

결합 인덕터를 이용한 3-레벨 Zeta 컨버터

이승재¹, 양민권¹, 허준¹, 최우영[†]

Three-Level Zeta Converter using a Coupled Inductor

Seung-Jae Lee¹, Min-Kwon Yang¹, Jun Heo¹, and Woo-Young Choi[†]

Abstract

Conventional two-level Zeta converters have drawbacks, such as high voltage stresses and high current ripples. To address these problems, a three-level Zeta converter that uses a couple inductor is proposed in this study. The proposed converter utilizes the three-level power switching circuit to reduce the voltage stresses and inductor current ripples. Compared with the conventional converter, the proposed converter can improve power efficiency and power density. A 500 W prototype circuit is used to verify the operation and performance of the proposed converter via experimental results.

Key words: Three-level, Zeta converter, Coupled inductor, Two-level

1. 서 론

다양한 DC-DC 컨버터 중에서 스위치 듀티 비 (Duty ratio)에 따라 출력 전압을 승압 (Step-up) 또는 강압 (Step-down)시킬 수 있는 Zeta 컨버터가 있다^[1-2]. 일반적으로 Zeta 컨버터는 SEPIC (Single-ended primary-inductor converter)와 반전된 구조를 지닌다^[1]. Zeta 컨버터는 인덕터의 전류 리플이 작고 출력 전압의 승압 강압이 가능해 다양한 산업에 응용된다^[1,3].

그림 1은 2-레벨 Zeta 컨버터의 회로도를 나타낸다^[1-2]. 2-레벨 Zeta 컨버터의 스위칭 소자 S_1 의 전압 스트레스 (Voltage stress)는 입력 전압과 출력 전압의 합이다^[1]. 2-레벨 Zeta 컨버터의 입력과 출력의 전압 비 (Voltage ratio)는 $V_o/V_i = D/(1-D)$ 로 표현된다^[3]. 스위칭 소자의 듀티 비 D 에 따라 스위칭 소자의 전압 스트레스는 $V_{S1} = V_i + V_o$ 이 된다^[4-5]. 높은 전압 스트레스는 스위칭 손실 (Switching losses)과 컨버터의 효율 감소 원인이 된다.

본 논문에서는 2-레벨 Zeta 컨버터 스위칭 소자의 평균 전압 스트레스와 인덕터 전류 리플과 컨버터 전력

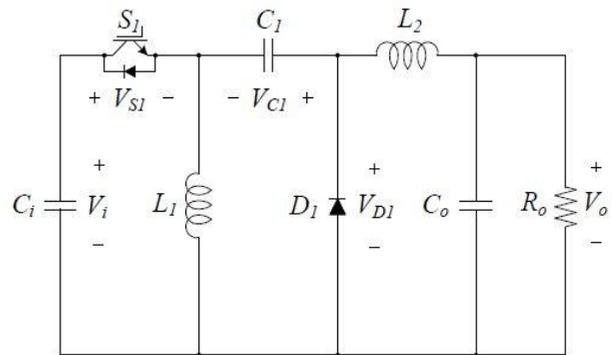


Fig. 1. Circuit diagram of the two-level Zeta converter.

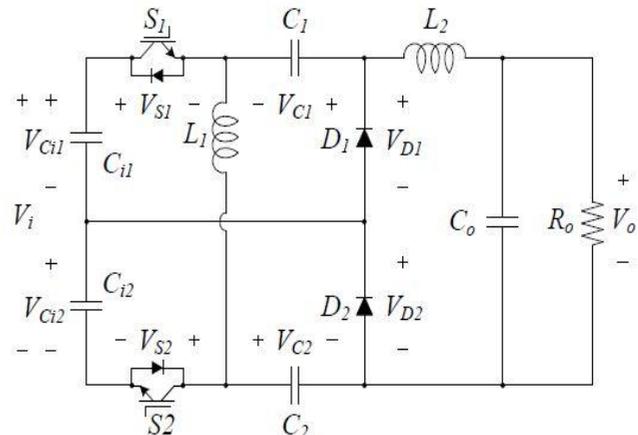


Fig. 2. Circuit diagram of the three-level Zeta converter.

밀도 개선을 위해 결합 인덕터를 이용한 3-레벨 Zeta 컨버터를 제안한다. 제안하는 컨버터의 동작 원리와 결합 인덕터의 특징을 설명한다. 기존의 2-레벨 Zeta 컨버터와 제안하는 결합 인덕터를 이용한 3-레벨 Zeta 컨버터의 성능 비교를 위해 500 [W] 시제품 제작을 통해 실험 결과를 비교한다.

2. 결합 인덕터를 이용한 3-레벨 Zeta 컨버터

2.1 3-레벨 Zeta 컨버터

기존의 2-레벨 Zeta 컨버터의 단점인 스위칭 소자의 높은 평균 전압 스트레스와 인덕터 전류 리플을 절반으로 줄여 효율을 향상 시키는 방법으로 3-레벨 Zeta 컨버터를 제안한다. 그림 2는 3-레벨 Zeta 컨버터의 회로도를 나타낸다. 3-레벨 Zeta 컨버터의 구조를 기존의 컨버터와 비교하면 입력 캐패시터 C_2 , 스위치 S_2 , 양방향 캐패시터 C_2 , 그리고 다이오드 D_2 가 추가되었다. 여기서 입력과 출력 인덕터는 기존의 컨버터와 동일한 단일 인덕터를 사용한다. 3-레벨 Zeta 컨버터는 양방향 캐패시터 C_1 , C_2 존재로 입력과 출력 단이 전기적으로 절연되는 특징을 지닌다^[5]. 3-레벨 Zeta 컨버터는 기존의 컨버터에 비해 스위칭 소자의 평균 전압 스트레스와 인덕터의 전류 리플이 절반으로 줄어든다. 하지만 컨버터 구성 소자가 늘어나고 동일한 단일 인덕터를 사용하기 때문에 전력밀도를 개선하지 못한다. 여기서 3-레벨 Zeta 컨버터의 단일 인덕터를 결합 인덕터로 대체해 효율과 전력밀도를 동시에 개선시키는 결합 인덕터를 이용한 3-레벨 Zeta 컨버터를 제안한다.

