

영 전압 천이를 갖는 2상 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터

임창순¹, 구남준¹, 김민섭¹, 현동석[†]

A Two-Phase Interleaved Bidirectional DC-DC Converter with Zero-Voltage-Transition

Chang-Soon Lim¹, Nam-Joon Ku¹, Min-Sub Kim¹, and Dong-Seok Hyun[†]

Abstract

The two-phase interleaved bidirectional DC-DC converter (TIBDC) is a very attractive solution to problems related to battery energy storage systems. However, the hard-switching TIBDC increases the switching loss and electromagnetic interference noise when the switching frequency increases. Hence, a soft-switching technique is required to overcome these disadvantages. In this study, a novel TIBDC with zero-voltage transition (TIBDC-ZVT) is proposed. Soft switching in the boost and buck main switches is achieved through a resonant cell that consists of a single resonant inductor and four auxiliary switches. Given its single resonant inductor, the proposed TIBDC-ZVT has a reduced size and can easily be implemented. The validity of the proposed TIBDC-ZVT is verified through experimental results.

Key words: Bidirectional dc-dc converter, Two-phase interleaved, Zero-voltage-transition(ZVT)

1. 서 론

최근 빠르게 증가하는 경제와 에너지 수요 때문에, 세계 에너지 위기가 심해지고 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 신재생 에너지(태양광, 풍력)가 현재 가장 유망한 해결책으로 고려되고 있다. 따라서 신재생 에너지가 전 세계적으로 넓게 사용되고 있으며, 활발히 연구가 진행되고 있다. 하지만 태양광, 풍력의 전력은 본질적으로 시간, 날씨, 환경에 따라 달라지기 때문에, 충분하고 예측 가능한 전력을 얻기 어렵다^[1]. 이러한 태양광, 풍력 전력의 문제점들을 해결하기 위해서, 일반적으로 에너지 저장 시스템(Energy Storage System : ESS)을 사용한다. ESS는 전력 품질, 안정성, 계통의 신뢰성 등을 크게 향상시킬 수 있다. 배터리 에너지 저장 시스템(Battery Energy Storage System : BESS)은 고에너지 밀도, 긴

수명, 낮은 초기 비용의 장점을 갖고 있어, 가장 넓게 쓰이는 ESS 중에 하나이다^[2-3].

일반적으로 BESS에서 길게 직렬로 연결되어진 배터리 스트링은 고전력 요건을 달성하기 위해 사용된다. 하지만 직렬로 연결되어진 각 배터리 셀은 서로 다른 화학적, 전기적인 특성을 가지고 있기 때문에, 반복적인 충전, 방전 과정에 의해서 배터리 셀은 불균형 상태에 놓이게 된다. 불균형 배터리 상태는 에너지 저장용량과 배터리 수명을 급격히 감소시킨다. 또한 불균형 상태가 심한 경우 화재나 폭발이 일어날 수도 있다^[4-5]. 이러한 문제점들을 최소화시키기 위해서 직렬로 연결된 배터리 셀은 반드시 전하 균일 장치가 필요하며, 가능한 배터리 스트링이 너무 길게 구성되어서는 안 된다. 길지 않은 배터리 스트링 구성과 낮은 배터리 셀 전압으로 인하여, 배터리 스트링의 전압 레벨은 일반적으로 DC Bus 전압보다 매우 작다. 따라서 배터리 스트링의 충전, 방전을 위해 고 승압을 갖는 양방향 dc-dc 컨버터가 반드시 필요하다.

크게 절연형과 비절연형 타입으로 분류되는 양방향 dc-dc 컨버터는 지금까지 많은 수의 다양한 회로가 개발되어왔다. Half-bridge^[6]타입과 Full-bridge^[7]타입을 갖는 절연형 양방향 dc-dc 컨버터는 변압기의 터빈을

Paper number: TKPE-2014-19-5-6

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: dshyun@hanyang.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Hanyang University

Tel: +82-2-2220-0341 Fax: +82-2-2220-0570

¹ Dept. of Electrical Eng., Hanyang University

Manuscript received Apr. 11, 2014; accepted Aug. 11, 2014

조정하여 고승압을 제공할 수 있다. 또한 저 전압측과 고 전압측의 절연이 요구될 때 사용된다. 하지만 불가피한 변압기의 누설 인덕턴스 때문에, 스위치 양단에 전압 스파이크가 발생하게 된다. 이러한 문제점을 극복하고자 전압 스파이크를 클램프 시키고, 누설 인덕턴스의 에너지를 재활용 할 수 있는 다양한 방법들이 개발되어지고 있다.

기본적인 벡/부스트, 3-레벨, 멀티-레벨, sepic/zeta, 스위치드 캐패시터, 결합 인덕터 타입 등을 포함하고 있는 비절연 양방향 dc-dc 컨버터는 일반적으로 간단한 구조와 제어 방법을 갖고 있다. 따라서 비절연 양방향 dc-dc 컨버터는 비교적 고효율, 고 전력 밀도, 낮은 비용을 달성할 수 있다. 하지만 비절연 양방향 dc-dc 컨버터들은 각각의 제한과 문제점을 지니고 있다. 기본적인 벡/부스트^[8]와 3-레벨^[9]타입은 높은 전압변환 비를 달성하지 못한다. 멀티-레벨^[10]타입은 인덕터를 포함하지 않기 때문에, 12개의 스위치가 사용된다. 만약 더 높은 전압변환 비가 요구되면, 더 많은 스위치가 필요하다. sepic/zeta^[11]타입은 2단으로 구성되어 있기 때문에 시스템 효율이 낮다. 스위치드 캐패시터^[12]와 결합 인덕터^[13]타입은 높은 전압변환 비를 달성할지라도, 회로 구성이 매우 복잡하다. 기본적인 벡/부스트 컨버터를 제외한 나머지 비절연 양방향 dc-dc 컨버터들은 상을 증가시키기 어렵기 때문에, 대 전류 응용에 적합하지 않다.

