

전류 리플 저감을 위한 듀얼 인덕터 방식의 양방향 dc-to-dc 컨버터

Bidirectional dc-to-dc Converter Employing Dual Inductor for Current Ripple Reduction

이 기 영* · 강 필 순*
(Gi Yeong Lee · Feel-soon Kang)

Abstract - This paper propose a bidirectional dc-to-dc converter employing dual inductor for current ripple reduction. Conventional bidirectional dc-to-dc converter uses a single inductor for two different modes; boost and buck; therefore it is difficult to satisfy the optimized inductance value for each mode. To improve this problem, the proposed converter adds two switches, a diode, and one inductor. By proper switching of the additional switch, the proposed converter operates with a inductor in boost mode, but it works with dual inductor in buck mode. Hence in both modes the proposed bidirectional converter can be operated with optimized inductance values. Most of all the optimized inductance in buck mode can reduce the current ripple and its effective value(rms), which are directly related to the temperature increase resulted in short lifetime of battery. To verify the validity of the proposed approach, we first analyzes the operation of the proposed converter theoretically, and implement computer-aided simulations and experiments using a prototype.

Key Words : Bidirectional converter, Electric Vehicle(EV), Inductor, Motor Control Unit(MCU)

1. 서 론

석유자원 고갈, 지구온난화 등 유한한 자원과 환경보호라는 글로벌 명제 아래 자동차 업계도 하이브리드 전기자동차와 순수 전기자동차 등 친환경 자동차에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다 [1-6]. 일본의 자동차 회사 도요타는 양방향 컨버터를 적용한 MCU를 개발하였는데, 최근 개발 동향은 배터리의 가격과 셀 전압의 불균형 문제로 배터리 공칭전압은 점차 낮아지고 인버터 및 모터의 효율을 높이기 위해 직류 링크 전압은 점차 높아지는 추세이다. 이는 동손에 의한 손실을 최소화할 수 있을 뿐만 아니라 권선의 사용 및 방열 구조를 최적화하기에 유리하다 [7, 8].

전기자동차나 하이브리드 자동차에 탑재되는 양방향 컨버터는 비절연 DC-to-DC 컨버터로 차량 구동용 배터리와 구동 모터 사이에 위치하며, 직류 링크 전압을 제어함과 동시에 자동차의 기동 시 배터리를 방전시켜 모터로 전력을 전달하는 부스트 동작과 모터의 회생 에너지를 배터리로 충전하는 벡 동작을 수행한다 [9-12].

그러나 일반적인 양방향 컨버터는 부스트 모드와 벡 모드를 수행할 때 하나의 인덕터가 두 개의 모드에 공통으로 사용되기 때문에 최적의 인덕턴스 값을 만족시킬 수 없다. 일반적인 양방향 컨버터의 단일 인덕터는 CCM과 DCM일 때의 설계조건을 반영하여 선정되는데 동일한 조건에서는 벡 모드의 CCM이 구동이

더 큰 인덕턴스 값을 요구한다. 이 단일 인덕터가 부스트 모드에 맞춰 설계되었다면 벡 모드에서는 부스트 모드 기준에 맞춰 설계된 인덕터로 동작되기 때문에 전류 리플이 커지게 된다. 배터리 충전 전류의 리플이 클수록 배터리 충전 시 온도를 높이고 수명을 단축시키는 문제가 발생된다 [13-18].

따라서 본 논문에서는 배터리 충전 전류의 리플을 저감시킬 수 있는 듀얼 인덕터 방식의 양방향 컨버터를 제안한다. 제안하는 양방향 컨버터는 기존 양방향 컨버터와 비교하여 1개의 인덕터, 2개의 스위치, 1개의 다이오드가 추가된다. 추가 스위치 소자는 벡 모드와 부스트 모드에 따라 단순 ON/OFF 동작만 하게 되므로 스위치 내부 기생 저항 성분에 의한 손실은 발생되지만 스위칭 손실은 크지 않다 [19].