2.2 결합 인덕터를 이용한 3-레벨 Zeta 컨버터

그림 3은 결합 인덕터를 이용한 3-레벨 Zeta 컨버터의 회로도를 나타낸다. 제안하는 컨버터의 구조는 입력 캐패시터 C_{i1} , C_{i2} , 스위치 S_1 , S_2 , 결합 인덕터 L_1 , L_2 , 양방향 캐패시터 C_1 , C_2 , 다이오드 D_1 , D_2 , 그리고 출력 캐패시터 C_o 로 구성되어 있다. 메인 스위치 S_1 , S_2 의 전압은 V_{S1} , V_{S2} 이다. 양방향 캐패시터 C_1 , C_2 의 전압은 V_{C1} , V_{C2} 이다. 출력 캐패시터 C_o 의 전압은 V_o 이다. 결합 인덕터의 1차 측과 2차 측 전류는 각각 i_{L1} , i_{L2} 이다. 중성점 (Neutral point)은 직렬로 연결된 입력 캐패시터 C_{i1} , C_{i2} 와 다이오드 D_1 , D_2 의 중점에 연결된다. 제안하는 컨버터는 기존의 컨버터에 비해 인덕터 전류 리플 크기를 줄이고 전력밀도를 향상시키는 장점을 지닌다^[6-7]. 그리고 스위칭 소자의 평균 전압 스트레스가 절반으로 줄어들고 $V_{S1} = V_{S2} = (V_i + V_o)/2$ 으로 표현된다.

그림 4는 결합 인덕터의 회로도를 나타낸다^[8-9]. 그림 4(a)는 결합 인덕터의 간소화된 회로도를 나타낸다. 회로의 구조는 결합 계수 k (Coupling coefficient), 턴 비 n (Turn ratio)으로 표현 되어 있다^[10]. 결합 인덕터 L_1 ,

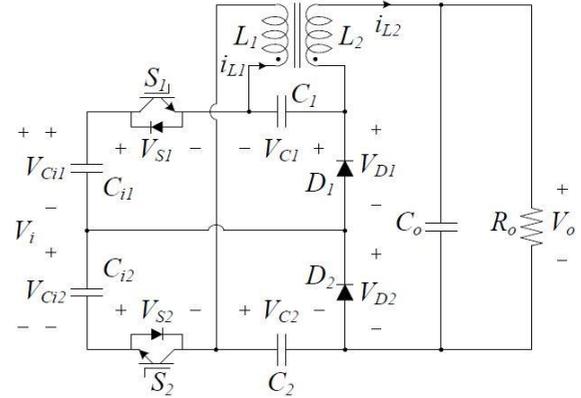


Fig. 3. Circuit diagram of the three-level Zeta converter using a coupled inductor.

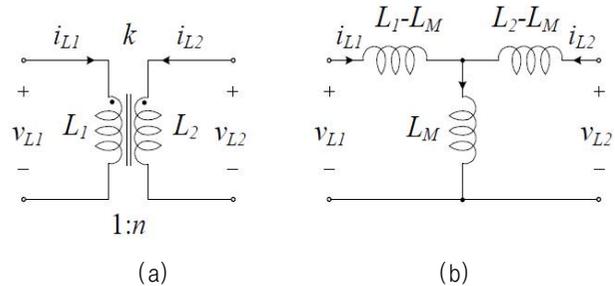


Fig. 4. Circuit diagram of the coupled inductor: (a) simplified circuit, (b) T-type equivalent circuit.

L_2 는 상호 결합되어 있고 결합 계수 k 와 상호 인덕턴스 L_M (Mutual inductance)의 관계식은 $L_M = k\sqrt{L_1 L_2}$ 으로 표현된다^[11-12]. 결합 인덕터를 이용한 3-레벨 Zeta 컨버터의 전류 해석을 위해 등가회로 (Equivalent circuit)가 필요하다. 그림 4(b)는 결합 인덕터의 T형 등가회로를 나타낸다. 결합 인덕터의 구성 성분은 상호 인덕턴스를 이용해 표현할 수 있으며, 결합 인덕터 1차 측과 2차 측의 인덕턴스는 누설 인덕턴스 L_{1l} , L_{2l} (Leakage inductance)와 자화 인덕턴스 L_{1M} , L_{2M} (Magnetizing inductance)를 이용해 $L_1 = L_{1l} + L_{1M}$, $L_2 = L_{2l} + L_{2M}$ 로 표현된다. 여기서, 결합 인덕터의 턴 비 n 는 1:1이다. 이상적인 결합 인덕터 1차 측과 2차 측의 전류 i_{L1} , i_{L2} 와 전압 v_{L1} , v_{L2} 의 관계식이 다음 수식으로 표현된다.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_{L1} - kv_{L2}/n}{(1-k^2)L_1}. \quad (1)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_{L2} - kv_{L1}n}{(1-k^2)L_2}. \quad (2)$$

결합 인덕터의 1차 측과 2차 측의 자화 인덕턴스와 누설 인덕턴스는 누설 계수 σ_1 , σ_2 (Leakage coefficient)를 이용해 $L_{1M} = (1-\sigma_1)L_1$, $L_{2M} = (1-\sigma_2)L_2$, $L_{1l} = \sigma_1 L_1$, $L_{2l} = \sigma_2 L_2$ 로 정의 된다. 누설 인덕턴스는 매우 작고 결