앞서 언급한 비절연 양방향 dc-dc 컨버터들과 달리, 배전압 및 배전류 회로로 구성된 2상 인터리브드 양방향 dc-dc 컨버터(Two-phase Interleaved Bidirectional dc-dc Converter : TIBDC)는 BESS를 위한 최적의 해결책이다. 2상 인터리브드 양방향 dc-dc 컨버터는 회로 구성과 동작이 간단하고, 스위치드 캐패시터와 결합 인덕터 없이도 높은 전압변환 비를 달성할 수 있다. 하나의 충전, 방전 전류가 배전류 회로에 의해 두 개의 인덕터 전류로 나누어지기 때문에 인덕터의 동손과 스위치 소자의 도통 손실을 줄일 수 있다. 또한 인터리브드 제어 방법의 적용에 의해 인덕터 전류 리플을 저감시킬 수 있다. 필터 사이즈와 무게를 최소화시키기 위해서는 고 주파수 스위칭으로 동작시켜야 한다. 하지만 하드 스위칭 방식의 2상 인터리브드 양방향 dc-dc 컨버터는 스위칭 주파수가 증가할 때, 스위칭 손실과 EMI 노이즈가 증가한다. 이러한 문제점을 극복하기 위해, 소프트 스위칭 기법이 반드시 요구된다.

본 논문에서는 영 전압 전이를 갖는 새로운 2상 인터리브드 양방향 dc-dc 컨버터(Two-phase Interleaved Bidirectional dc-dc Converter with Zero-Voltage-Transition : TIBDC-ZVT)를 제안하였다. 부스트 모드와 벡 모드 주 스위치의 전압과 전류 스트레스 증가 없이, 영 전압 스위칭을 달성하기 위해서 제안된 컨버터는 공진 셀을 기존의 2상 인터리브드 양방향 dc-dc 컨버터에 추가하였다. 공진 셀은 단일 공진 인덕터와 4개의 보

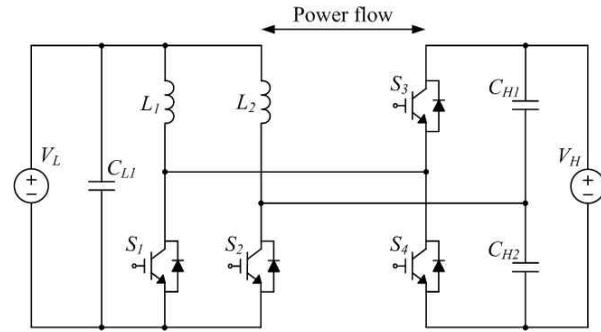


Fig. 1. Conventional TIBDC.

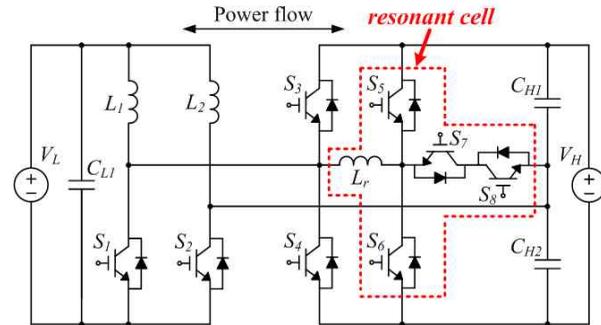


Fig. 2. Proposed TIBDC-ZVT.

조 스위치로 구성된다. 단일 공진 인덕터 때문에, 제안된 컨버터는 구성이 간단하고, 크기와 무게를 줄일 수 있다. 제안된 컨버터의 1kW급 프로토타입을 제작하여, 실험을 통해 타당성을 검증하였다.

2. 제안한 컨버터

2.1 시스템 구성

그림 1은 기존의 TIBDC를 보여준다. 컨버터의 저 전압측은 두 개의 부스트 주 스위치(S_1, S_2), 두 개의 인덕터(L_1, L_2), 캐패시터(C_{LL})로 구성된다. 반면 고 전압측은 두 개의 벡 주 스위치(S_3, S_4)와 두 개의 캐패시터(C_{H1}, C_{H2})를 포함한다. 직렬로 연결되어진 캐패시터(C_{H1}, C_{H2})로 인하여, 고 전압측은 높은 승압을 얻을 수 있는 배전압 정류기로 구성된다.

그림 2는 기존의 TIBDC와 공진 셀로 구성된 제안한 TIBDC-ZVT를 보여준다. 공진 셀은 단일 공진 인덕터(L_r)와 4개의 보조 스위치(S_5, S_6, S_7, S_8)로 이루어져 있다. 부스트와 벡 동작 모드의 분석을 간략히 하기 위해서, 다음과 같이 가정 하였다.

- 1) 모든 주 스위치와 보조 스위치는 이상적이며, 기생 캐패시터는 무시한다.
- 2) 외부 캐패시터($C_{S1}, C_{S2}, C_{S3}, C_{S4}$)는 공진을 위해 사용되었다.
- 3) 인덕터(L_1, L_2)는 매우 큰 인덕턴스 값을 갖기 때문에, L_1 과 L_2 에 흐르는 전류는 일정한 전류원(I_{L1}, I_{L2})으