제안된 양방향 컨버터는 추가된 스위치와 인덕터를 통해 부스트 모드와 벡 모드에 최적화된 인덕턴스 값으로 동작할 수 있다. 따라서 기존 양방향 컨버터의 벡 모드보다 인덕터 전류 리플을 감소시킬 수 있어 배터리 충전 시 온도를 낮춰 수명을 연장에 도움을 준다 [20]. 제안된 양방향 컨버터의 설계 가이드라인을 제시하고 시뮬레이션과 실험을 통해 제안 양방향 컨버터와 기존 양방향 컨버터의 인덕터 전류 리플을 비교하여 제안 회로의 타당성을 검증한다.

2. 제안하는 양방향 컨버터의 구성 및 동작 원리

2.1 제안하는 양방향 컨버터의 구성

그림 1은 제안하는 양방향 컨버터와 인버터를 결합시킨 전기자동차 MCU(Motor Control Unit)의 회로 구조를 보여준다. 제안

* Corresponding Author : Dept. of Electrical and Electronic Engineering, Hanbat National University, Korea.
E-mail: feelsoon@hanbat.ac.kr

* Dept. of Control and Instrumentation Engineering, Hanbat National University, Korea.

Received : October 16, 2017; Accepted : March 27, 2018

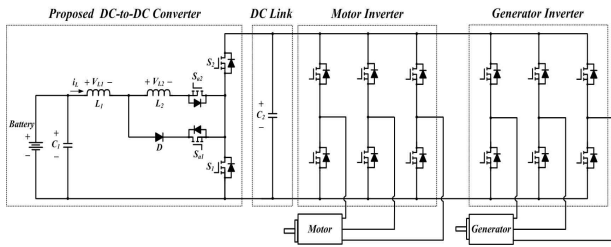


그림 1 제안하는 양방향 컨버터와 전기차 MCU
 Fig. 1 Proposed bidirectional converter and EV MCU

된 컨버터는 주 스위치(S_1, S_2)와 다이오드(D), 부스트 모드 인덕터(L_1), 벅 모드 인덕터(L_1+L_2), 입·출력 커패시터(C_1, C_2), 배터리 입력단과 부스트 모드 보조 스위치(S_{a1}), 벅 모드 보조 스위치(S_{a2})로 구성된다.

2.2 제안하는 양방향 컨버터의 동작 원리

제안된 컨버터를 해석하기 위해 배터리 방전 시 동작되는 승압(Boost) 모드와 배터리 충전 시 동작되는 강압(Buck) 모드의 동작원리를 모드별로 나누어 설명한다. 제안된 듀얼 인덕터 방식의 양방향 컨버터는 두 개의 인덕터를 사용하여 부스트 모드일 때는 L_1 , 벅 모드일 때는 L_1+L_2 의 조합으로 각 모드에 최적 설계된 인덕터로 동작한다.

2.2.1 승압(Boost) 모드

제안하는 양방향 컨버터의 부스트 모드 동작에서 스위치 S_{a1} 는 항상 ON, 스위치 S_1 는 ON/OFF를 하며 기존 부스트 모드와 동일하게 동작을 하게 된다. 부스트 모드 동작은 두 개의 인덕터 중 L_1 의 인덕터만을 사용하며 이는 부스트 모드에 맞춰 설계된 인덕터이다. 부스트 모드는 스위치 S_1 의 동작에 따라 2개의 모드로 나눈다.

Mode1: $S_1=ON, S_{a1}=ON$

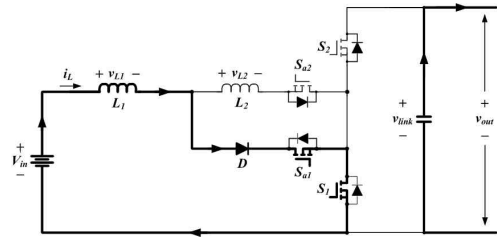
그림 2(a)는 스위치 S_2 와 S_{a2} 는 OFF 되어 있고, 스위치 S_1 와 S_{a1} 가 ON 되어 있을 때 전류의 흐름을 보여준다. 이 모드에서 스위치 S_{a2} 는 OFF 되어 있기 때문에 인덕터 L_1 에만 에너지가 축적된다. 따라서 입력전압 V_{in} 이 인덕터 L_1 의 양단에 인가되어 인덕터 전류 i_L 이 증가하며 에너지가 축적된다.