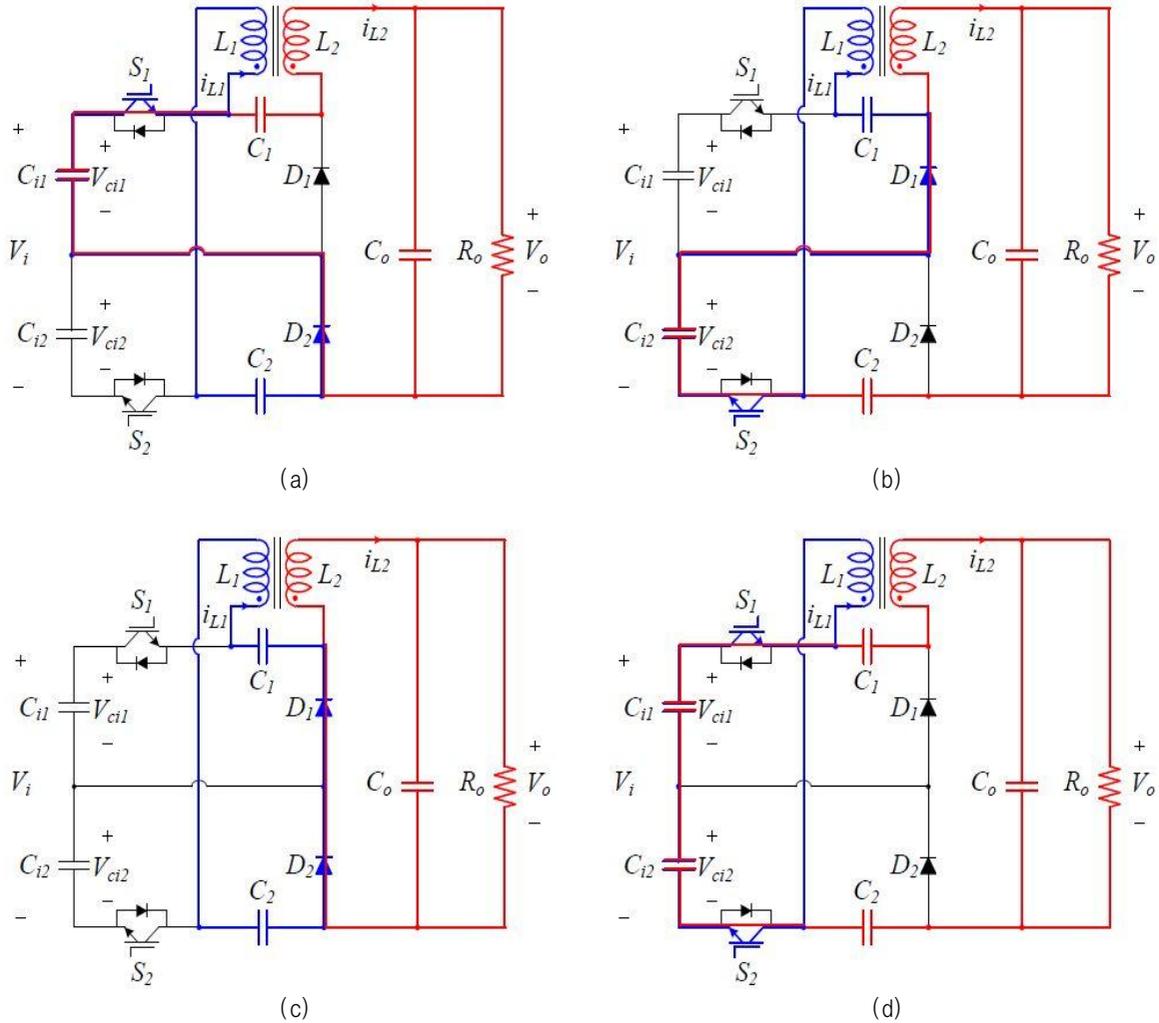


Fig. 5. Circuit diagram of the three-level Zeta converter operation according to the switches state: (a) Mode 1, (b) Mode 2, (c) Mode 3, (d) Mode 4.

합 계수 k 는 단일 인덕터에 가까운 값이라 가정한다^[7].
 그림 5는 결합 인덕터를 이용한 3-레벨 Zeta 컨버터의 스위치 상태에 따른 회로 동작을 나타낸다. 회로 동작은 Mode 1, Mode 2, Mode 3, Mode 4로 나뉜다. 회로 동작 해석은 연속 전류 모드 (Continuous current mode)에서 정상 상태 동작을 해석한다. 메인 스위치 S_1 의 턴-온 동작은 한 주기 T_s 에서 스위치 S_2 와 180° 위상 차이가 난다.

Mode 1(S_1 : ON, S_2 : OFF) : 스위치 S_1 턴-온, S_2 턴-오프 상태일 때 회로 동작이다. 결합 인덕터의 1차 측 전류 i_{L1} 는 L_1 , C_2 , D_2 , C_{i1} , S_1 을 통해 흐르고 다음 수식으로 표현된다.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{(V_i - V_o)}{2L_1}. \quad (3)$$

결합 인덕터 1차 측 전압은 $v_{L1} = V_{C1} - V_{C2}$ 이다. 결합 인덕터 2차 측 전류 i_{L2} 는 L_2 , C_o , D_2 , C_{i1} , S_1 , C_1 을 통해 흐르고 다음 수식으로 표현된다.

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{(V_i - V_o)}{2L_2}. \quad (4)$$

결합 인덕터 2차 측 전압은 $v_{L2} = V_{C1} + V_{C1} - V_o$ 이다. 여기서 스위치 듀티 비 $D < 0.5$ 일 때, 결합 인덕터는 에너지를 저장하고 $D > 0.5$ 일 때, 저장된 에너지를 방출한다.

Mode 2(S_1 : OFF, S_2 : ON) : 스위치 S_1 턴-오프, S_2 턴-온 상태일 때 회로 동작이다. 결합 인덕터 1차 측 전류 i_{L1} 는 L_1 , S_2 , C_{i2} , D_1 , C_1 을 통해 흐른다. 결합 인덕터 1차 측 전압은 $v_{L1} = V_{C1} - V_{C1}$ 이다. 결합 인덕터 2차 측 전류 i_{L2} 는 L_2 , C_o , C_2 , S_2 , C_2 , D_1 을 통해 흐른다. 결합

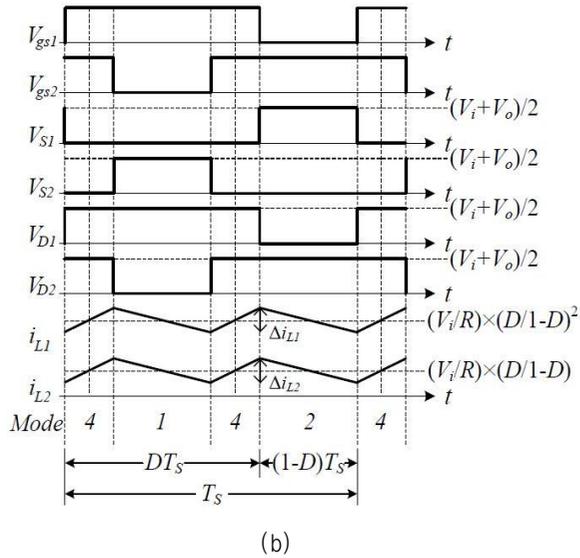
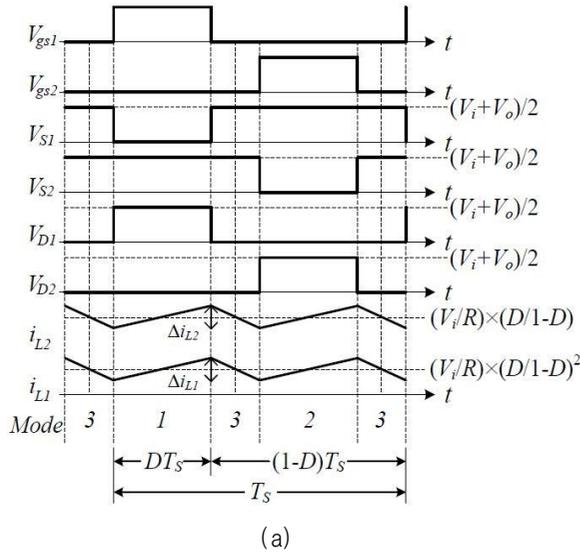