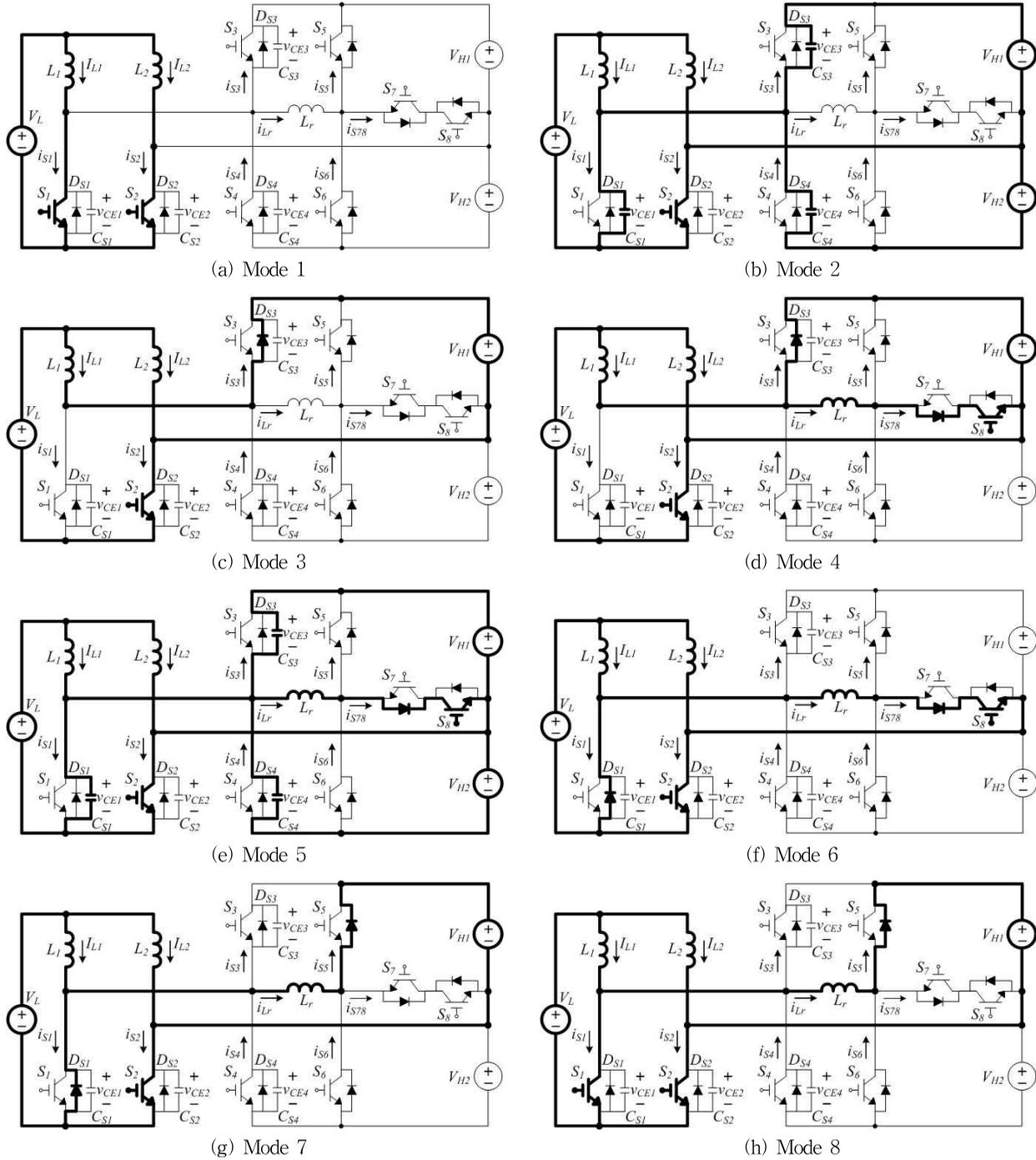


Fig. 3. Operating modes of the proposed TIBDC-ZVT in the boost state.

로 가정한다.

4) 캐패시터(C_{L1} , C_{H1} , C_{H2})는 매우 큰 캐패시턴스 값을 갖기 때문에, 전압 리플을 무시할 수 있다. 따라서 C_{L1} , C_{H1} , C_{H2} 에 걸리는 전압은 일정한 전압원(V_L , V_{H1} , V_{H2})으로 가정한다.

2.2 부스트 동작모드 분석

그림 3은 스위칭 반주기 동안에 제안한 TIBDC-ZVT의 부스트 동작 모드에 대해서 보여준다. 그림 4는 한

스위칭 주기 동안에 제안한 TIBDC-ZVT의 이론적 파형을 보여준다. 부스트 모드에서 제안한 TIBDC-ZVT의 정상 상태 동작은 한 스위칭 주기 동안에 총 16개의 모드를 포함한다. 하지만 대칭적인 동작 때문에, 앞의 8개 모드에 대해서만 분석한다.

(A) Mode 1 [t_0-t_1]: 두 개의 부스트 주 스위치(S_1 , S_2)가 켜져 있다. 따라서 모드 1은 기본적인 부스트 컨버터의 충전 모드와 동일하다.

(B) Mode 2 [t_1-t_2]: t_1 시점에서, S_7 이 꺼지고 C_{S1} 이 선형적으로 충전된다. 동시에 C_{S3} 과 C_{S4} 는 각각 선형적으로 방전과 충전된다.

(C) Mode 3 [t_2-t_3]: t_2 시점에서, 전압 v_{CE1} 과 v_{CE4} 는 각각 V_{H1} 과 V_H 가 된다. 모드 3 동안에는 L_1 에 저장된 에너지가 S_3 의 역 병렬 다이오드를 통해 부하로 이동되는데, 이것은 기본적인 부스트 컨버터의 방전 모드와 동일하다. 그 때, S_2 에 흐르는 전류는 I_{L1} 과 I_{L2} 의 합이다.

(D) Mode 4 [t_3-t_4]: t_3 시점에서, 보조 스위치 S_8 이 꺼지고, 그 때 공진 인덕터 전류 i_{Lr} 이 선형적으로 증가한다. 동시에 S_3 의 역 병렬 다이오드 전류가 0까지 선형적으로 감소하는데, 이것은 영 전류 스위칭(Zero-Current-Switching : ZCS) 조건을 갖으면서 소프트하게 꺼진다. 모드 4에서 소요되는 시간 t_{34} 는 다음과 같다.

$$t_{34} = \frac{I_{L1}}{V_{H1}/L_r} \quad (1)$$

(E) Mode 5 [t_4-t_5]: 공진 인덕터 L_r 과 캐패시터 C_{S1} , C_{S3} , C_{S4} 의 공진 때문에, i_{Lr} 이 계속해서 증가한다. 모드 5 동안에는 v_{CE1} 이 0 될 때까지, C_{S1} 은 방전된다. 동시에 C_{S3} , C_{S4} 는 각각 충전되고 방전된다. 모드 5에서 최대 공진 인덕터 전류 I_{Lr_max} 는 다음과 같다.

$$I_{Lr_max} = I_{L1} + \frac{V_{H1}}{Z_o} \quad (2)$$

여기서 $Z_o = \sqrt{L_r/C_r}$ 이다.

