 연결되며, 배터리는 배터리 충전기(Battery charger/discharger)를 통해 공통 버스에 연결되어 있다. 공통버스의 전압제어는 배터리 충전기를 통한 배터리의 전력흐름제어를 통해 제어한다. 이와 같이 인공위성의 전력시스템도 참고문헌 [4]에서처럼 역시

† 교신저자, 正會員 : 釜慶大學校 電氣 · 制御工學部 教授
E-mail : idkim@pknu.ac.kr

* 正會員 : 三星重工業 技術研究所 研究員

** 學生會員 : 釜慶大學校 電氣工學科 碩士課程

*** 正會員 : 釜慶大學校 電氣 · 制御工學部 教授

§ 正會員 : 慶星大學校 電氣電子메카트로닉스工學部 教授
接受日字 : 2006年 8月 7日
最終完了 : 2006年 12月 5日

배터리 충전기 구현을 위해 양방향 DC-DC 컨버터를 필요로 한다.

뿐만 아니라 전기자동차에서의 Axial-Flux PM 드라이브와 DC 드라이브 구성 시 역시 양방향 DC-DC 컨버터를 필요로 한다. 참고문헌 [5]에서처럼 전기자동차에서 구동전동기로 Axial-Flux PM 전동기를 사용할 때 높은 속도범위에서 전류맥동을 허용치 이하로 유지하기 위해 DC 링크 전압을 증가시킬 필요가 있다. 물론 제동 시 운동에너지를 배터리로 회생시키고, 역행 시 다시 이용하기 위해 양방향으로 전력제어가 가능한 Buck-Boost DC-DC 컨버터를 사용한 다.

위에서의 여러 경우처럼 시스템의 단순화, 경량화, 효율향상, 성능향상을 위해 양방향으로 전력제어가 가능한 DC-DC 컨버터가 필요하며, 지금까지 제안된 양방향 DC-DC 컨버터를 열거하면,

- (1) Bidirectional buck/boost DC-DC converter[4],
- (2) Bidirectional quasi-resonant DC-DC converter[6],
- (3) Bidirectional buck-boost DC-DC converter[5],
- (4) Bidirectional Cuk DC-DC converter[7],[11],
- (5) Bidirectional flyback DC-DC converter[8],
- (6) Bidirectional half bridge DC-DC converter[1-2],
- (7) Bidirectional full-bridge DC-DC converter[9] 등이다.

표 1 각종 양방향 DC/DC 컨버터의 특성 비교
Table 1 CHARACTERISTICS COMPARISON OF VARIOUS BIDIRECTIONAL DC-DC CONVERTERS

양방향 컨버터 종류	DC 변환비	제어 방식	스위칭 소자수	소자 스트레 스	입출력 전기 절연	응용분야
Buck/Boost 컨버터	D	PWM	2	소	불가능	dc UPS
Buck-Boost 컨버터	D/(1-D)	PWM	4	소	불가능	Electric Vehicle
Flyback 컨버터	aD/(1-D)	PWM	2	대	가능	저전력 dc UPS
하프브리지 컨버터	aD/2	PWM	4	중	가능	저전력 응용
풀브리지 컨버터	aD	PWM	8	중	가능	대전력 응용
Sepic/Zeta 컨버터	aD/(1-D)	PWM	2	중	가능	저전력 응용 (수kw 이하)

D : 듀티사이클, a : 권선비(N2/N1), DC 변환비: Vo/Vi

이들 컨버터는 표 1과 같이 각각 장단점을 지니고 있으며, 적절한 응용에 사용되고 있다. 그러나 Sepic 컨버터와 Zeta 컨버터로 구성된 양방향 Sepic/Zeta 컨버터는 지금까지 충분히 연구되지 않았다[10-12]. 따라서 본 논문은 양방향으로 전력전달이 가능한 새로운 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta 컨버터를 제안한다. 제안한 컨버터는 ZVS 스위칭(Zero Voltage Switching)과 동기정류기(Synchronous rectifier) 동작에 의해 저 스위칭 손실과 저도통손의 특징을 지니고 있

다. 또한 PWM제어 가능한 컨버터로서 입력과 출력 전압의 극성이 같은 비반전 컨버터의 특징을 지니며, DC 전압의 전달 함수가 양방향으로 동일하게 $M = D/(1 - D)$ 이다. 변압기 버전 (Transformer version)이 존재하므로 입력과 출력 사이에 전기적 절연을 필요로 하는 실제 응용에 유효하게 사용할 수 있다.

2. 새로운 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta DC-DC컨버터

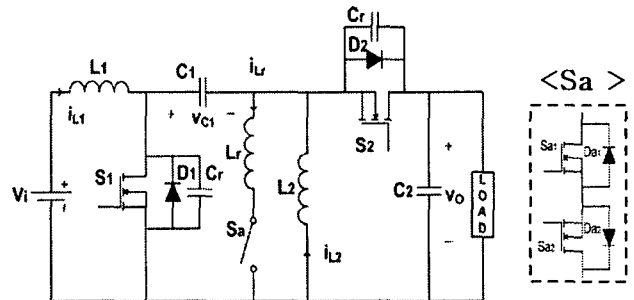


그림 2 제안한 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta DC-DC 컨버터
Fig. 2 Proposed bidirectional ZVS PWM Sepic/Zeta DC-DC converter

그림 2는 본 논문에서 제안한 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta 컨버터이다. 이 컨버터는 ZVS 소프트 스위칭을 위해 L_r 와 C_r 와 양방향 스위치 S_2 로 구성된 보조 공진 폴 회로(Auxiliary Resonant Commutated Pole Circuit : ARCPC)를 사용하고 있다[13]. 전력의 흐름이 V_i 에서 V_o 로의 방향인 즉 순방향인 경우 L_1 과 L_2 에는 양의 전류가 흐르며, 작동 스위치는 S_1 과 D_2 이다. 이때의 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta 컨버터 동작은 기존의 하드 스위칭 Sepic 컨버터의 동작과 유사하다. ARCPC를 이용한 ZVS 양방향 컨버터의 동작 파형은 그림 3(a)과 같으며 상세한 작동 모드($M_1 \sim M_8$)는 그림 4(a)와 같다. 또한 전력흐름이 역방향인 경우 즉 V_o 에서 V_i 로의 방향인 경우, L_1 과 L_2 에는 음의 전류가 흐르며, 작동 스위치는 S_2 와 D_1 이다. 이때의 동작은 기존의 하드 스위칭 Zeta 컨버터의 동작과 유사하며, 이때의 ARCPC를 이용한 ZVS 양방향 컨버터의 동작파형은 그림 3(b)와 같으며 상세한 작동 모드는 그림 4(b)와 같다. 그림 4(a)의 순방향 전력 전달시(Sepic 모드 동작)의 상세한 모드설명은 다음과 같은 가정 하에서 설명하겠다.