인덕터 양단 전압은 식 (1)과 같고, 인덕터 전류는 입력전류와 같으며 식 (2)로 정의된다.

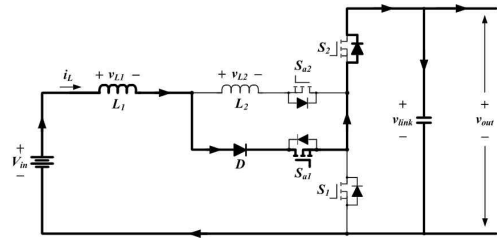
$$v_{L1} = V_{in} = L_1 \frac{di_L}{dt} \tag{1}$$

$$i_{in} = i_L = \frac{1}{L_1} \int_0^{DT} v_{L1} dt + i_L(0) = \frac{V_{in}}{L_1} DT + i_L(0) \tag{2}$$

여기서 $i_L(0)$ 은 $t=0$ 에서의 초기전류이며, $i_L(0)=0$ 이다. 스위치 S_1 가 ON이 되는 시간을 DT 라 하면, 인덕터 전류의 변화량은 식



(a)



(b)

그림 2 승압(Boost) 동작, (a)모드 1, (b)모드 2
 Fig. 2 Boosting operation, (a)mode 1, (b)mode 2

(3)과 같다.

$$\Delta I_L = \frac{V_{in}}{L_1} DT \tag{3}$$

Mode2: $S_1=OFF, S_{a1}=ON$

그림 2(b)는 스위치 S_2 와 S_{a2} 는 OFF 되어 있고, 스위치 S_1 는 OFF S_{a1} 는 ON 되어 있을 때 전류의 흐름을 보여준다. 이 모드에서 인덕터 L_1 에 저장된 에너지를 방출하기 시작하며 인덕터 전류 i_L 은 감소하기 시작한다. 이때 감소하는 인덕터 전류 i_L 은 스위치 S_2 의 바디다이오드를 통하여 흐르게 된다. 인덕터 양단 전압은 식 (4)와 같고, 인덕터 전류는 S_2 의 바디다이오드에 흐르는 전류와 같으며 식 (5)로 정의된다.

$$v_{L1} = V_{in} - v_{out} = L_1 \frac{di_L}{dt} < 0 \tag{4}$$

$$i_{D2} = i_L = \frac{V_{in} - v_{out}}{L_1} (t - DT) + i_L(DT) \tag{5}$$

이 때, $i_L(DT)$ 는 $t=DT$ 에서의 전류의 값을 나타낸다. 식 (5)로부터 인덕터 전류의 변화량을 구하면 식 (6)과 같다.

$$\Delta I_L = i_L(DT) - i_L(T) = \frac{v_{out} D(1-D)}{f_s L_1} \tag{6}$$

부스트 동작에서 스위칭 주기에 대한 입·출력전압 관계식은 Volt · sec 평형조건에 의해 식 (7)로 정의된다.

$$M_V(D) = \frac{v_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{(1-D)} \tag{7}$$

식 (7)로부터 제안된 양방향 컨버터의 부스트 동작은 기존의 부스트 컨버터와 동일한 입·출력전압 전달함수를 가짐을 알 수 있다.

2.2.2 강압(Buck) 모드

제안하는 양방향 컨버터의 벡 모드 동작은 두 개의 인덕터 L_1 , L_2 가 더해져 사용되며 스위치 S_2 의 동작에 따라 2개의 모드로 나눈다.