Fig. 6. Switching and current waveforms of the three-level Zeta converter using a coupled inductor: (a) $D < 0.5$, (b) $D > 0.5$.

인덕터 2차 측 전압은 $v_{L2} = V_{C2} + V_{C2} - V_o$ 이다. 여기서 스위치 듀티 비 $D < 0.5$ 일 때, 결합 인덕터는 에너지를 저장하고 $D > 0.5$ 일 때, 저장된 에너지를 방출한다. 결합 인덕터 1차 측과 2차 측 전류의 수식은 *Mode 1*과 동일하다.

Mode 3(S_1 : OFF, S_2 : OFF) : 스위치 S_1 , S_2 가 턴-오프 상태일 때 회로 동작이다. 이 동작은 스위치 듀티 비 D 가 0.5 미만 일 때 존재한다. 결합 인덕터 1차 측 전류 i_{L1} 는 L_1 , C_2 , D_2 , D_1 , C_1 통해 흐르고 다음 수식으로 표현된다.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_i}{L_1}. \quad (5)$$

결합 인덕터 1차 측 전압은 $v_{L1} = V_{C1} + V_{C2}$ 이다. 결합 인덕터 2차 측 전류 i_{L2} 는 L_2 , C_o , D_2 , D_1 을 통해 흐르고 다음 수식으로 표현된다.

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_i}{L_2}. \quad (6)$$

결합 인덕터 2차 측 전압은 $v_{L2} = V_{C1} + V_{C2} + V_{C2} + V_{C1} - V_o$ 이다. 여기서 결합 인덕터는 저장된 에너지를 방출한다.

Mode 4(S_1 : ON, S_2 : ON) : 스위치 S_1 , S_2 가 턴-온 상태일 때 회로 동작이다. 이 동작은 스위치 듀티 비 D 가 0.5 이상 일 때 존재한다. 1차 측 인덕터 전류 i_{L1} 는 L_1 , C_2 , C_1 , S_2 을 통해 흐르고 다음 수식으로 표현된다.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{V_o}{L_1}. \quad (7)$$

결합 인덕터 1차 측 전압은 $v_{L1} = -V_{C1} - V_{C2}$ 이다. 결합 인덕터 2차 측 전류 i_{L2} 는 L_2 , C_o , C_2 , S_2 , C_2 , C_1 , S_1 , C_1 을 통해 흐르고 다음 수식으로 표현된다.

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{V_o}{L_2}. \quad (8)$$

결합 인덕터 2차 측 전압은 $v_{L2} = -V_o$ 이다. 여기서 결합 인덕터는 에너지를 저장한다.

즉, 스위치 상태에 따르는 회로 동작 및 결합 인덕터의 전류 파형은 스위치 듀티 비에 따라 달라진다. 스위치 듀티 비 $D < 0.5$ 일 때, *Mode 1, 2, 3*, 듀티 비 $D > 0.5$ 일 때, *Mode 1, 2, 4*의 조합으로 동작한다. 수식 (5), (6), (7), (8)의 전개를 통해 입력 캐패시터 C_{11} , C_{22} 의 전압 $V_{C11} = V_{C22} = V_i/2$, 양방향 캐패시터 C_1 , C_2 의 전압 $V_{C1} = V_{C2} = V_o/2$ 을 유도할 수 있다. 또한 수식 (7)와 (8)을 이용해 제안하는 컨버터의 입력과 출력 전압 비를 $V_o/V_i = D/(1-D)$ 으로 표현할 수 있으며 기존의 컨버터와 동일한 것을 알 수 있다.

그림 6은 제안하는 컨버터의 스위칭 파형과 결합 인덕터 1차 측과 2차 측의 전류 파형을 나타낸다. 수식 (1), (2)를 이용해 결합 인덕터 전류 리플 크기를 설명한다. 스위치 S_1 의 턴-온 시간 $0 < t < DT_s$ 일 때, 결합 인덕터 1차 측과 2차 측의 시간에 따르는 전류 변화량은 다음 수식으로 표현된다.

$$\Delta i_{L1} = \frac{v_{L1} - kv_{L2}/n}{(1-k^2)L_1} DT_s. \quad (9)$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{v_{L2} - kv_{L1}/n}{(1-k^2)L_2} DT_s. \quad (10)$$

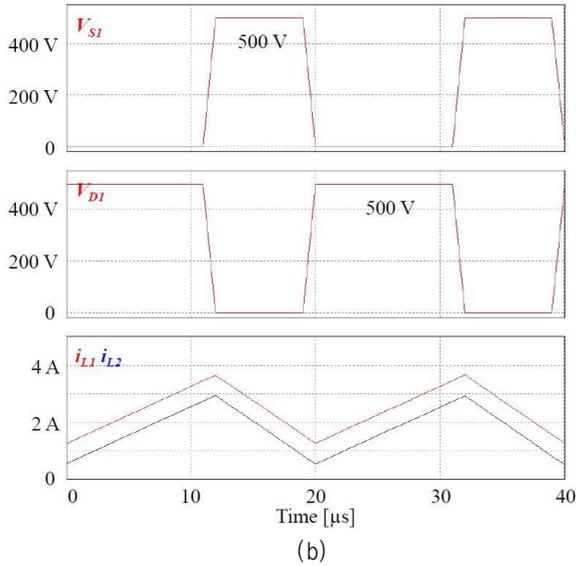
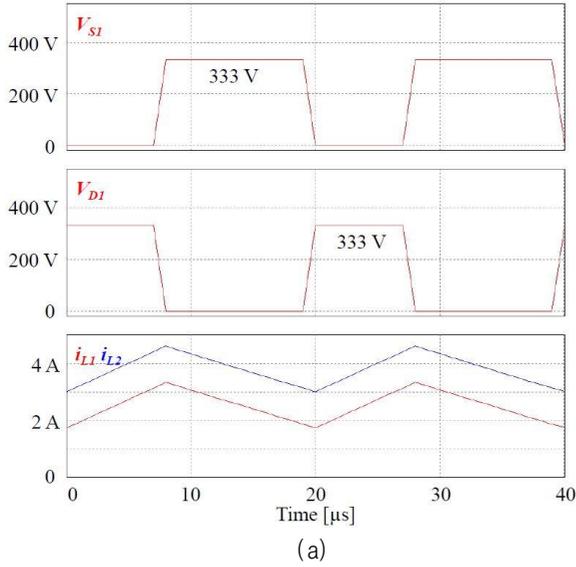