- ① L_1 과 L_2 의 전류는 연속적이다.
- ② L_1 과 L_2 의 값은 같다.
- ③ C_1 의 전압은 V_i 와 같다.
- ④ S_1 , S_2 와 각각 병렬로 연결된 커패시터 C_{r1} , C_{r2} 는 서로 같으며 커패시턴스는 C_r 이다.

(1) 모드 1 (M_1)

S_1 은 오프 되어 있고 S_2 가 온되어 있는 상황에서 S_{11} 을 턴 온 함으로써 모드 1이 시작된다. 모드 1동안 L_1 과 L_2 에 흐르는 전류 i_{L1} 과 i_{L2} 는

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{-V_o}{L_1} \tag{1}$$

의 기울기로 감소한다. 한편, L_r 의 전류 i_{Lr} 은

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = \frac{V_o}{L_r} \quad (2)$$

의 기울기로 선형적으로 증가함에 따라 S_{a1} 스위치에 ZCS 스위칭을 가능하게 한다. i_{Lr} 이 영(0)에서 $i_{L1} + i_{L2}$ 값으로 증가함에 따라 다이오드 D_2 의 전류는 $i_{L1} + i_{L2}$ 의 값에서 영(0)으로 감소한다. D_2 의 전류 값이 영(0)이 되었을 때, 이미 S_2 이 턴오프 되어 있으면 바로 다음 모드 2가 시작되지만, 그렇지 않으면 S_2 이 턴오프 됨에 따라 모드 2가 시작된다.

(2) 모드 2 (M₂)

S_2 와 다이오드 D_2 가 턴오프 됨에 따라 L_1 , D_1 , D_2 에 병렬로 연결된 C_2 은 공진하며 S_2 의 전압은 사인파와 같이 증가하면 S_1 은 반대로 감소한다. 이 때 S_2 와 D_2 는 ZVS 턴오프 동작을 하게 된다. D_1 에 병렬로 연결된 C_1 의 전압이 영(0)이 되며, D_2 에 병렬로 연결된 C_2 의 전압이 $V_i + V_o$ 가 됨에 따라 D_1 은 도통하게 되고 다음 모드 3이 시작된다.

(3) 모드 3 (M₃)

D_1 이 턴온 함에 따라 L_r 의 전류는 D_1 과 C_1 으로 흐르며

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = \frac{-V_i}{L_r} \quad (3)$$

의 기울기로 감소한다. 이 모드에서 S_1 을 턴온 함에 따라 S_1 에 ZVS 턴온을 가능하게 된다.

(4) 모드 4 (M₄)

L_r 의 전류가 영(0)이 됨에 따라 모드 4가 시작되며 모드 4는 ARCPD를 사용하지 않은 하드 스위칭 Sepic/Zeta 컨버터에서 L_1 , L_2 로의 에너지충전 모드(즉 역행모드)와 같다.

(5) 모드 5 (M₅)

S_{a2} 를 턴온 함에 따라 모드 5가 시작되며 이때, L_r 에 흐르는 전류 i_{Lr} 은

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = \frac{-V_i}{L_r} \quad (4)$$

의 기울기로 음의 방향으로 영에서부터 증가하며, i_{Lr} 의 전류가 사전에 설정된 특정한 값에 도달하면 S_1 을 턴오프함에 따라 다음 모드 6이 시작된다.

(6) 모드 6 (M₆)

모드 6에서 L_r 에 흐르는 음의 전류와 L_1 과 L_2 에 흐르는 전류는 C_{r1} 을 충전하고 C_{r2} 를 방전하게 한다. 이에 따라 S_1 은 ZVS 턴오프가 가능하게 된다. C_{r2} 의 전압이 영(0)이 됨에 따라 다이오드 D_2 가 턴온하며 모드 7이 시작된다.

(7) 모드 7 (M₇)

모드 7동안 L_1 , L_2 , L_r 의 전류는 D_2 로 흐르게 되며 L_r 의 전류는

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = \frac{V_o}{L_r} \quad (5)$$

의 기울기로 영의 값으로 감소한다.

(8) 모드 8 (M₈)

L_r 의 전류 i_{Lr} 이 영(0)이 될 때 모드 8이 시작된다. 이 모드의 시작부분에서 S_{a2} 를 턴오프 한다. 이 모드는 하드 스위칭 Sepic/Zeta 컨버터에서 L_1 , L_r 에서의 에너지 방전모드(즉

프리 휘일링 모드)에 대응한다. 이 모드의 끝에서 S_{a1} 을 턴온함에 따라 다음 사이클이 시작된다.

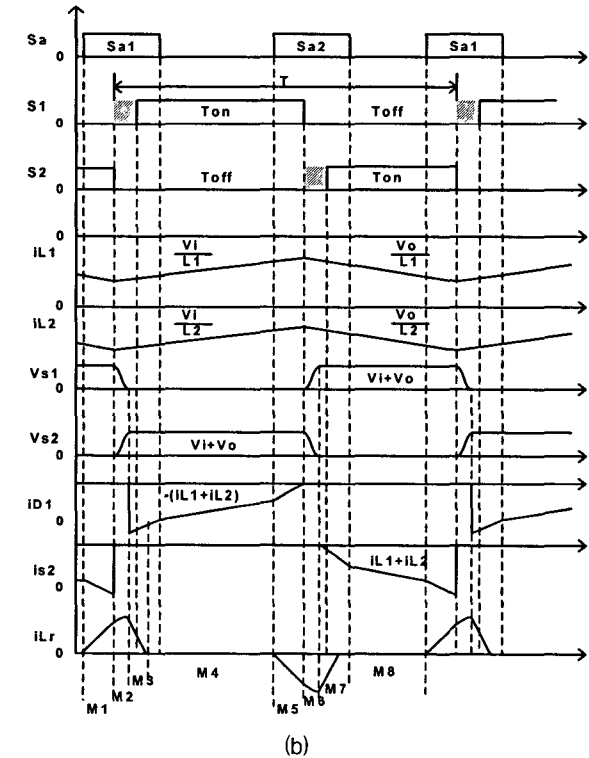
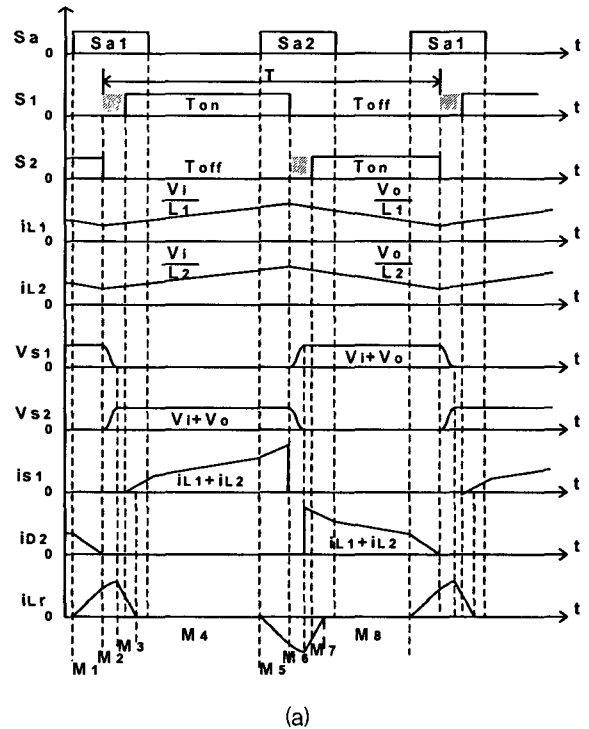
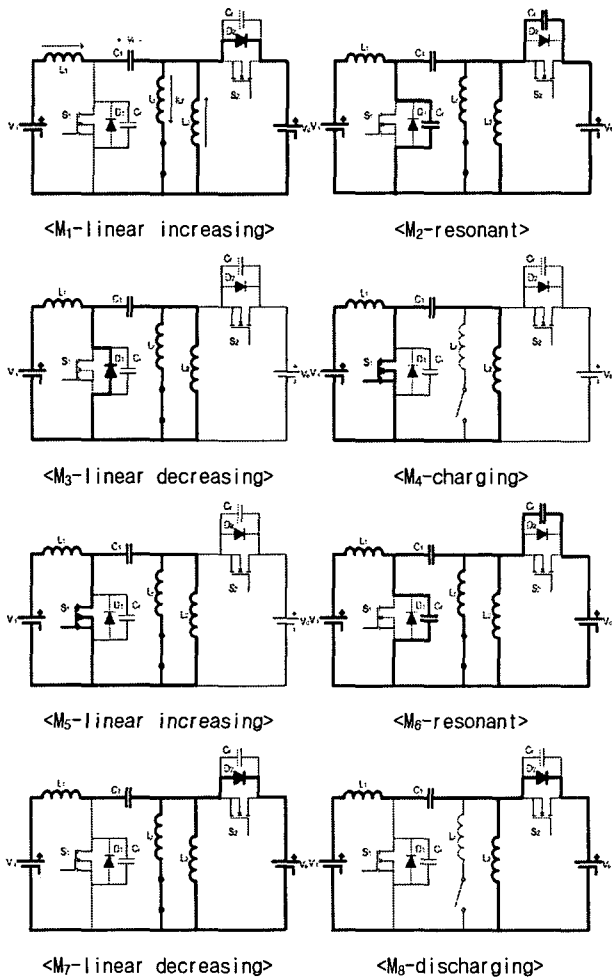