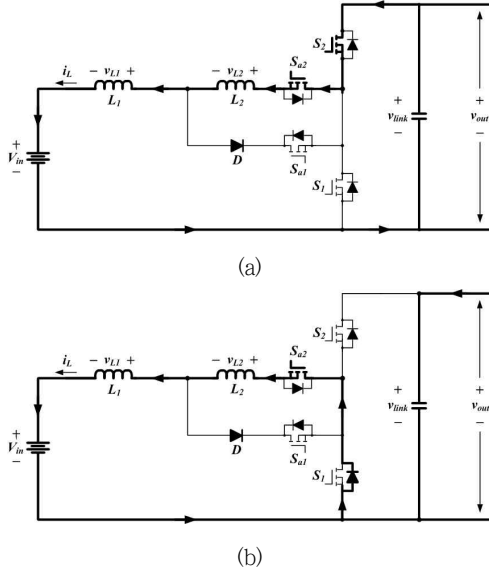


그림 3 강압(buck) 동작, (a)모드 1, (b)모드 2
 Fig. 3 Buck operation, (a)mode 1, (b)mode 2

Mode1: $S_2=ON$, $S_{22}=ON$

그림 3(a)는 스위치 S_1 와 S_{21} 이 OFF 되고, 스위치 S_2 와 S_{22} 가 ON 되어 있을 때 전류의 흐름을 보여준다. 입력전류는 인덕터 L_1 과 L_2 를 통하여 흐르게 되며 인덕터 전류 i_L 는 증가하게 된다. 인덕터 전류와 스위치 S_2 를 통하여 흐르는 전류는 같으며 이 전류는 배터리를 충전하게 된다. 인덕터 전류는 식 (8)로 정의된다.

$$i_L = i_{S_2} = \frac{v_{out} - V_{in}}{(L_1 + L_2)}DT + i_L(0) \quad (8)$$

여기서 $i_L(0)$ 은 초기전류를 나타낸다. 스위치 S_2 가 ON이 되는 시간을 DT 라 하면, 식 (8)으로부터 인덕터 전류의 변화량은 식 (9)와 같다.

$$\Delta I_L = \frac{(v_{out} - V_{in})DT}{(L_1 + L_2)} \quad (9)$$

Mode2 : $S_2=OFF$, $S_{22}=ON$

그림 3(b)는 스위치 S_1 와 S_{21} 이 OFF 되고, 스위치 S_2 는 OFF,

S_{22} 는 ON 될 때 전류의 흐름을 보여준다. 이 모드에서 L_1 과 L_2 는 전류원으로 역할을 하게 되며 인덕터의 전류는 감소하게 된다. 인덕터 전류는 식 (10)과 같이 S_1 의 바디다이오드에 흐르는 전류와 같다.

$$i_{D1} = i_L = -\frac{V_{in}}{(L_1 + L_2)}(t - DT) + i_L(DT) \quad (10)$$

여기서 $i_L(DT)$ 는 $t=DT$ 에서의 전류의 값을 나타낸다. 따라서 인덕터 전류의 변화량은 식 (11)과 같다.

$$\Delta I_L = i_L(DT) - i_L(T) = \frac{V_{in}T(1-D)}{(L_1 + L_2)} = \frac{V_{in}(1-D)}{f_s(L_1 + L_2)} \quad (11)$$

벡 동작에서 스위칭 주기에 대한 입·출력전압 관계식은 Volt·sec 평형조건을 인덕터에 적용하여 구하면 식 (12)와 같다.

$$M_V(D) = \frac{v_{out}}{V_{in}} = D \quad (12)$$

식 (12)로부터 제안된 컨버터의 벡 모드 동작은 기존의 벡 컨버터와 동일한 전달함수를 가짐을 알 수 있다.

3. 제안하는 양방향 컨버터의 인덕터 설계

제안하는 양방향 컨버터의 부스트 모드와 벡 모드 동작은 기존 양방향 컨버터와 동일한 입·출력 특성을 갖는다. 기존 양방향 컨버터에서 인덕터는 승압과 강압의 두 모드에서 동일한 값으로 사용되므로 승압용에 최적화 되어 설계될 경우 강압 동작에서는 전류 리플이 증가하게 되고, 강압용에 최적화하여 설계될 경우에는 인덕터 손실이 증가하는 문제가 발생한다. 이를 해결하기 위해서 제안하는 양방향 컨버터는 승압과 강압 모드에 각각 최적화된 인덕턴스 값을 제공하기 위해 부스트 모드에 최적화된 인덕터 L_1 을 설계하고 벡 모드 동작에는 인덕터 L_2 가 직렬 결합되어 벡 모드에 최적화된 인덕턴스 값을 가지도록 구성한다.