식 (2) 로부터 공진 캐패시턴스 C_r 을 얻을 수 있다.

$$C_r = C_{S1} + C_{S3} + C_{S4} = \frac{L_r (I_{Lr_max} - I_{L1})^2}{(V_{H1})^2} \quad (3)$$

공진에 소요되는 시간 t_{45} 는 다음과 같다.

$$t_{45} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \quad (4)$$

(F) Mode 6 [t_5-t_6]: t_5 시점에서, i_{S1} 는 역 병렬 다이오드 D_{S1} 을 통해 음의 방향으로 흐른다. i_{Lr} 이 더해졌기 때문에, i_{S2} 는 I_{L1} 과 I_{L2} 의 합보다 더 크다. ZVS를 달성하기 위해서, D_{S1} 이 도통되고 있는 동안에 S_7 의 턴 온 게이팅 신호가 가해져야 한다. S_8 과 S_7 의 게이팅 신호 사이에 시간 지연 T_D 는 반드시 다음을 만족해야 한다.

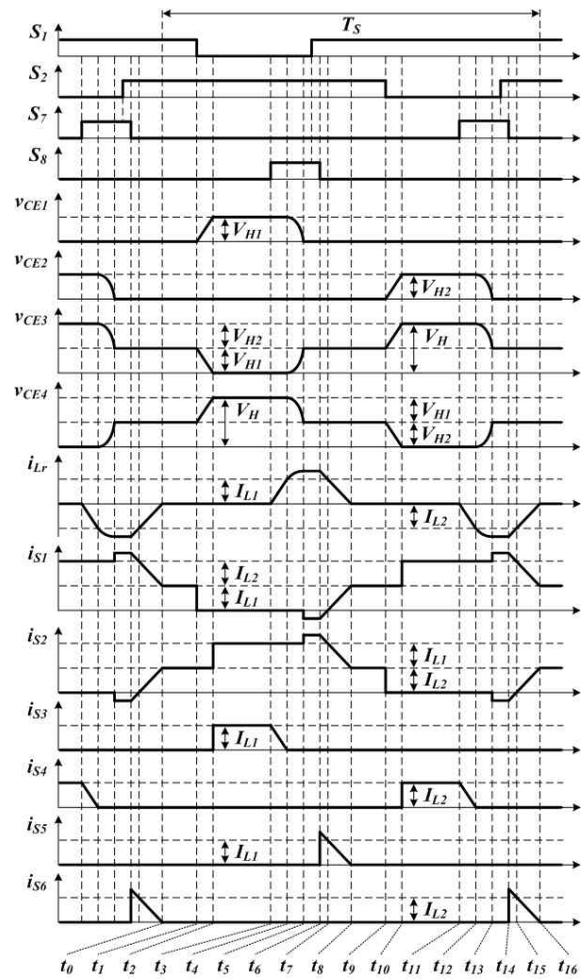


Fig. 4. Theoretical waveforms of the proposed TIBDC-ZVT in the boost state.

$$T_D \geq t_{34} + t_{45} = \frac{I_{L1}}{V_{H1}/L_r} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \quad (5)$$

(G) Mode 7 [t_6-t_7]: t_6 시점에서, 보조 스위치 S_8 이 꺼지고, L_r 에 저장되어 있던 에너지가 S_5 의 역 병렬 다이오드를 통해 부하로 전달된다. i_{Lr} 은 선형적으로 I_{L1} 까지 감소하고, i_{S1} 은 선형적으로 0까지 증가하고, i_{S2} 는 I_{L1} 과 I_{L2} 의 합까지 선형적으로 감소한다.

(H) Mode 8 [t_7-t_8]: t_7 시점에서, i_{S1} 은 S_7 을 통해 양의 방향으로 흐른다. 모드 8 동안에 i_{Lr} 은 선형적으로 0까지 감소하고, i_{S1} 은 선형적으로 I_{L1} 까지 증가하고, i_{S2} 는 선형적으로 I_{L2} 까지 감소한다.

위의 8개 모드(모드 9~모드 16)는 앞서 설명한 8개 모드(모드 1~모드 8)와 대칭적으로 동작한다. t_{16} 시점에서 동작 모드는 다음 스위칭 주기의 모드 1로 변한다.