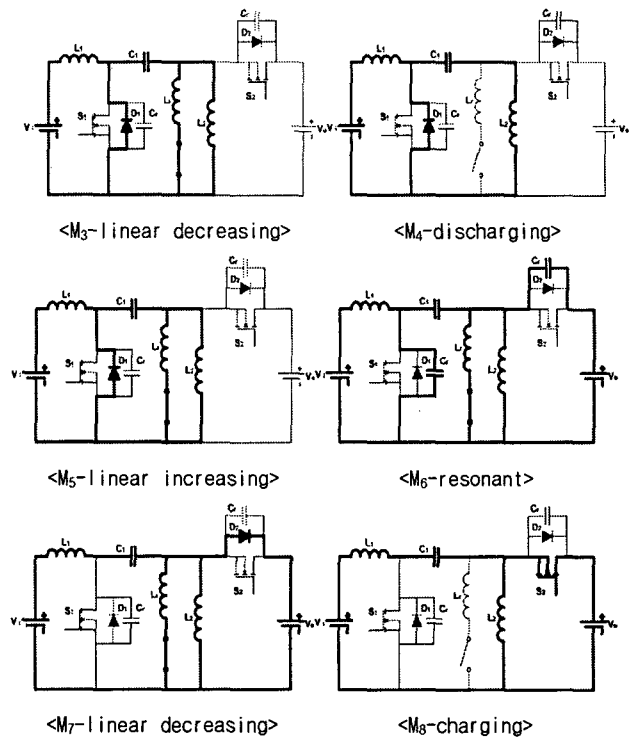
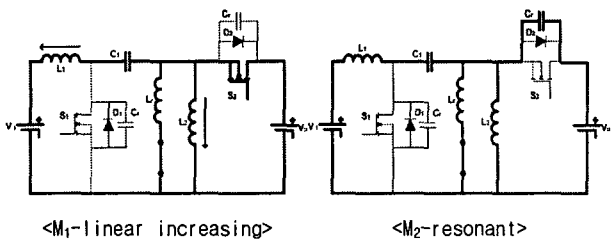
그림 3 제안한 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta 컨버터 동작파형 (a) 순방향 동작(세픽), (b) 역방향 동작(제타)

Fig. 3 Operating waveforms of the proposed converter (a) Forward operation(Sepic), (b) Backward operation(Zeta)

Sepic/Zeta 컨버터의 역방향 전력전달 시 즉 Zeta 모드 동작에서의 회로 동작에 대한 설명은 위의 Sepic 모드 동작 시와 거의 유사하므로 여기서는 생략한다. 위에서의 동작 설명에서 보는 바와 같이 본 논문에서 제안한 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta 컨버터는 ZVS 스위칭과 Synchronous rectifier 동작에 의해 저 스위칭손실과 저도통손의 특징을 지니고 있다. 또한 PWM제어 가능한 컨버터로서 입력과 출력전압의 극성이 같은 비반전 컨버터의 특징을 지니며, DC 전압의 전달함수가 양방향으로 같이 $M = D/(1-D)$ 이다. 또한 그림 5와 같은 Transformer version이 존재하므로 입력과 출력 사이에 전기적 절연을 필요로 하는 실제 응용에 유효하게 사용될 수 있다.



(a) 순방향 동작(세픽)
(a) Forward operation(Sepic)



(b) 역방향 동작(제타)
(b) Backward operation(Zeta)

그림 4 제안한 컨버터의 동작모드
(a) 순방향 동작(세픽), (b)역방향 동작(제타)
Fig. 4 Operating modes of the proposed converter
(a) Forward operation(Sepic),
(b) Backward operation(Zeta)

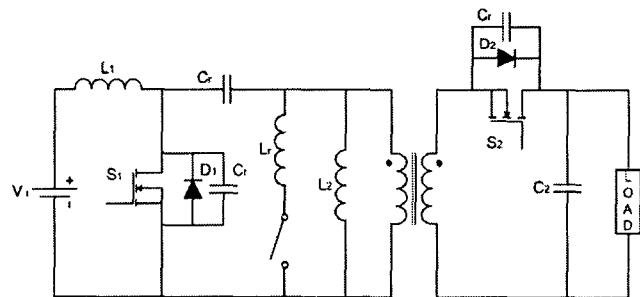


그림 5 제안한 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta 컨버터의 트랜스포머 버전
Fig. 5 Transformer version of the proposed bidirectional ZVS PWM Sepic/Zeta converter

3. 제안한 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta 컨버터의 설계

제안한 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta 컨버터의 실험적 구현과 실제 응용 시 필요한 설계 가이드라인을 제시하기 위해 다음과 같은 사양을 사용하여 프로토타입(Prototype)을 설계하고자 한다. 설계하려는 컨버터의 전력용량은 1[kW]이며, 스위칭 주파수는 가청소음을 고려하여 40[kHz]로 한다. 입력단 전압은 40[V]~60[V]의 전압 변동 범위를 지니며, 출력단 전압은 100[V]로 일정하게 제어한다.