$$L_1 = L_{boost} \quad (13)$$

$$L_1 + L_2 = L_{buck} \quad (14)$$

먼저 부스트 모드 동작에서의 인덕터는 L_1 의 인덕터만 사용되며 인덕턴스 계산식은 식 (15)로 정의된다.

$$L_1 = \frac{v_{out-boost} \cdot D_1 \cdot (1 - D_1)^2}{2 \cdot I_{out-boost} \cdot f_s} \quad (15)$$

여기서 $v_{out-boost}$ 는 부스트 모드의 출력전압, $I_{out-boost}$ 는 부스트 모드의 출력 전류, D_1 은 스위치 S_1 의 도통비이다. 식 (15)로부터

CCM에서 동작할 수 있는 인덕터 L_1 의 최소값을 알 수 있다. 식 (6)의 전류 리플을 고려한 인덕턴스 값은 식 (16)으로 정의된다.

$$L_1 = \frac{V_{in-boost} \cdot D_1}{\Delta I_L \cdot f_s} \quad (16)$$

제안하는 양방향 컨버터의 벡 모드 동작에서 인덕터는 부스트 모드일 때 사용되는 인덕터 L_1 에 인덕터 L_2 를 직렬 결합시켜 사용한다. 식 (17)을 이용하면 CCM에서 동작할 수 있는 인덕터 L_1+L_2 의 최소값을 구할 수 있다.

$$L_1 + L_2 = \frac{v_{out-buck} \cdot (1 - D_2)}{2 \cdot I_{out-buck} \cdot f_s} \quad (17)$$

여기서 $v_{out-buck}$ 은 벡 모드의 출력전압, $I_{out-buck}$ 은 벡 모드의 출력전류, D_2 은 스위치 S_2 의 도통비이다. 식 (11)의 전류 리플을 고려한 벡 모드용 인덕턴스 값은 식 (18)과 같다.

$$L_1 + L_2 = \frac{(V_{in-buck} - v_{out-buck}) \cdot D_2}{\Delta I_L \cdot f_s} \quad (18)$$

따라서 인덕터 L_2 는 식 (19)로부터 구해진다.

$$L_2 = \frac{(V_{i-buck} - V_{out-buck}) \cdot D_2}{\Delta I_L \cdot f_s} - L_1 \quad (19)$$

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

본 논문에서 제안하는 양방향 컨버터의 타당성을 검증하기 위하여 PSIM 시뮬레이션과 시작품 실험을 수행한다.

전기자동차가 주행 사이클에서 75[%]의 회생제동을 한다고 가정하면 배터리에 회수된 제동에너지는 구동에너지의 대략 24[%]에 상당하는 에너지가 회생제동을 통해 배터리에 저장된다 [20]. 이를 고려하여 시뮬레이션과 모의실험을 수행하며, 표 1은 시뮬레이션과 실험 파라미터를 보여준다.

본 논문에서는 제안하는 양방향 컨버터에 이와 같은 기준을 적용시켜 구동 구간에서는 1[kW](실험 500[W]), 회생 제동일 때에는 250[W]인 CCM으로 설계 하였다. 인덕턴스 값은 넓은 부하 범위에서 CCM 동작을 보장하기 위해 부스트 모드의 인덕터 L_1 은 5.21[mH](실험 6.2[mH]), 벡 모드의 인덕터 L_1+L_2 는 20.8[mH](실험 23.2[mH])로 설계한다. 인덕터 설계에 있어 전류 리플율은 30[%]로 벡 모드와 부스트 모드에 동일하게 적용한다.

그림 4는 제안하는 양방향 컨버터와 기존 양방향 컨버터가 벡 동작(배터리 충전)을 수행할 때 과부하 120[%], 정격부하 100[%], 중부하 50[%] 조건에서 인덕터 전류에 대한 시뮬레이션 결과이다.