2.3 벅 동작모드 분석

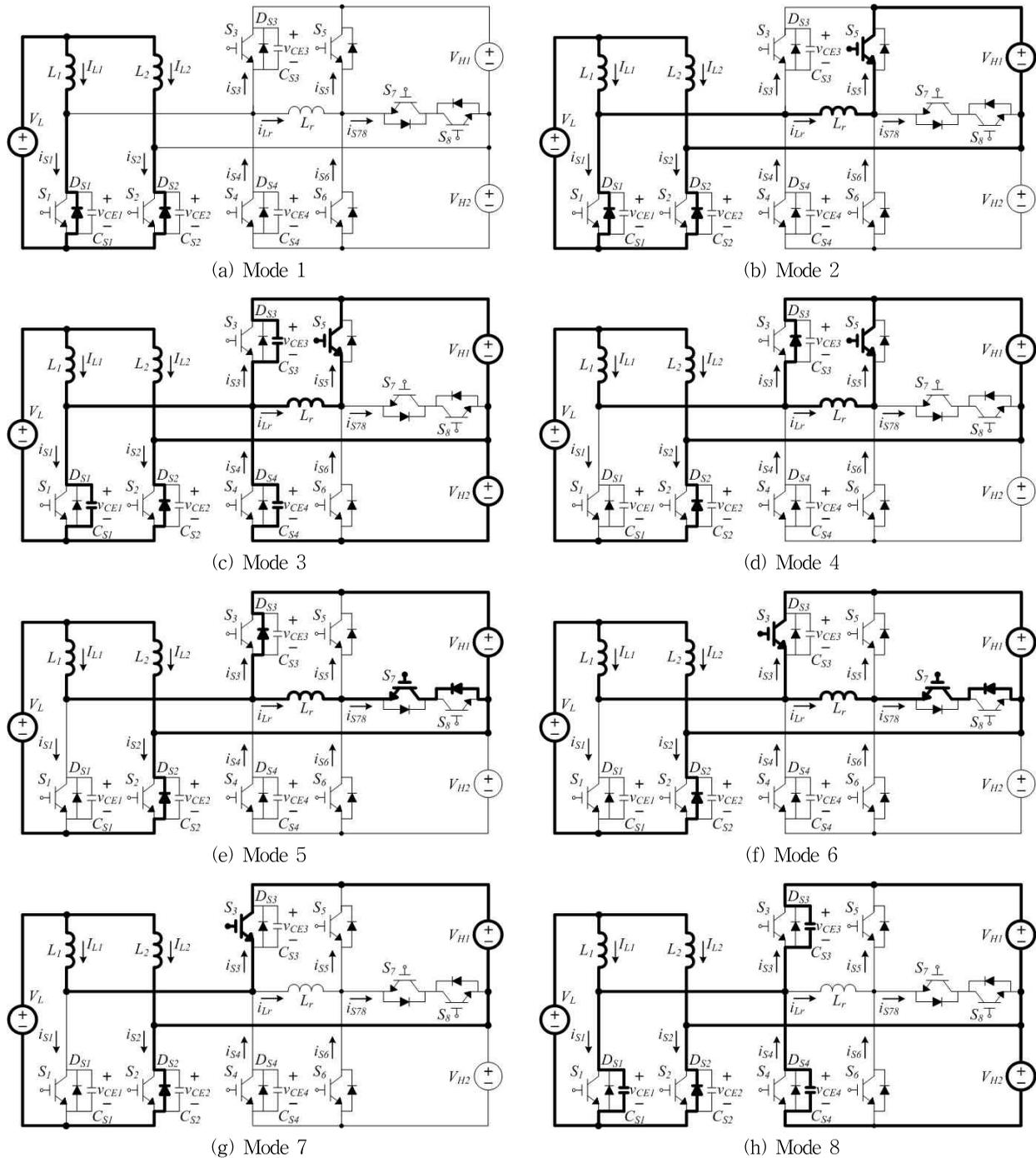


Fig. 5. Operating modes of the proposed TIBDC-ZVT in the buck state.

그림 5는 스위칭 반주기 동안에 제안한 TIBDC-ZVT의 벽 동작 모드에 대해서 보여준다. 그림 6은 한 스위칭 주기 동안에 제안한 TIBDC-ZVT의 이론적 파형을 보여준다. 벽 모드에서 제안한 TIBDC-ZVT의 정상 상태 동작은 한 스위칭 주기 동안에 총 16개의 모드를 포함한다. 하지만 대칭적인 동작 때문에, 앞의 8개 모드에 대해서만 분석한다.

(A) Mode 1 [t_0-t_1]: 두 개의 벽 주 스위치(S_3, S_4)가

꺼져 있다. 따라서 모드 1은 기본적인 벽 컨버터의 방전 모드와 동일하다.

(B) Mode 2 [t_1-t_2]: t_1 시점에서, 보조 스위치 S_5 가 켜지고, i_{Lr} 이 선형적으로 $-I_{L1}$ 까지 감소한다. 동시에 S_7 의 역 병렬 다이오드 전류는 선형적으로 0까지 감소하는데, 이것은 ZCS 조건을 가지면서 소프트하게 꺼진다. 모드 2에서 소요되는 시간 t_{12} 는 다음과 같다.

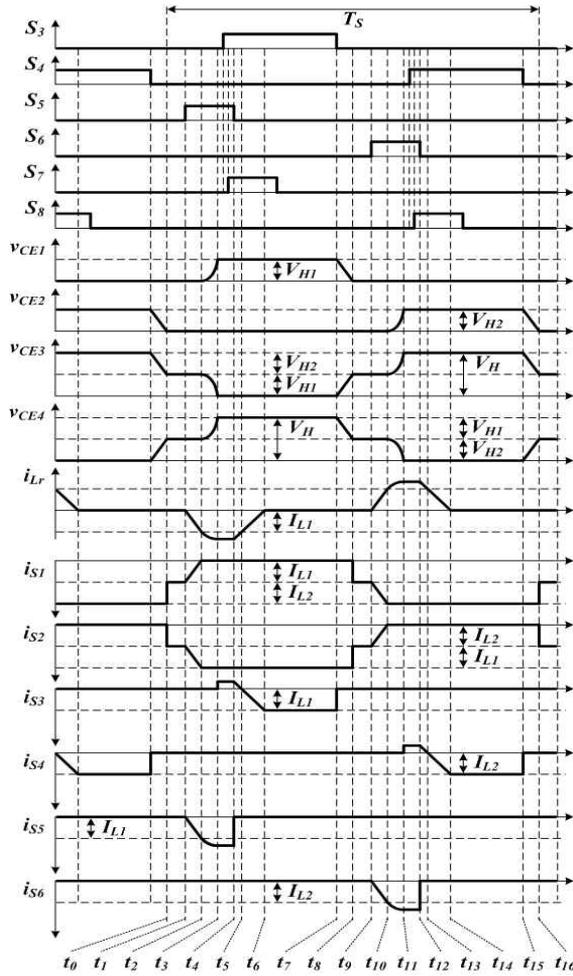


Fig. 6. Theoretical waveforms of the proposed TIBDC-ZVT in the buck state.