제한한 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta 컨버터는 ZVS 스위칭을 위한 보조공진회로(Auxiliary Resonant Commutated Pole Circuit : ARCPC)를 갖고 있다, 이 보조공진회로는 하드 스위칭 양방향 PWM Sepic/Zeta 컨버터의 전체적인 PWM 동작에는 크게 영향을 주지 않으므로 이 보조회로의 영향을 무시하면 정상상태에서 L_1 과 L_2 에 걸리는 전압의 평균값은 '0'이므로

$$V_i = V_{c1} \quad (6)$$

가 성립한다. S_1 이 도통되어 있는 시간을 T_{on} 라 하고 스위칭 주기를 T 라 하면 듀티 사이클 d 는 $d = T_{on}/T$ 로 정의된다. 한편, L_2 에 걸리는 전압은 T_{on} 일 때 V_i 이며 T_{off} 일 때 V_o 이다. 정상상태에서 T_{on} 일 때 L_2 의 자속 증가분과 T_{off} 일 때 자속 감소분은 같으므로

$$dV_i = V_o(1-d) \quad (7)$$

따라서 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta 컨버터의 전압 변환비 V_o/V_i 는

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{d}{1-d} \quad (8)$$

또한 정상상태에서 입력단과 출력단의 전력균형(Power Balance)에 의해서

$$V_i I_{L1} = V_o I_o \quad (9)$$

따라서

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_{L1}}{I_o} \quad (10)$$

식 (8)과 식 (10)에 의해

$$\frac{I_{L1}}{I_o} = \frac{d}{1-d} \quad (11)$$

한편 S_2 가 온일 때, I_{L1} 과 I_{L2} 전류가 출력측으로 흐르므로

$$I_o = (I_{L1} + I_{L2})(1-d) \quad (12)$$

식 (11)과 식 (12)에 의해서

$$I_{L2} = \frac{1-d}{d} I_{L1} = I_o \quad (13)$$

입력단 전압 범위가 40[V]~60[V]이고, 출력단 전압이 100[V]이므로 실제 컨버터 제어에서 듀티 사이클 d 의 변동 범위는

$$0.63 < d < 0.71 \quad (14)$$

L_1 에 흐르는 최대 평균 전류는 $d = 0.63$ 일 때 최대이므로 이때의 값 $I_{L1,avg}$ 는

$$I_{L1,avg} = \frac{1000 [W]}{40 [V]} = 25 [A] \quad (15)$$

위에서 구한 정상상태 관련 식 (13)에 의해서 L_2 에 흐르는 최대 평균 전류는 $I_{L2,avg} = 15 [A]$ 이고 L_1 과 L_2 에 흐르는 20%의 전류 리플을 고려하면 S_1 과 S_2 에 흐르는 최대전류 $I_{s,max}$ 는

$$I_{s,max} = 1.2 \times (I_{L1,avg} + I_{L2,avg}) = 48 [A] \quad (16)$$

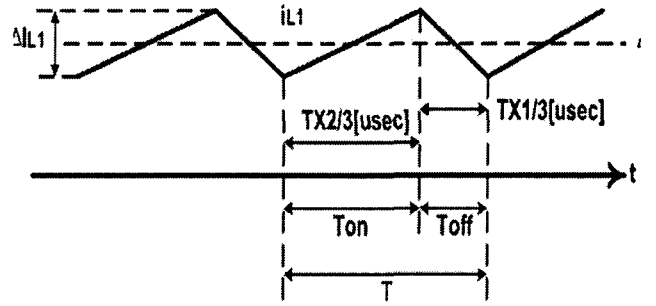


그림 6 $d=2/3$ 일 때의 L_1 인덕터 전류 i_{L1} 의 파형
Fig. 6 Inductor current i_{L1} at $d=2/3$

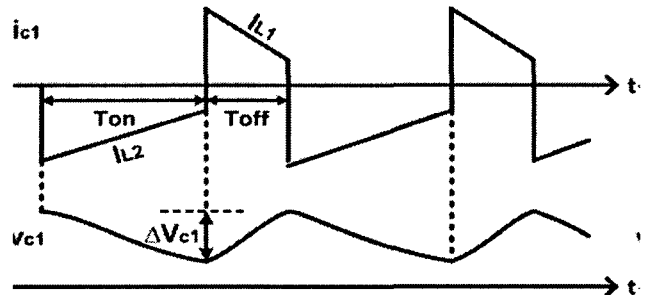


그림 7 커패시터 C_1 의 전류-전압 파형
Fig. 7 Current waveform i_{c1} and voltage waveform v_{c1} of capacitor C_1

한편, S_1 에 걸리는 전압 V_{s1} 이

$$V_{s1} = V_i + V_o = 160 [V] \quad (17)$$

이므로 100%이상의 전류-전압 여유를 고려하여 정격전류 130[A], 정격전압 300[V]의 MOSFET IXFN130N30을 선정하였다.

L_1 에 흐르는 전류파형은 $d = 2/3$ 일 때 그림 6과 같으며, L_1 에 흐르는 전류리플의 peak-to-peak은 식 (18)과 같다.

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_i}{L_1} \times T_{on} \quad (18)$$

리플전류의 peak-to-peak값을 정격전류의 25%라 하면

$$\Delta I_{L1} = \frac{50 [V]}{L_1} \times 25 [\mu sec] \times \frac{2}{3} = 25 [A] \times 0.25 \quad (19)$$

따라서 본 논문에서는 여유 값을 주어서 L_1 의 회로 정수는 133[uH], 포화전류는 25[A]로 설계하였다. 또한 L_2 의 회로 정수는 L_1 과 같은 값으로 포화전류는 15[A]로 설계하였다.

ARCPC의 회로 영향을 무시하면 C_1 에 흐르는 전류-전압 파형은 그림 7과 같다. C_1 커패시터에서의 전압 리플의 peak-to-peak 값 ΔV_{c1} 은

$$\Delta V_{c1} = \frac{1}{C_1} I_{L2} \times T_{on} \quad (20)$$

이므로 입력전압의 25%의 전압리플 peak-to-peak를 허용하여, C_1 은 40 [uF], 12 [Arms]의 폴리프로필렌 필름 콘덴서로 설계하였다.