그림 4(a)는 과부하 120[%]일 때의 인덕터 전류 파형이다. 제안하는 양방향 컨버터에서 인덕터 전류는 최댓값 1.34[A], 최솟

표 1 시뮬레이션과 실험 조건

Table 1 Specifications for simulation and experiment

	배터리 충전 모드 (Buck)		배터리 방전 모드 (Boost)		Unit
	시뮬레이션	실험	시뮬레이션	실험	
출력전력	250	250	1000	500	W
입력전압	500	500	250	250	V
출력전압	250	250	500	500	V
스위칭 주파수	20	20	20	20	kHz
인덕터	20.8	23.2	5.21	6.2	mH
출력 커패시터	470	470	470	235	μ F

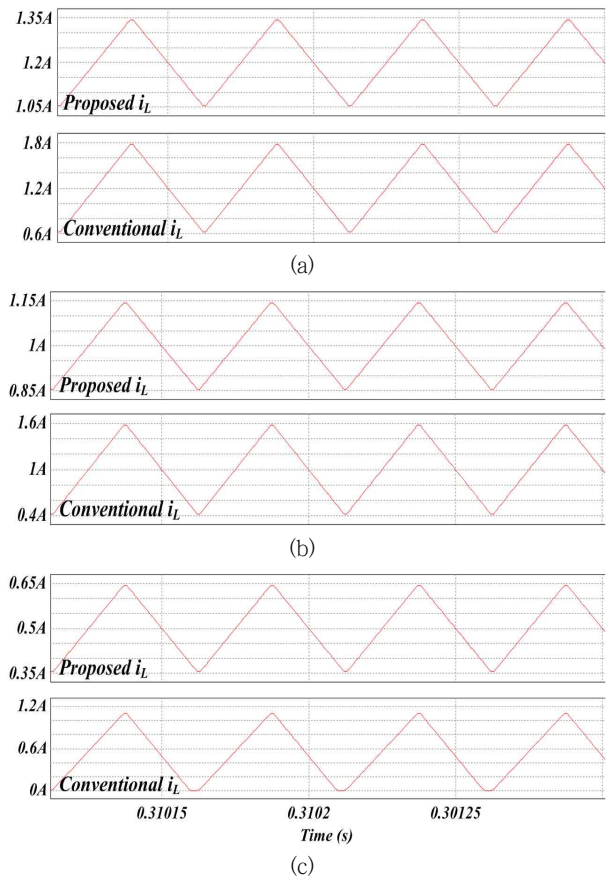


그림 4 부하 조건별 인덕터 리플 전류 비교, (a)120[%] 부하, (b) 100[%] 부하, (c) 50[%] 부하

Fig. 4 Comparison of inductor current ripple according to load conditions, (a) 120[%] loaded, (b) 100[%] loaded, (c) 50[%] loaded

값 1.055[A], 기존 양방향 컨버터는 최댓값 1.78[A], 최솟값 0.623[A]이다. 그림 4(b)는 정격부하 조건에서의 인덕터 전류 파형으로 제안하는 양방향 컨버터는 최댓값 1.14[A], 최솟값 0.86[A], 기존 양방향 컨버터는 최댓값 1.58[A], 최솟값 0.42[A]

이다. 그림 4(c)는 중부하 50[%] 조건에서의 인덕터 전류 파형이다. 제안하는 양방향 컨버터는 최댓값 0.64[A], 최솟값 0.37[A]를 나타낸다. 그러나 기존 양방향 컨버터는 부하 감소에 따라 인덕터 전류는 DCM 구간으로 들어가며 여전히 큰 전류 리플을 가짐을 알 수 있다.