Fig. 7. Simulation waveforms of the two-level Zeta converter for 500 [W]: (a) $D = 0.4$, (b) $D = 0.6$.

그리고 스위치 S_1 의 턴-오프 시간 $0 < t < (1-D)T_s$ 일 때, 결합 인덕터 1차 측과 2차 측의 전류 변화량은 다음 수식으로 표현된다.

$$\Delta i_{L1} = \frac{v_{L1} - kv_{L2}/n}{(1-k^2)L_1}(1-D)T_s. \quad (11)$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{v_{L2} - kv_{L1}n}{(1-k^2)L_2}(1-D)T_s. \quad (12)$$

Mode 3에서 스위치 S_1 의 턴-온 시간 $0 < t < DT_s$ 에서 다음 수식으로 표현된다.

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_i}{L_1}DT_s. \quad (13)$$

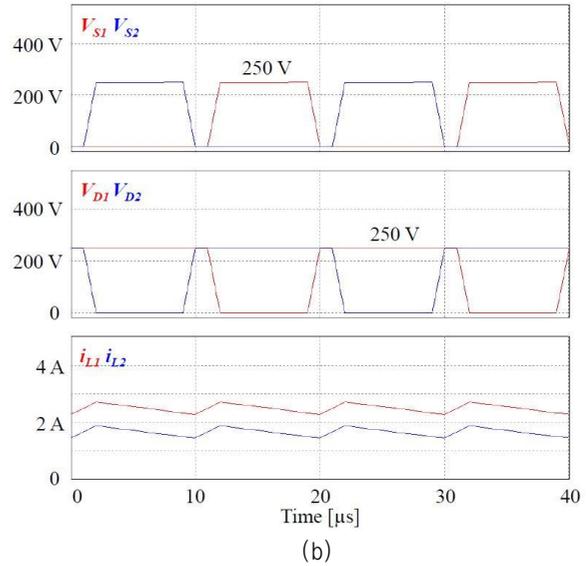
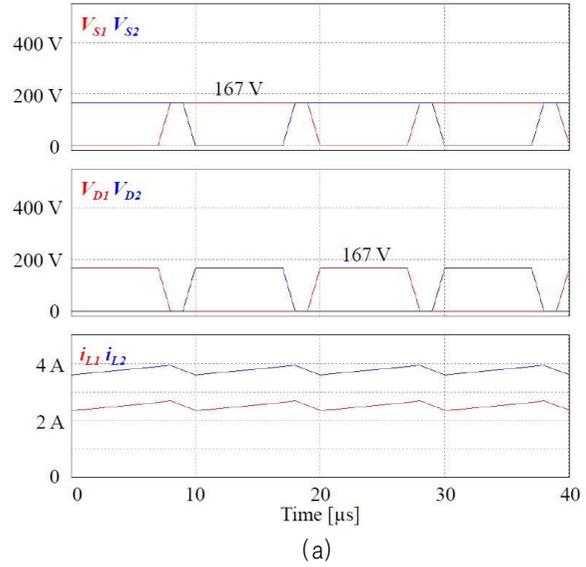


Fig. 8. Simulation waveforms of the three-level Zeta converter using a coupled inductor for 500 [W]: (a) $D = 0.4$, (b) $D = 0.6$.

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_i}{L_2}DT_s. \quad (14)$$

Mode 4에서 스위치 S_2 의 턴-오프 시간 $0 < t < (1-D)T_s$ 일 때, 다음 수식으로 표현된다.

$$\Delta i_{L1} = -\frac{V_o}{L_1}(1-D)T_s. \quad (15)$$

$$\Delta i_{L2} = -\frac{V_o}{L_2}(1-D)T_s. \quad (16)$$

또한 결합 인덕터 1차 측과 2차 측의 평균 전류는 입력과 출력의 전압 비 전달 함수를 이용해 다음 수식으로 표현된다.

TABLE 1
ELECTRICAL SPECIFICATION OF THE SYSTEM

Electrical specification	Value
Input voltage V_i	200 [V]
Output voltage V_o	133 [V], 300 [V]
Switching frequency f_s	50 [kHz]
Output power P_o	500 [W]

TABLE 2
MAIN COMPONENT PARAMETERS

Conventional converter	
Component	Parameter
Input inductor L_1	1 [mH]
Bypass capacitor C_1	22 [uF]
Output inductor L_2	1 [mH]
Input, output capacitor C_i, C_o	440 [uF]
Switch S_1	11N80C3 (800V/11A)
Diode D_1	FES8JT (600V/8A)
Proposed converter	
Component	Parameter
Coupled inductor L_1, L_2	1 [mH]
Bypass capacitor C_1, C_2	22 [uF]
Input capacitor C_{i1}, C_{i2}	220 [uF]
Output capacitor C_o	440 [uF]
Switch S_1, S_2	FQA30N40 (400V/30A)
Diode D_1, D_2	FES8JT (600V/8A)

$$I_{L1} = \frac{V_o}{R} \left(\frac{D}{1-D} \right) = \frac{V_i}{R} \left(\frac{D}{1-D} \right)^2 \quad (17)$$

$$I_{L2} = \frac{V_o}{R} = \frac{V_i}{R} \left(\frac{D}{1-D} \right) \quad (18)$$

3. 시뮬레이션

제안하는 결합 인덕터를 이용한 3-레벨 Zeta 컨버터의 동작 방식을 검증하기 위해서 PSIM 9.0 소프트웨어를 사용하였다. 시뮬레이션 환경은 시작품 실험 환경과 동일하게 500 [W]로 설계하였다. 표 1은 기존의 컨버터와 제안하는 컨버터의 전기적 사양을 나타낸다. 기존의 컨버터와 제안하는 컨버터의 시뮬레이션은 입력 전압 200 [V], 스위칭 소자의 듀티 비 $D = 0.4$, $D = 0.6$ 일 때 스위칭 소자의 전압 스트레스와 인덕터 전류 파형을 비교하였다.