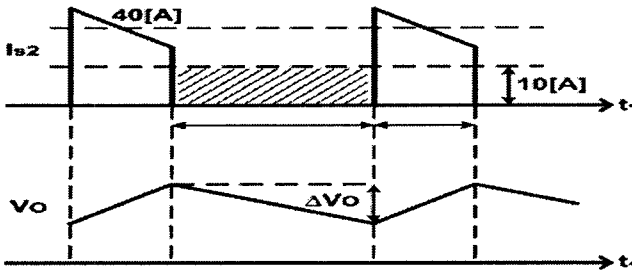


그림 8 MOSFET S₂의 전류파형 *i_{s2}*와 커패시터 C₂의 전압파형 V_o

Fig. 8 Current waveform *i_{s2}* of MOSFET S₂ and voltage waveform V_o of capacitor C₂

또한 S₂에 흐르는 전류(*I_{s2}*)파형과 C₂에 걸리는 전압(V_o)파형은 그림 8과 같다.

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_2} (I_{s2} - I_o)(T - T_{on}) \quad (21)$$

출력 전압 리플의 peak-to-peak 값을 1%로 하면 C₂ = 400 [μF]이다.

$$I_{C2.ripple} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{C2}^2 dt} \quad (22)$$

에 의해서

$$I_{C2.ripple} = 17 [A] \quad (23)$$

따라서 본 논문에서 C₂는 400 [uF], 17 [Arms] 커패시터로 설계하였다.

스위칭 반도체 S₁과 S₂의 ZVS 스위칭을 확실하게 하기 위한 ARPC 회로의 C_r과 L_r은 스위칭 주파수와 보조공진 회로의 정격을 고려하여 각각 23.5 [nF], 10 [uH]로 선정하였다. 보조 스위치 S_{o1}을 턴온할 시 *i_{Lr}*의 상승 기울기는

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = \frac{V_o}{L_r} = \frac{100[V]}{10[\mu H]} = 10[A/\mu sec] \quad (24)$$

i_{D2} = 40 [A]일 때 모드 1의 지속시간 Δ*t*₁은

$$\Delta t_1 = \frac{40[A]}{20} = 2 [\mu sec] \quad (25)$$

한편, C_r과 L_r에 의한 공진 시간 T_r은

$$T_r = \frac{1}{f_r} = 2\pi \sqrt{L_r C_r} \quad (26)$$

식 (4-21)에 의해 T_r = 3.04 [μsec]이므로 모드 2의 지속시간 Δ*t*₂는

$$\Delta t_2 = T_r/4 = 0.76 [\mu sec] \quad (27)$$

이다.

또한 모드 2동안 *i_{Lr}*의 전류 상승분 Δ*i_{Lr}*는

$$\Delta i_{Lr} = \frac{V_i + V_o}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = \frac{160[V]}{\sqrt{\frac{10[\mu H]}{23.5[nF]}}} = 7.75 [A] \quad (28)$$

이다.

모드 3의 시작점 *t*₃에서의 *i_{Lr}*의 전류 *i_{Lr}*(*t*₃) = 45 [A]이고 모드 3에서 L_r에 흐르는 전류 *i_{Lr}*이 영(0)으로 감소하는데 걸리는 시간 Δ*t*₃는

$$\begin{aligned} \Delta t_3 &= \frac{i_{Lr}(t_3)}{di_{Lr}/dt} = \frac{i_{Lr}(t_3)}{V_i/L_r} \\ &= \frac{45[A]}{60[V]/5[\mu H]} = 3.75 [\mu sec] \quad (29) \end{aligned}$$

따라서 S₁과 S₂의 ZVS 스위칭을 위한 S_{a1}과 S_{a2}의 스위칭 타이밍은 그림 9에서와 같이 S₁과 S₂가 턴오프되는 시점을 기준으로 하여 턴오프 되기 Δ*t_{be}* 시간 전에 S_{a1}과 S_{a2}를 턴온하여 L_r에 전류를 흐르게 하여 S₁과 S₂가 턴오프할 때의 ZVS 스위칭을 위한 조건을 확실하게 한다. 또한 S₁과 S₂가 턴오프 되고 L_r과 C_r의 공진모드인 모드 2가 끝난 후 L_r에 충전된 전류가 모두 방전된 후 즉, S₁과 S₂가 턴오프 되는 시점을 기준으로 Δ*t_{of}* 시간 후 S_{a1}과 S_{a2}를 각각 턴오프 한다.

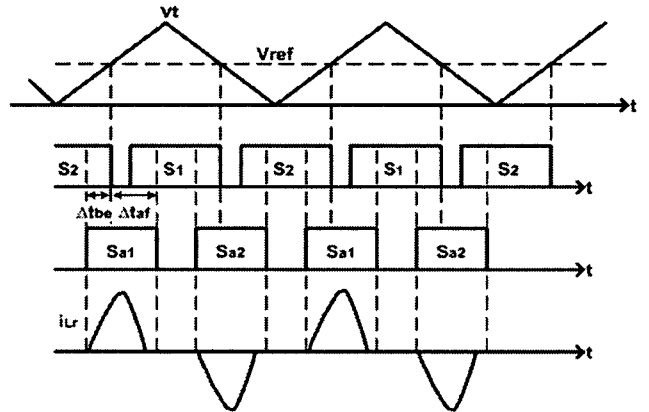


그림 9 ZVS 스위칭을 위한 S_{a1}, S_{a2}의 스위칭 타이밍
Fig. 9 Switching timing of switches S_{a1}, S_{a2} for ZVS Switching

본 논문에서는 모드 1, 2, 3의 지속시간 Δ*t*₁, Δ*t*₂, Δ*t*₃를 고려하여 Δ*t_{be}*와 Δ*t_{of}*는 각각 2[usec]와 4[usec]로 결정하였다.

4. 실험결과

4.1 전체 구성도

표 2 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta 컨버터의 실험 파라미터

Table 2 Component parameters for experimental results

용량	1[kW]	C ₁	40[μF]
V ₁	48[V]	C ₂	470[μF]
V ₂	100[V]	C _r	23.5[nF]
L ₁ , L ₂	133[μH] 25[A], 15[A]	L _r	10[μH]
f _s	40[kHz]	MOSFET	IXYS IXFN130N30

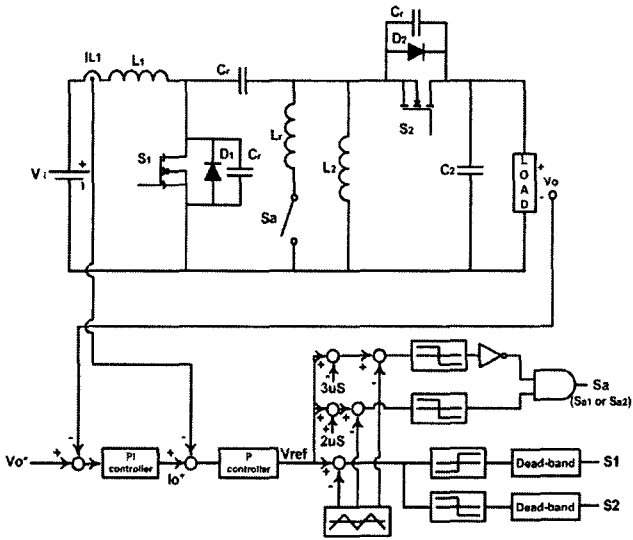


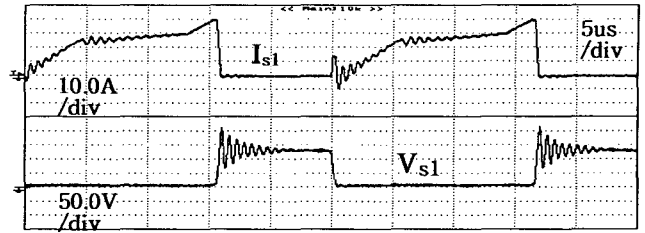
그림 10 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta 컨버터의 제어 블록도
 Fig. 10 Control block diagram of the proposed converter