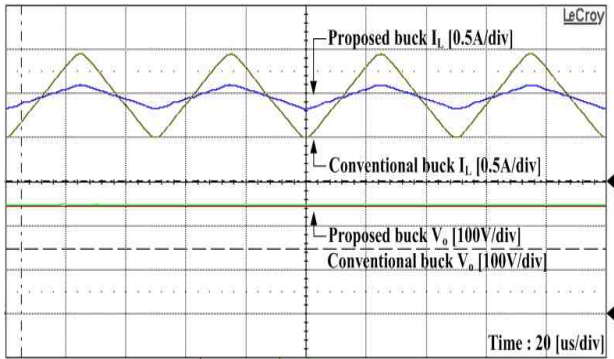


그림 5 인덕터 전류 리플 실험 결과
 Fig. 5 Experiment results for inductor current ripple

그림 5는 제안된 양방향 컨버터의 강압(Buck)동작에서의 인덕터 전류 리플을 비교하기 위해 스위치 도통비 50[%]에서 정격부하로 실험을 수행한 결과이다. 제안하는 양방향 컨버터에서 벅 모드 동작인 경우, 보조 스위치를 이용하여 6.2[mH] 인덕터(L_1)와 17[mH] 인덕터(L_2)를 모두 사용할 수 있도록 동작시킴으로써 총 23.2[mH]의 인덕턴스 값(L_1+L_2)을 이용할 수 있다. 제안하는 양방향 컨버터의 인덕터 전류는 최댓값이 1.088[A], 최솟값이 0.843[A], 기존 양방향 컨버터의 인덕터 전류는 최댓값 1.473[A], 최솟값 0.508[A]로 제안하는 양방향 컨버터가 벅 모드에서 추가된 인덕터로 인해 전류 리플이 감소됨을 확인할 수 있다.

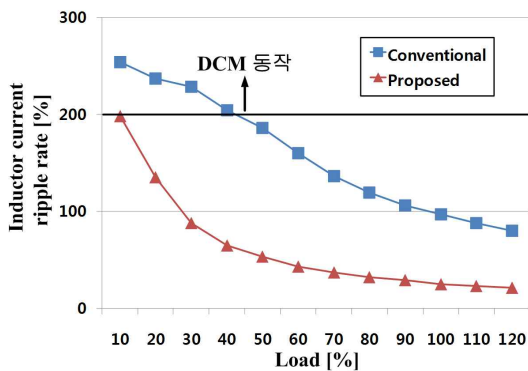


그림 6 부하 조건별 인덕터 전류 리플율 변화
 Fig. 6 Variation of inductor current ripple according to load conditions

제안된 양방향 컨버터와 기존 양방향 컨버터의 전류 리플 비교를 위해 고정된 도통비로 부하를 10[%]부터 120[%]범위에서 가변했을 때의 인덕터 전류 리플율의 변화를 그림 6에 나타낸다.

두 컨버터 모두 경부하로 갈수록 전류 리플율이 커지게 되고, 제안하는 컨버터는 부하 10[%] 조건 이하에서 DCM 구간으로 들어가며, 기존 양방향 컨버터는 부하 40[%] 이하 조건에서는 DCM 구간으로 진입하게 된다. 전반적으로 제안하는 양방향 컨버터가 인덕터 전류 리플율이 저감됨을 확인할 수 있다.

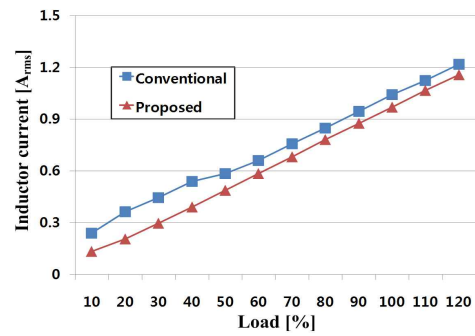


그림 7 부하 조건별 인덕터 전류 실험치 비교
 Fig. 7 Comparison of inductor current rms according to load conditions

그림 7은 부하 10~120[%] 조건에서 제안하는 양방향 컨버터와 기존 양방향 컨버터 인덕터 전류의 실험치(rms)를 비교한 실험 결과이다. 전부하 구간에서 제안하는 양방향 컨버터의 인덕터 전류 rms가 더 낮은 경향을 보이며, CCM일 때를 기준으로 제안하는 양방향 컨버터가 기존 양방향 컨버터보다 약 5~10[%]정도 낮다는 것을 알 수 있다. 배터리에 충전되는 전류 리플과 실험치의 저감은 배터리의 온도를 낮추고 수명을 연장시킬 수 있다는 관점에서 이는 매우 유용한 결과이다.