그림 7은 기존의 컨버터의 500 [W] 시뮬레이션 파형을 나타낸다. 그림 7(a)는 2-레벨 Zeta 컨버터 스위치 듀티 비 $D = 0.4$ 일 때의 시뮬레이션 파형을 나타낸다. 입력 전압 V_i 는 200 [V], 출력 전압 V_o 는 133 [V]이다.

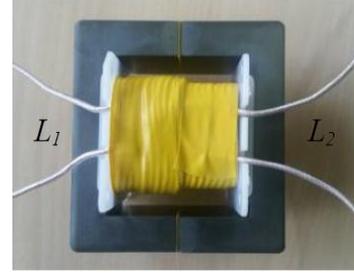


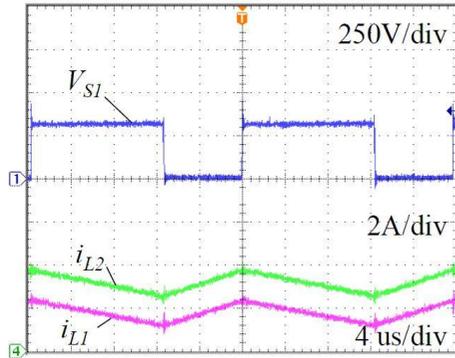
Fig. 10. Photograph of the coupled inductor.

스위칭 소자의 평균 전압 스트레스는 $V_{SI} = V_i + V_o$ 으로 333 [V]이다. 출력 인덕터 평균 전류는 출력 전압 133 [V]에 대해 부하 35 [Ω]일 때, 약 3.5 [A]이다. 그림 7(b) 2-레벨 Zeta 컨버터 스위치 듀티 비 $D = 0.6$ 일 때의 시뮬레이션 파형을 나타낸다. 입력 전압 V_i 는 200 [V], 출력 전압 V_o 는 300 [V]이다. 스위칭 소자의 평균 전압 스트레스는 $V_{SI} = V_i + V_o$ 으로 500 [V]이다. 출력 인덕터 평균 전류는 출력 전압 300 [V]에 대해 부하 180 [Ω]일 때, 약 1.7 [A]이다.

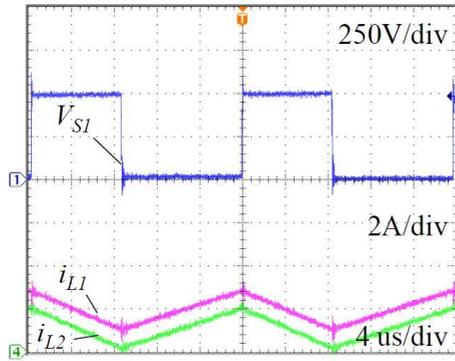
그림 8은 제안하는 컨버터의 500 [W] 시뮬레이션 파형을 나타낸다. 그림 8(a)는 결합 인덕터를 이용한 3-레벨 Zeta 컨버터 스위치 듀티 비 $D = 0.4$ 일 때의 시뮬레이션 파형을 나타낸다. 입력 전압 V_i 는 200 [V], 출력 전압 V_o 는 133 [V]이다. 스위칭 소자의 평균 전압 스트레스는 $V_{SI} = V_{S2} = (V_i + V_o)/2$ 으로 167 [V]이다. 결합 인덕터 2차 측 평균 전류는 출력 전압 133 [V]에 대해 부하 35 [Ω]일 때, 약 3.5 [A]이다. 그림 8(b)는 결합 인덕터를 이용한 3-레벨 Zeta 컨버터 스위치 듀티 비 $D = 0.6$ 일 때의 시뮬레이션 파형을 나타낸다. 입력 전압 V_i 는 200 [V], 출력 전압 V_o 는 300 [V]이다. 스위칭 소자의 평균 전압 스트레스는 $V_{SI} = V_{S2} = (V_i + V_o)/2$ 으로 250 [V]이다. 결합 인덕터 2차 측 평균 전류는 출력 전압 300 [V]에 대해 부하 180 [Ω]일 때, 약 1.7 [A]이다. 제안하는 컨버터는 기존의 컨버터에 비해 스위칭 소자의 평균 전압 스트레스와 인덕터 전류 리플 크기가 절반으로 줄어든 것을 확인할 수 있다.

4. 실험 결과

본 논문은 기존의 2-레벨 Zeta 컨버터와 결합 인덕터를 이용한 3-레벨 Zeta 컨버터의 성능 평가 및 비교를 위해 시작품 제작을 통해 실험 결과를 비교하였다. 표 2는 기존의 컨버터와 제안하는 컨버터의 전기적 사양과 소자들의 값 및 정격 규격을 나타낸다. 스위칭 소자의 동작 주파수 f_s 는 50 [kHz]이다. 기존의 컨버터와 제안하는 컨버터는 입력 캐패시터, 스위칭 소자, 인덕터를 제외하고 모두 동일하다. 그림 9는 결합 인덕터의 사진을 나타낸다. 결합 인덕터는 페라이트 코어 EE7066 (Ferrite core)로 설계되었고, 1차 측과 2차 측의 권선

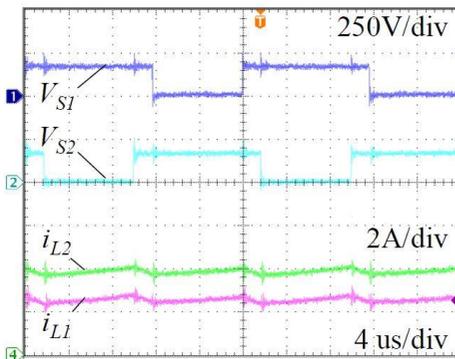


(a)

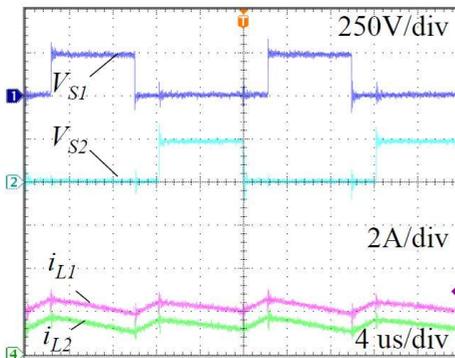


(b)

Fig. 10. Experimental waveforms of the two-level Zeta converter for 500 [W]: (a) $D = 0.4$, (b) $D = 0.6$.