DC 출력 전압을 100[V]로 제어하는 전력용량 1.0[kw] 급의 제안한 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta 컨버터를 그림 10과 같이 구현하였다. 여기서 사용한 부품의 회로정수와 입출력전압, 스위칭주파수는 표 2와 같다. 입력전압의 변동범위는 DC 40[v]~60[v]로 하였으며, 스위칭주파수는 40[kHz]로 하여 펄스폭 변조방식으로 컨버터를 제어하였다. 그림 10은 또한 제안한 ZVS PWM Sepic/Zeta 컨버터의 제어 블록도를 보이고 있다. 최외각 루프는 전압루프로서 출력전압을 검지하여 명령치와 비교하여 양방향 컨버터의 입력단전류 I_{L1} 의 명령치를 출력한다. 전류제어를 통해 PWM발생기의 기준전압을 발생시키며, PWM 발생기로부터 각 MOSFET 소자의 게이트신호를 얻는다.

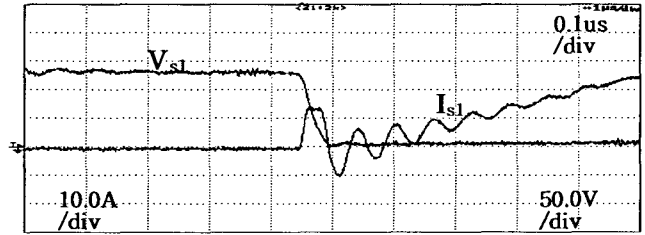
4.2 세픽모드(Sepic mode)

그림 11은 세픽 모드에서의 스위치 S_1 의 전압과 전류의 파형이다. 그림 11(b)는 턴온 순간의 S_1 의 확대된 전압-전류파형을 나타내며 그림 11(c)는 턴오프 순간의 S_1 의 확대된 전압-전류파형을 나타내고 있다. 기생성분에 의한 작은 공진현상과 잡음성분을 제외하면 영전압 스위칭(ZVS)이 전반적으로 잘 되고 있음을 확인할 수 있다. 마찬가지로 그림 12는 MOSFET S_2 의 전압과 D_2 의 전류파형이며 그림 12(b)와 그림 12(c)는 각각 MOSFET S_2 의 턴온 순간과 턴오프 순간의 확대된 전압-전류파형을 나타내고 있으며 ZVS 동작이 잘 일어나고 있음을 확인할 수 있다.

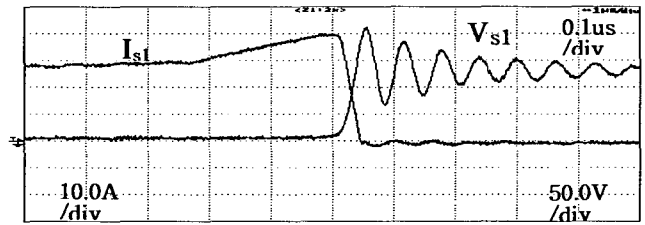
그림 13은 세픽 모드에서 인덕터 L_1 과 L_2 에 흐르는 전류 파형을 나타내며 I_{L1} 은 약 15[A]의 값을 가지고 I_{L2} 는 약 7.5[A]의 값을 가진다. L_1 과 L_2 의 값이 133[μH]로 동일하므로 파형의 기울기도 동일하다. 그림 14는 보조공진회로(ARPC)의 전류 I_r 과 보조스위치 S_a (S_{a1} , S_{a2})의 입력 신호 파형을 나타내고 있다. 그림에서 나타내는 바와 같이 스위치 S_a 를 턴온한 후에 I_r 이 상승하였다가 '0'으로 하강한 후 스위치 S_a 를 턴오프 함으로써 보조스위치의 영전류 스위칭(ZCS)이 일어남을 확인할 수 있다.



(a)

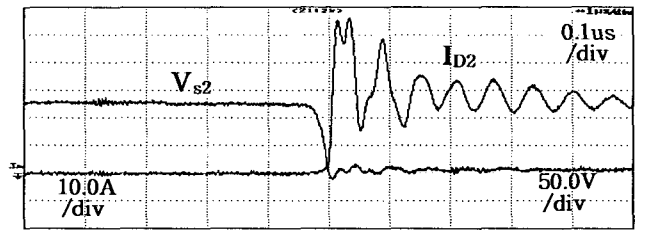


(b)

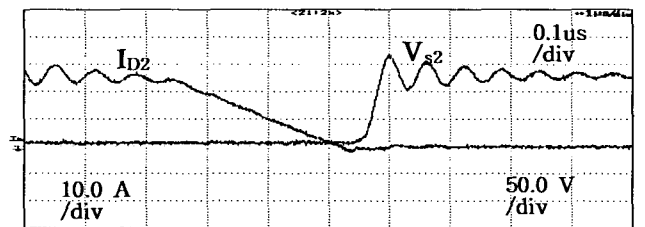


(c)

그림 11 Sepic 모드에서의 MOSFET S_1 의 (a) 전압과 전류파형, (b) 턴온 시의 확대파형, (c) 턴오프 시의 확대파형
 Fig. 11 (a) Voltage v_{s1} and current i_{s1} waveforms of switch S_1 in Sepic mode operation, (b) during turn-on interval, (c) during turn-off interval.



(a)



(b)

그림 12 Sepic 모드에서의 MOSFET S_2 의 전압과 D_2 전류의 파형, (a) 턴온 시의 확대파형, (b) 턴오프 시의 확대파형

Fig. 12 Voltage V_{s2} of switch S_2 and current I_{D2} waveform of diode D_2 in Sepic mode operation, (a) during turn-on interval, (b) during turn-off interval.