$$t_{12} = -\frac{I_{L1}}{V_{H1}/L_r} \quad (6)$$

(C) Mode 3 [t_2 - t_3]: t_2 시점에서, i_{S2} 는 $-I_{L1}$ 과 $-I_{L2}$ 의 합이고, 공진 인덕터 L_r 과 캐패시터 C_{S1} , C_{S3} , C_{S4} 의 공진 때문에 i_{Lr} 은 계속해서 감소한다. 모드 3 동안에는 v_{CE1} 이 V_{H1} 이 될 때까지, C_{S1} 은 충전된다. 동시에 C_{S3} , C_{S4} 는 각각 방전되고 충전된다. 모드 3에서 최소 공진 인덕터 전류 I_{Lr_min} 은 다음과 같다.

$$I_{Lr_min} = I_{L1} - \frac{V_{H1}}{Z_o} \quad (7)$$

여기서 $Z_o = \sqrt{L_r/C_r}$ 이다.

식 (7)로부터 공진 캐패시턴스 C_r 을 얻을 수 있다.

$$C_r = C_{S1} + C_{S3} + C_{S4} = \frac{L_r (I_{Lr_min} - I_{L1})^2}{(V_{H1})^2} \quad (8)$$

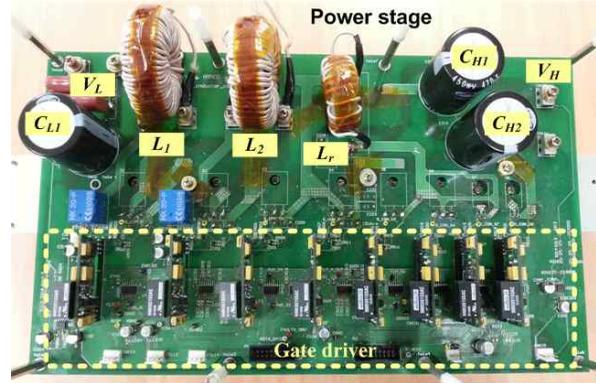


Fig. 7. Photograph of the experimental prototype.

공진에 소요되는 시간 t_{23} 은 다음과 같다.

$$t_{23} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \quad (9)$$

(D) Mode 4 [t_3 - t_4]: t_3 시점에서, i_{S3} 는 역 병렬 다이오드 D_{S3} 를 통해 양의 방향으로 흐른다. ZVS를 달성하기 위해서, D_{S3} 가 도통되고 있는 동안에 S_3 의 턴 온 게이팅 신호가 가해져야 한다. S_5 와 S_3 의 게이팅 신호 사이에 시간 지연 T_D 는 반드시 다음을 만족해야 한다.

$$T_D \geq t_{12} + t_{23} = -\frac{I_{L1}}{V_{H1}/L_r} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \quad (10)$$

모드 5가 시작하기 전에, S_7 의 턴 온 게이팅 신호가 가해져야 한다. 따라서 S_7 가 꺼지더라도, i_{Lr} 은 연속적으로 흐를 수 있다.

(E) Mode 5 [t_4 - t_5]: t_4 시점에서, S_5 가 꺼지고 L_r 에 저장되어 있던 에너지가 S_7 과 S_8 의 역 병렬 다이오드를 통해 V_{H1} 으로 전달된다. i_{Lr} 은 선형적으로 $-I_{L1}$ 까지 증가하고, i_{S3} 는 선형적으로 0까지 감소한다.

(F) Mode 6 [t_5 - t_6]: t_5 시점에서, i_{S3} 는 S_3 를 통해 음의 방향으로 흐른다. L_r 에 저장되어 있던 에너지가 S_7 과 S_8 의 역 병렬 다이오드를 통해 부하로 전달된다. 모드 6 동안에 i_{Lr} 은 선형적으로 0까지 증가하고, i_{S3} 는 선형적으로 $-I_{L1}$ 까지 감소한다.

(G) Mode 7 [t_6 - t_7]: t_6 시점에서, i_{S3} 는 $-I_{L1}$ 이 된다. 이것은 기본적인 벡 컨버터의 충전 모드와 동일하다. i_{Lr} 이 0이 되었기 때문에, S_7 의 턴 오프 게이팅 신호가 가해져야 한다.

(H) Mode 8 [t_7 - t_8]: t_7 시점에서, S_3 가 꺼지고 C_{S3} 가 선형적으로 충전된다. 동시에 C_{S1} 과 C_{S4} 가 선형적으로 방전된다.

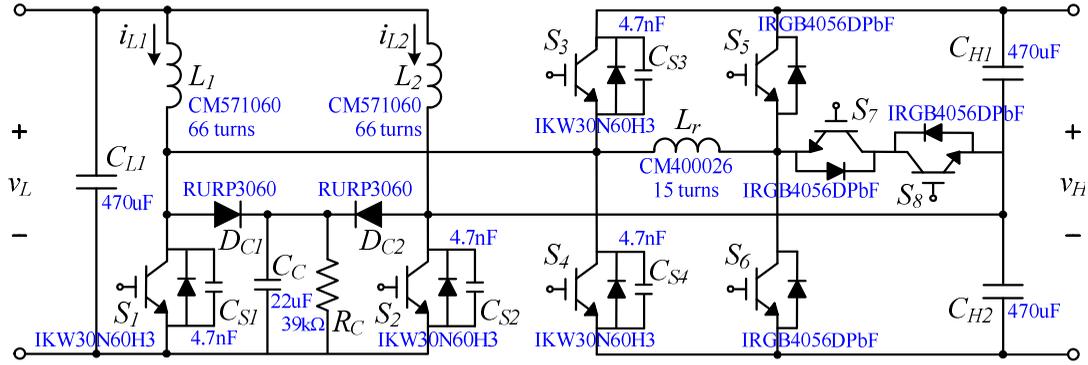
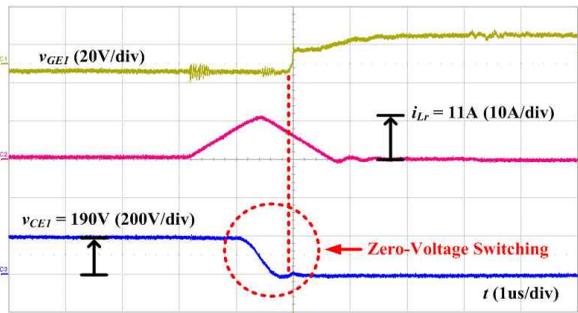