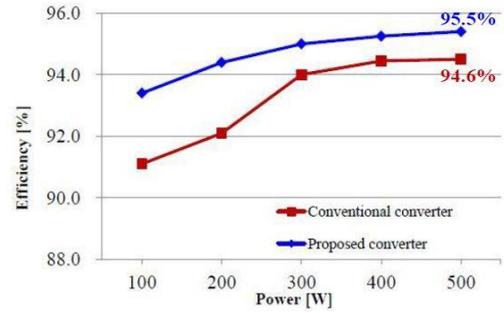


(a)

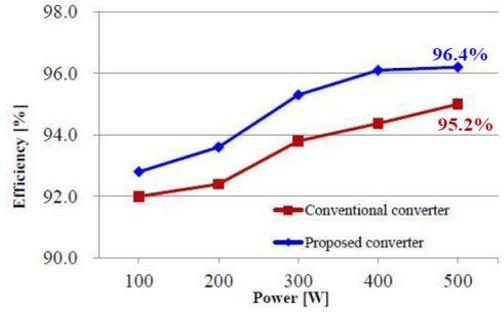


(b)

Fig. 11. Experimental waveforms of three-level Zeta converter using a coupled inductor for 500 [W]: (a) $D = 0.4$, (b) $D = 0.6$.



(a)



(b)

Fig. 12. Measured power efficiencies of two-level Zeta converter and three-level Zeta converter using a coupled inductor for 500 [W]: (a) $D = 0.4$, (b) $D = 0.6$.

비 (Turn ratio) $N_1:N_2$ 는 30:30이다. 결합 인덕터의 자화 인덕턴스 $L_{1M} = L_{2M} = 1$ [mH], 누설 인덕턴스 $L_{11} = L_{22} = 14$ [μ H] 값을 갖는다. 실험은 500 [W]에서 스위치 듀티 비 $D = 0.4$, $D = 0.6$ 일 때의 파형을 비교하였다.

4.1 2-레벨 Zeta 컨버터

기존의 2-레벨 Zeta 컨버터의 스위칭 소자는 11N80C3 (Infineon)을 사용하였으며, 허용 전압은 800 [V] 내부저항은 0.45 [Ohm]이다. 그림 10은 기존의 컨버터의 500 [W] 실험 파형을 나타낸다. 그림 10(a)는 2-레벨 Zeta 컨버터의 스위치 듀티 비 $D = 0.4$ 일 때, 스위치 S_1 의 전압 V_{S1} , 입력과 출력 인덕터 L_1 , L_2 전류 i_{L1} , i_{L2} 의 실험 파형을 나타낸다. 스위치 S_1 의 전압 스트레스는 스위칭 노이즈를 포함하여 450 [V], 평균 전압 스트레스는 350 [V]로 추정되었다. 입력과 출력 인덕터 L_1 , L_2 의 전류 리플의 크기는 2 [A]로 추정되었다. 그림 10(b)는 2-레벨 Zeta 컨버터의 스위치 듀티 비 $D = 0.6$ 일 때 실험 파형을 나타낸다. 입력 전압 V_i 이 200 [V] 일 때, 출력 전압 V_o 은 300 [V]이다. 스위치 S_1 의 전압스트레스는 스위칭 노이즈를 포함하여 650 [V], 평균 전압 스트레스는 500 [V]로 추정되었다. 입력과 출력 인덕터 L_1 , L_2 의 전류 리플 크기는 2 [A]로 추정되었다.

4.2 결합 인덕터를 이용한 3-레벨 Zeta 컨버터

제안하는 결합 인덕터를 이용한 3-레벨 Zeta 컨버터의 스위칭 소자는 FQA30N40 (Fairchild)을 사용하였으

며, 허용 전압은 400 [V] 내부저항은 0.14 [Ohm]이다. 그림 11은 제안하는 컨버터의 500 [W] 실험 파형을 나타낸다. 그림 11(a)는 결합 인덕터를 이용한 3-레벨 Zeta 컨버터 스위치 듀티 비 $D = 0.4$ 일 때, 메인 스위치 S_1, S_2 의 전압 V_{S1}, V_{S2} , 결합 인덕터 1차 측 L_1 의 전류 i_{L1} , 2차 측 L_2 의 전류 i_{L2} 의 실험 파형을 나타낸다. 입력 전압 V_i 이 200 [V] 일 때, 출력 전압 V_o 은 133 [V]이다. 스위칭 소자의 전압 스트레스는 스위칭 노이즈를 포함하여 300 [V], 평균 전압스트레스는 170 [V]로 측정되었다. 결합 인덕터 L_1, L_2 의 전류 리플 크기는 1 [A]로 측정되었다. 그림 11(b)는 결합 인덕터를 이용한 3-레벨 Zeta 컨버터 스위치 듀티 비 $D = 0.6$ 일 때 실험 파형을 나타낸다. 입력 전압 V_i 이 200 [V] 일 때, 출력 전압 V_o 은 300 [V]이다. 스위칭 소자의 전압 스트레스는 스위칭 노이즈를 포함하여 350 [V], 평균 전압 스트레스는 250 [V]로 측정되었다. 결합 인덕터 L_1, L_2 의 전류 리플 크기는 1 [A]로 측정되었다. 제안하는 컨버터는 기존의 컨버터에 비해 스위치의 평균 전압 스트레스와 인덕터 전류 리플 크기가 절반인 것을 확인할 수 있다.