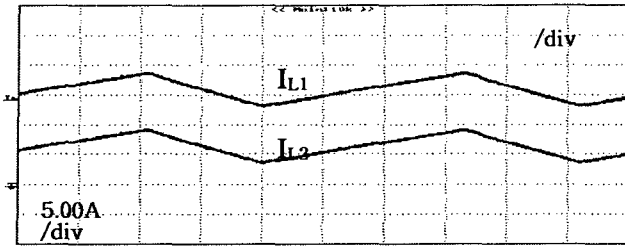
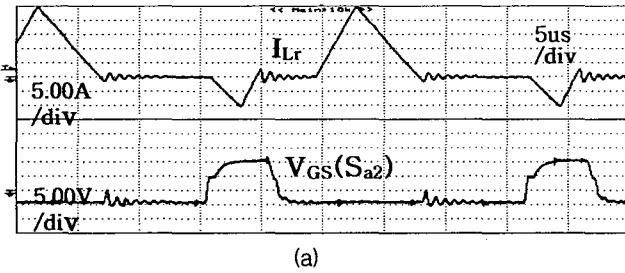
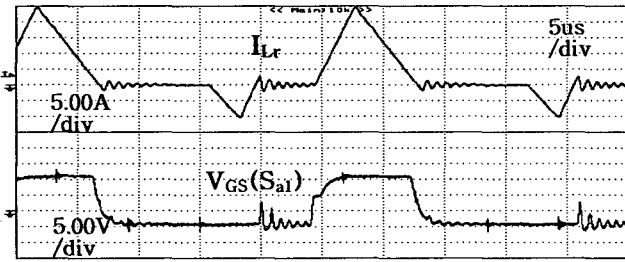


그림 13 Sepic 모드에서의 전류 I_{L1} , I_{L2} 의 파형
 Fig. 13 Current waveforms I_{L1} , I_{L2} of inductors L_1 and L_2 in Sepic mode operation



(a)



(b)

그림 14 주스위치의 ZVS 동작을 위한 보조공진회로의 전류 I_{Lr} 과 보조 스위치 S_{a1} 의 게이트 입력 신호파형, (a) $V_{GS}(S_{a1})$ 과 전류 I_{Lr} 의 파형, (b) $V_{GS}(S_{a2})$ 과 전류 I_{Lr} 의 파형
 Fig. 14 Current I_{Lr} of auxiliary resonant inductor L_r and gate voltages of auxiliary switches S_{a1} and S_{a2} in Sepic mode operation (a) $V_{GS}(S_{a1})$ and I_{Lr} , (b) $V_{GS}(S_{a2})$ and I_{Lr}

4.3 제타모드(Zeta mode)

그림 15은 제타모드에서의 스위치 S_1 에 걸리는 전압과 D_1 에 흐르는 전류 파형이다. 그림 16은 MOSFET S_2 의 전압과 전류파형이다. 그림 15에서 D_1 에 흐르는 전류 i_{D1} 와 그림 16에서 S_2 에 흐르는 전류 i_{S2} 가 '음(-)'의 방향으로 나타나 있는 것은, 세픽 모드와 비교해서 전류의 방향이 반대 방향임을 나타내기 위해서 세픽 모드에서와 같은 방향으로 전류를 측정하였기 때문이다. Zeta 모드에서도 기생성분에 의한 작은 공진현상과 잡음성분을 제외하면 영전압 스위칭(ZVS)이 전반적으로 잘 일어나고 있음을 확인할 수 있다.

그림 17은 제타모드에서 L_1 , L_2 에 흐르는 전류의 파형을 나타낸 것이며 전류측정 시 전류기준방향을 세픽모드와 동일하게 측정하였으므로 전류 값은 '음(-)'의 값을 가진다. 그림 13과 그림 17에서 L_1 , L_2 에 흐르는 전류 파형으로부터 보듯이 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta 컨버터가 양방향으로 전력전달을 잘 하고 있음을 확인할 수 있다.

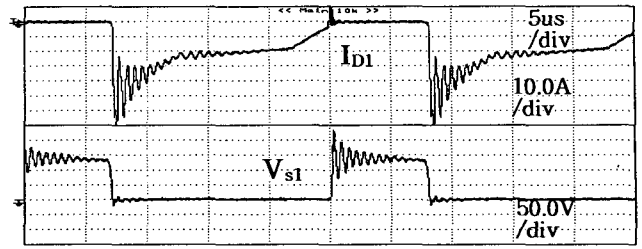


그림 15 Zeta 모드시의 MOSFET S_1 의 전압과 전류의 파형
 Fig. 15 Voltage V_{S1} of switch S_1 and current i_{D1} waveform of diode D_1 in Zeta mode operation

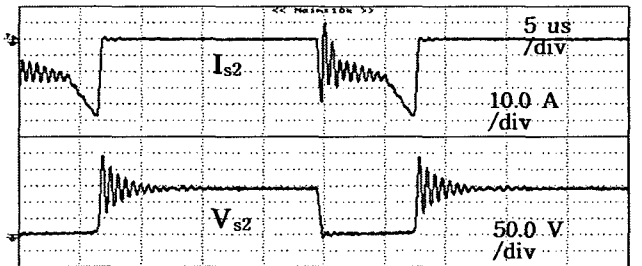


그림 16 Zeta 모드에서의 MOSFET S_2 의 전압과 전류의 파형
 Fig. 16 Voltage V_{S2} and current i_{S2} waveform of switch S_2 in Zeta mode operation

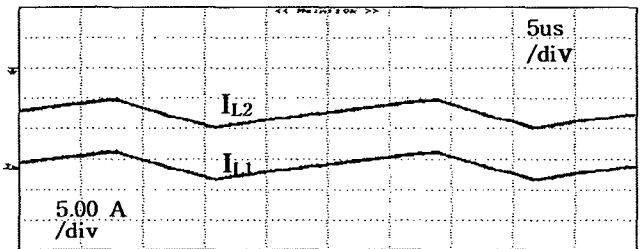


그림 17 Zeta 모드에서의 전류 I_{L1} , I_{L2} 의 파형
 Fig. 17 Current waveforms I_{L1} , I_{L2} of inductors L_1 and L_2 in Zeta mode operation

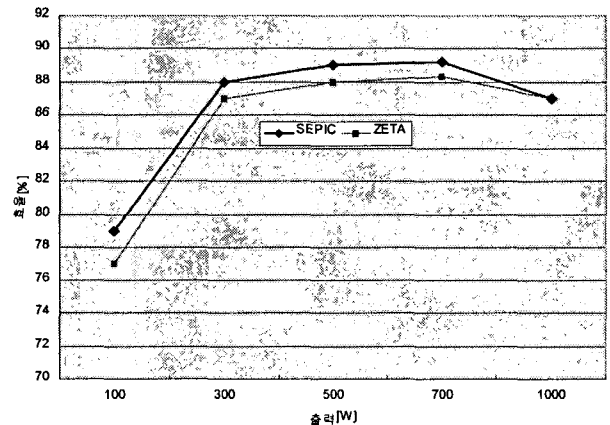


그림 18 제안한 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta 컨버터의 측정 효율
 Fig. 18 The measured efficiency of the proposed converter

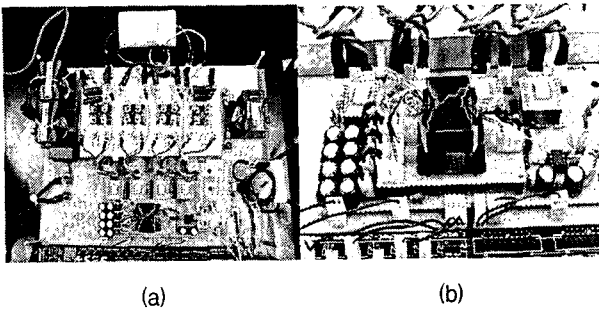


그림 19 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta 컨버터의 실제 외형
(a) 전체 회로, (b) 게이트드라이버
Fig. 19 External appearance of the experimental prototype
(a) overall circuit, (b) gate driver

그림 18은 튜티사이클 $d=2/3$ 일 때 제안한 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta 컨버터의 효율을 보이고 있다. 측정된 결과에서 보는 것처럼 Sepic 모드가 Zeta 모드보다 다소 좋은 효율 특성을 보이고 있다.