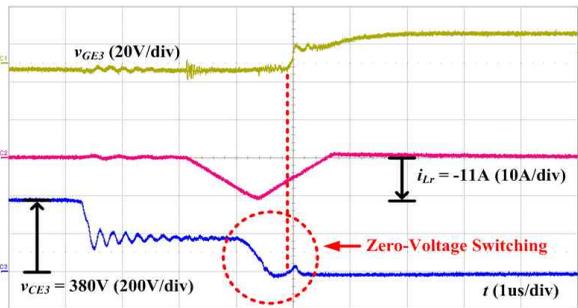
Fig. 8. Schematic diagram of the 1kW TIBDC-ZVT.

TABLE I
EXPERIMENTAL CONDITIONS

Parameters	Value
Output Power (P_o)	1kW
Low-side Voltage (V_L)	70 V
High-side Voltage (V_H)	380 V
Switching Frequency (f_s)	40kHz
Inductors (L_1, L_2)	500uH
Resonant Inductor (L_r)	20uH
Capacitors (C_{L1}, C_{H1}, C_{H2})	470uF
External Capacitors ($C_{S1}, C_{S2}, C_{S3}, C_{S4}$)	4.7nF

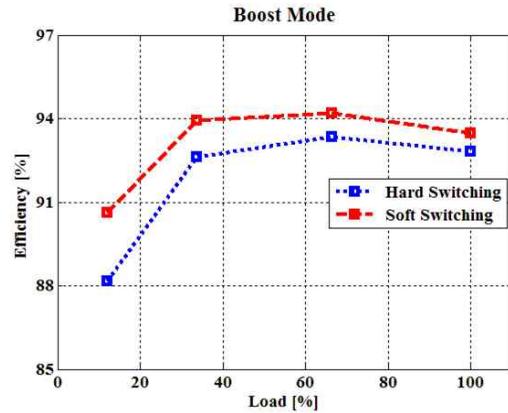


(a) ZVS in the boost state

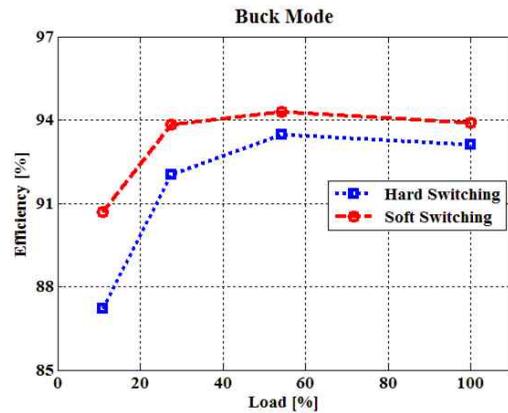


(b) ZVS in the buck state

Fig. 9. Experimental waveforms of the proposed TIBDC-ZVT.



(a) Boost state



(b) Buck state

Fig. 10. Measured efficiency.

부스트 동작처럼, 벡 동작에서도 뒤의 8개 모드(모드 9~모드 16)는 앞서 설명한 8개 모드(모드 1~모드 8)와 대칭적으로 동작한다. t_{l6} 시점에서 동작 모드는 다음 스위칭 주기의 모드 1로 변한다.

3. 실험 결과

제안한 TIBDC-ZVT의 이론적 동작을 확인하고 성능을 평가하기 위해서, 그림 7과 같이 1kW의 프로토타입을 제작하여 시험하였다. 그림 8은 프로토타입의 회

로 구성을 보여주며, 실험에 사용된 조건은 표 1과 같다. 주 전력을 위해, 주 스위치 (S_1, S_2, S_3, S_4)는 IKW30N60H3 (Infineon Technologies, $V_{CE}=600V$, $I_C@25^\circ C = 60 A$, $V_{CE(sat)}=1.95V$)를 인덕터 (L_1, L_2)는 CM571060 (창성, MPP Core, 66턴)를 사용하였다. 공진 셀의 보조 스위치 (S_5, S_6, S_7, S_8)는 IRGB4056DPbF (International Rectifier, $V_{CE}=600V$, $I_C@25^\circ C=24A$, $V_{CE(sat)}=1.55V$)를 보조 인덕터 (L_r)는 CM400026 (창성, MPP Core, 15턴)를 사용하였다. 제안된 회로는 부스트 상태 동작 시에 듀티 사이클이 0.5 보다 커야 한다. 만약 S_1, S_2 가 동시에 꺼지게 되면 L_1, L_2 의 전류 패스가 제공되지 않기 때문에 인덕터 양단에 고 전압 스파이크가 발생하게 된다. 이러한 고 전압 스파이크는 S_1, S_2 에 영구적으로 손상을 입히는 원인이 된다. 이러한 문제를 해결하기 위해서 RCD 스너버를 제안된 회로에 적용하여 시험하였다. RCD 스너버의 다이오드 (D_{Cb}, D_{C2})는 RURP3060 (Fairchild Semiconductor, $V_{RRM}=600V$, $I_F=30A$, $t_{rr}=60 ns$)를 사용하였다.