기존의 컨버터와 제안하는 컨버터는 100 [W] 단위로 실험을 진행하고 500 [W]에서 측정된 효율을 비교하였다. 효율 측정을 위해 파워미터기 WT230 (Yokogawa)를 사용하였다. 그림 12는 기존의 컨버터와 제안하는 컨버터의 스위치 듀티 비 $D = 0.4, 0.6$ 일 때, 100 [W] 단위로 효율을 측정한 그래프를 나타낸다. 그림 12(a)는 2-레벨 Zeta 컨버터와 결합 인덕터를 이용한 3-레벨 Zeta 컨버터의 스위치 듀티 비 $D = 0.4$ 일 때, 효율 측정 그래프를 나타낸다. 500 [W]에서 부하저항은 $R_o = 35$ [ohm]이며, 입력 전력 $P_{in} = 517$ [W]에 대하여 기존의 컨버터는 출력 전력 $P_{out} = 489$ [W], 제안하는 컨버터는 $P_{out} = 494$ [W]이다. 기존의 컨버터는 효율 $\eta = P_{out}/P_{in} = 94.6$ %이고 제안하는 컨버터는 95.5 %이다. 그림 12(b)는 2-레벨 Zeta 컨버터와 결합 인덕터를 이용한 3-레벨 Zeta 컨버터의 스위치 듀티 비 $D = 0.4$ 일 때, 효율 측정 그래프를 나타낸다. 500 [W]에서 부하저항은 $R_o = 180$ [ohm]이며, 입력 전력 $P_{in} = 521$ [W]에 대하여 기존의 컨버터는 출력 전력 $P_{out} = 496$ [W], 제안하는 컨버터는 $P_{out} = 502$ [W]이다. 기존의 컨버터는 효율 $\eta = 95.2$ %이고 제안하는 컨버터는 96.4%이다.

5. 결 론

본 논문에서는 기존의 2-레벨 Zeta 컨버터의 효율 향상 및 전력밀도 개선을 위해 결합 인덕터를 이용한 3-레벨 Zeta 컨버터를 제안하였다. 기존의 컨버터에 비해 제안하는 컨버터는 스위치의 평균 전압 스트레스와 인덕터 전류 리플 크기를 절반으로 줄일 수 있다. 이로 인해, 제안하는 컨버터는 기존의 컨버터에 비해 낮은 정격 전압의 스위칭 소자를 사용할 수 있다. 또한 단일 인덕

터를 결합 인덕터로 대체함으로써 컨버터의 무게, 부피를 줄여 전력밀도와 비용이 개선되었다. 제안하는 컨버터의 회로 동작과 스위치 듀티 비 $D = 0.4, 0.6$ 일 때, 스위칭 소자의 전압 및 결합 인덕터 1차 측과 2차 측의 전류 파형을 설명하였다. 실험은 기존의 컨버터와 제안하는 컨버터를 시제품 제작하였으며, 100 [W] 단위로 효율을 비교하였다. 또한 제안하는 컨버터는 500 [W] 실험에서 듀티 비 $D = 0.4$ 일 때, 95.5%의 효율, $D = 0.6$ 일 때, 96.4%의 효율을 달성하였다. 제안하는 컨버터는 효율 향상과 전력밀도 개선으로 다양한 산업에 응용 될 것으로 기대 된다.

이 논문은 2014년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원(2011-0013025) 및 2015년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원(2010-0028509)을 받아 수행된 연구임.

References

- [1] Y. H. Lee, B. H. Min, E. C. Nho, J. W. Ahn, and I. D. Kim, "Design of bidirectional PWM SEPIC/ZETA DC-DC converter," *IEEE International Conference on Power Electronics*, pp. 614-619, Oct. 2007.
- [2] E. Niculescu, M. C. Niculescu, and D. M. Purcaru., "Modelling the PWM zeta converter in discontinuous conduction mode," *MELECON(14th Mediterranean Electrotechnical Conference)*, pp. 651-657, May 2008.
- [3] S. Subasree and A. Balamani, "Energy efficient zeta converter with coupled inductor for PV applications," *International Journal for Research and Development in Engineering*, pp. 76-82, Mar. 2014.
- [4] J. Abraham and K. Vasanth, "Design and simulation of pulse-width modulated zeta converter with power factor correction," *International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering*, Vol. 2, No. 2, pp. 232-238, Feb. 2013.
- [5] N. F. N. Maged, "Design of a digital PWM controller for a soft switching SEPIC converter," *Journal of Power Electronics*, Vol. 4, No. 3, pp. 152-160, Jul. 2004.
- [6] M. Maria, E. Niculescu, D. M. Purcaru and M. C. Niculescu. "A simplified steady-state analysis of the PWM zeta converter," *13th WSEAS International Conference on CIRCUIT*, No. 13, pp. 108-113, Jul. 2009.
- [7] D. Capua, Giulia, and N. Femia. "A critical investigation of coupled inductors SEPIC design issues," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 61, No. 6, pp. 2724-2734, Jun. 2014.
- [8] Z. Zhang, "Coupled-inductor magnetics in power electronics," *California Institute of Technology*, Oct. 1987.

- [9] F. Witulski, "Introduction to modeling of transformers and coupled inductors," *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 10, No. 3, pp. 349 - 357, May 1995.
- [10] J. P. Lee, H. N. Cha, D. S. Shin, K. J. Lee, D. W. Yoo, and J. Y. Yoo., "Analysis and design of coupled inductors for two-phase interleaved DC-DC converter," *Journal of Power Electronics*, Vol. 13, No. 3, pp. 339-348, May 2013.
- [11] T. W. Kang, Y. S. Suh, H. C. Park, B. I. Kang, and S. Kim, "A design and control of rapid electric vehicle charging system for lithium-ion battery," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 18, No. 1, pp. 26-36, Feb. 2013.
- [12] X. Wei, C. Luo, H. Nan, and Y. Wang, "A simple structure of zero-voltage switching (ZVS) and zero-current switching (ZCS) buck converter with coupled inductor," *Journal of Power Electronics*, Vol. 15, No. 6, pp. 1480-1488, Nov. 2015.



이승재(李丞鈞)

1988년 10월 28일생. 2014년 전북대 전자공학과 졸업. 2014년~현재 동 대학원 전자공학과 석사과정.



양민권(梁民權)

1987년 6월 11일생. 2012년 전북대 전자공학과 졸업. 2012년~현재 동 대학원 전자공학과 박사과정.



허준(許浚)

1990년 3월 30일생. 2015년 전북대 전자공학과 졸업. 2015년~현재 동 대학원 전자공학과 석사과정.



최우영(崔祐榮)

1979년 8월 30일생. 2004년 전남대 공대 전기공학과 졸업. 2009년 포항공과대 전자전기공학과 졸업(공박). 2009년~2010년 Virginia Tech (Post Doc). 2010년~현재 전북대 전자공학부 부교수.