그림 19는 본 논문에서 제안한 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta 컨버터의 실험을 위해 제작한 실제 외형이다.

5. 결 론

양방향 DC-DC 컨버터(Bidirectional DC-DC converter)는 두 개의 전원 사이에 양방향으로 전력의 흐름을 허용하는 컨버터로서 이를 필요로 하는 응용분야는 점점 증가하고 있다. 본 논문에서는 새로운 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta 컨버터를 제안한다. 제안한 컨버터는 ZVS 스위칭과 Synchronous rectifier 동작에 의해 저 스위칭 손실과 저도 통손의 특징을 지니고 있다. 또한 PWM제어 가능한 컨버터로서 입력과 출력 전압의 극성이 같은 비반전 컨버터의 특징을 지니며, DC 전압의 전달 함수가 양방향으로 동일하게 $M=D/(1-D)$ 이다. 이는 분산 전력 시스템의 응용에 바람직한 특성으로 이용될 수 있다. 또한 Transformer version이 존재하므로 입력과 출력 사이에 전기적 절연을 필요로 하는 실제 응용에 유효하게 사용될 수 있다.

감사의 글

본 연구는 산업자원부 지원에 의하여 기초전력연구원(과제번호:R2005-B-109)주관으로 수행된 과제임.

참 고 문 헌

- [1] M. Jain, M. Daniele, and P. K. Jain, "A Bidirectional DC-DC Converter Topology for Low Power Application", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 15, no. 4, pp. 595-606, July 2000.
- [2] F. Z. Peng, H. Li, G.J. Su, and J.S. Lawler, "A New ZVS Bidirectional DC-DC Converter for Fuel Cell and Battery Application", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 19, no. 1, pp. 54-65, Jan 2004.
- [3] K.-W. Ma, and Y. S. Lee, "A Novel Uninterruptible dc-dc Converter for UPS Applications", IEEE Trans. Industry Applications vol. IA-28, no. 4, pp. 808-815, July/Aug. 1992.
- [4] D. M. Sable, F. C. Lee, and B. H. Cho, "A Zero-Voltage-Switching Bidirectional Battery Charger / Discharger for the NASA EOS Satellite", IEEE APEC Rec., 1992, pp. 614-621.
- [5] F. Caricchi, F. Crescimbin, and A. Di Napoli, "20kW Water-Cooled Prototype of a Buck-Boost Bidirectional DC-DC Converter Topology for Electrical Vehicle Motor Drives", IEEE APEC Rec., 1995, pp. 887-892.
- [6] B. Ray, "Single-Cycle Resonant Bidirectional DC/DC Power Conversion", IEEE APEC Rec., 1993, pp. 44-50.
- [7] J. Majo, L. Martinez, A. Poveda, L. Vicuna, F. Guinjoan, A. Sanchez, M. Valentin, and J. Marpinard, "Large-Signal Feedback Control of a Bidirectional Coupled-Inductor Cuk Converter," IEEE Trans. Industrial Electronics vol. 39, no. 5, pp. 429-436, Oct. 1992.
- [8] G. Chen, Y.-S. Lee, S. Y. R. Hui, D. Xu and Y. Wang, "Actively Clamped Bidirectional Flyback Converter", IEEE Trans. Industrial Electronics vol. 47, no. 4, pp. 770-779, Aug. 2000.
- [9] L. Zhu, "A Novel Soft-Commutating Isolated Boost Full-Bridge ZVS-PWM DC-DC Converter for Bidirectional High Power Applications," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 21, no. 2, pp. 422-429, March 2006.
- [10] G. Spiazzi and L. Rossetto, "High-Quality Rectifier Based on Coupled-Inductor Sepic Topology", IEEE PESC Rec., 1998, pp. 336-341.
- [11] D. S. L. Simonetti, J. Sebastian, and J. Uceda, "The Discontinuous Conduction Mode Sepic and Cuk Power Factor Preregulators: Analysis and Design," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 44, no. 5, pp. 630-637, Oct. 1997.
- [12] J. J. Jozwick and M. K. Kazimierczuk, "Dual Sepic PWM Switching-Mode DC/DC Power Converter", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 36, no. 1, pp.64-70, Feb. 1989.
- [13] R. W. De Doncker and J. P. Lyons, "The Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter", IEEE IAS Rec., 1990, pp. 1228-1235.

저 자 소 개



김인동 (金仁東)

1960년 8월 27일생. 1984년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(공박). 1991년~1996년 대우중공업 철도차량연구소 책임연구원. 1997년~1998년 미국 University of Tennessee Post Doc. 2004년~2005년 미국 Virginia Tech 방문교수. 1996년~현재 부경대학교 전기·제어공학부 부교수. 당 학회 편집위원

Tel : 051-620-1429

E-mail : idkim@pknu.ac.kr



노의철 (魯義哲)

1960년 8월 2일생. 1984년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1986년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(공박). 1997년~1998년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문연구교수(post-doc). 2005년~2006년 미국 University of California-Irvine 방문연구교수. 1995년~현재 부경대학교 전기·제어공학부 교수. 당 학회 편집이사

Tel : 051-620-1439

E-mail : nhoec@pknu.ac.kr



팽성환 (彭盛煥)

1978년 12월 29일생. 2004년 부경대 공대 전기제어공학부 졸업. 2006년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 삼성중공업 기술연구소 연구원

Tel : 011-9515-9210

E-mail : prime97@lycos.co.kr



안진우 (安珍雨)

1958년생. 1984년 부산대 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1995년 12월~1996년 2월 영국 글래스고우대 방문연구원. 1998년 8월~1999년 8월 미국 위스컨신대 방문교수. 2005년 3월 ~ 기초전력연구원 차세대 전동기기술연구센터 소장, 현재 당 학회 편집이사, IEEE Senior Member, 1992년~현재 경성대 전기전자메카트로닉스공학부 교수.

Tel : 051-620-4773

E-mail : jwahn@ks.ac.kr



박성대 (朴成大)

1977년 5월 18일 생. 2005년 부경대 공대 전기공학과 졸업. 2007년 동 대학원 전기공학과 졸업예정(석사).

Tel : 016-561-3719

E-mail : ptjedo@nate.com