그림 9는 100% 부하에서 제안된 TIBDC-ZVT의 실험 파형을 보여준다. 그림 9(a)는 부스트 주 스위치 S_1 의 게이트-에미터 전압 v_{GE1} , 공진 인덕터 전류 i_{Lr} , S_1 의 콜렉터-에미터 전압 v_{CE1} 의 파형을 통해 ZVS가 이루어지는 것을 보여준다. 그림 9(b)는 벅 주 스위치 S_3 의 게이트-에미터 전압 v_{GE3} , 공진 인덕터 전류 i_{Lr} , S_3 의 콜렉터-에미터 전압 v_{CE3} 의 파형을 통해 ZVS가 이루어지는 것을 보여준다.

그림 10은 부스트 상태와 벅 상태에서 기존 하드 스위칭 방식의 TIBDC 효율과 제안한 소프트 스위칭 방식의 TIBDC-ZVT 효율을 보여준다. 부스트 상태와 벅 상태 모두 제안한 소프트 스위칭 방식이 기존 하드 스위칭 방식보다 전 부하 영역에서 효율이 향상된 것을 확인할 수 있다. 또한 소프트 스위칭 동작 때문에, 기존 TIBDC 보다 제안한 TIBDC-ZVT는 스위칭 노이즈를 크게 저감시킬 것으로 예측된다.

4. 결 론

본 논문에서는 기존 TIBDC의 문제점을 극복하기 위해 새로운 TIBDC-ZVT를 제안하였다. 공진 셀을 이용하여 부스트와 벅 주 스위치의 소프트 스위칭을 달성하였기 때문에, 스위칭 손실 및 EMI 노이즈를 저감시킬 수 있다. 또한 단일 공진 인덕터 때문에, 제안한 TIBDC-ZVT는 구성이 간단하고 크기와 무게를 줄일 수 있는 장점을 갖는다. 제안한 TIBDC-ZVT의 정상 상태 분석이 상세하게 설명되었고, 1kW급 프로토타입을 제작하여 실험을 수행하였다. 실험 파형은 이론적 파형과 동일하게 동작하는 것을 보였으며, 기존 TIBDC와 효율 비교를 통해 제안된 TIBDC-ZVT의 우수성을 검증하였다.

References

- [1] T. F. Wu, K. H. Sun, C. L. Kuo, and C. H. Chang, "Predictive current controlled 5-kW single-phase bidirectional inverter with wide inductance variation for dc-microgrid applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 25, No. 12, pp. 3076 - 3084, Dec. 2010.
- [2] L. Maharjan, S. Inoue, H. Akagi, and J. Asakura, "State-of-charge-balancing control of a battery energy storage system based on a cascade PWM converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 24, No. 6, pp. 1628 - 1636, Jun. 2009.
- [3] J. Cao and A. Emadi, "A new battery/ ultracapacitor hybrid energy storage system for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 1, pp. 122 - 132, Jan. 2012.
- [4] C. H. Kim, M. Y. Kim, H. S. Park, and G. W. Moon, "A modularized charge equalizer using a battery monitoring IC for series-connected li-ion battery strings in electric vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 8, pp. 3779 - 3787, Aug. 2013.
- [5] C. S. Lim, K. J. Lee, N. J. Ku, D. S. Hyun, and R. Y. Kim, "A modularized equalization method based on magnetizing energy for a series-connected lithium-ion battery string," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 4, pp. 1791 - 1799, Apr. 2014.
- [6] H. Li, F. Z. Peng, and J. S. Lawler, "A natural ZVS medium-power bidirectional dc-dc converter with minimum number of devices," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 39, No. 2, pp. 525 - 535, Mar./Apr. 2003.
- [7] K. Wu, C. W. de Silva, and W. G. Dunford, "Stability analysis of isolated bidirectional dual active full-bridge dc-dc converter with triple phase-shift control," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 4, pp. 2007 - 2017, Apr. 2012.
- [8] A. S. Samosir and A. H. M. Yatim, "Implementation of dynamic evolution control of bidirectional dc-dc converter for interfacing ultracapacitor energy storage to fuel-cell system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 57, No. 10, pp. 3468 - 3473, Oct. 2010.
- [9] K. Jin, M. Yang, X. Ruan, and M. Xu, "Three-level bidirectional converter for fuel-cell/battery hybrid power system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 57, No. 6, pp. 1976 - 1986, Jun. 2010.
- [10] F. Z. Peng, F. Zhang, and Z. Qian, "A magnetic-less dc-dc converter for dual-voltage automotive systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 39, No. 2, pp. 511 - 518, Mar./Apr. 2003.
- [11] I. D. Kim, S. H. Paeng, J. W. Ahn, E. C. Nho, and J. S. Ko, "New bidirectional ZVS PWM sepic/zeta dc-dc converter," in *Proc. IEEE ISIE*, pp. 555 - 560, 2007.
- [12] Y. S. Lee and Y. Y. Chiu, "Zero-current-switching switched-capacitor bidirectional dc-dc converter," *Proc. Inst. Elect. Eng. - Elect. Power Appl.*, Vol. 152, No. 6, pp. 1525 - 1530, Nov. 2005.

- [13] R. J. Wai and R. Y. Duan, "High-efficiency bidirectional converter for power sources with great voltage diversity," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 22, No. 5, pp. 1986 - 1996, Sep. 2007.



임창순(任昶淳)

1984년 9월 11일생. 2009년 숭실대 정보통신전자공학부 졸업. 2011년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2011년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



구남준(具楠浚)

1987년 8월 10일생. 2010년 한양대 전기제어공학부 졸업. 2012년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2012년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



김민섭(金旻燮)

1980년 11월 18일생. 2009년 국민대 전자공학부 졸업. 2009년~현재 한양대 대학원 전기공학과 석박 통합과정.



현동석(玄東石)

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1984년~1985년 미국 토레도대학 교환교수. 1988년~1989년 원혜공과대학 교환교수. 2003년 IEEE, Fellow Member. 1979년~현재 한양대 전기제어생체공학부 교수. 2000년 당 학회 회장 역임.