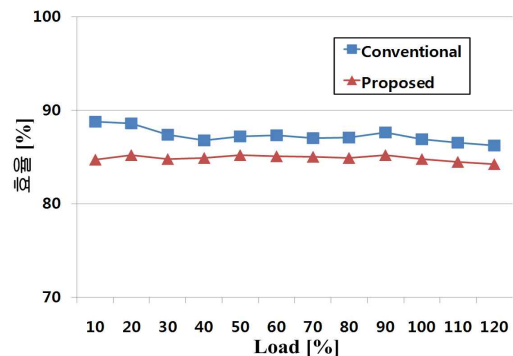


그림 8 부하 조건별 컨버터 효율 비교
 Fig. 8 Comparison of converter efficiency according to load conditions

그림 8은 부하 10~120[%] 조건에서 제안하는 양방향 컨버터와 기존 양방향 컨버터의 효율을 비교한다. 제안된 양방향 컨버터는 인덕터 전류리플과 rms 저감을 위해 추가된 스위치와 다이오드에 따른 스위칭 및 도통 손실의 증가, 추가된 인덕터에 따른 도통손실의 증가로 인해 효율이 상대적으로 떨어짐을 알 수 있다.

표 2 소자 개수에 따른 부피, 무게 비교

Table 2 Comparison of volume and weight according to the number of components

	스위치		다이오드		인덕터	
	제안	기존	제안	기존	제안	기존
소자개수	4	2	1	0	2	1
부피(mm ³)	5,990	2,990	2,000	0	273,000	136,500
무게(g)	21.2	10.6	6	0	1,052	520

표 2는 제안 양방향 컨버터와 기존 양방향 컨버터의 실제 사용된 소자들의 부피와 무게를 측정·비교한 값을 나타낸다. 기존 양방향 컨버터에 비해 제안하는 컨버터는 스위치 2개, 다이오드 1개, 인덕터 1개가 추가된다. 이 경우 스위치나 다이오드의 증가에 따른 시스템 부피와 무게 증가는 작지만 인덕터의 부피와 무게 증가는 상대적으로 크게 증가하므로 인덕터 설계시 주의가 필요하다.

부스트 동작의 경우 동일한 값의 인덕턴스를 사용하게 되므로 제안하는 양방향 컨버터와 기존 컨버터와의 차이는 없다. 따라서 부스트 동작에 대한 시뮬레이션 및 실험 결과는 제시하지 않는다.

4. 결 론

본 논문에서는 듀얼 인덕터 방식의 양방향 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 기존의 양방향 컨버터에 사용되는 단일 인덕터를 듀얼로 사용함으로써 승압(Boost)과 강압(Buck) 모드에 최적화된 인덕턴스 값을 제공할 수 있다.

승압(Boost) 동작 시 제안하는 컨버터와 기존 양방향 컨버터는 동일한 입·출력 관계비를 가지며, 동일한 인덕턴스를 갖는 인덕터에 의해 전류 리플이 동일하다. 강압(Buck) 동작 시에도 제안된 컨버터와 기존 양방향 컨버터는 동일한 입·출력 관계비를 가지지만, 제안하는 컨버터는 인덕터가 추가됨으로써 전류 리플율과 실효치를 저감시킬 수 있는 장점을 가지게 된다.

경부하, 정격부하, 과부하의 조건에서 시뮬레이션 및 실험한 결과로부터 강압(Buck) 동작 시 전부하 영역에서 제안된 컨버터가 기존 컨버터보다 전류 리플이 감소됨을 확인할 수 있었다.

제안하는 컨버터는 추가된 소자들로 인해 기존 양방향 컨버터에 비해서 인덕터의 부피와 무게가 증가하고 평균 효율이 저하되는 문제점이 발생하지만, 배터리 충전 전류 리플의 실효치를 감소시킬 수 있어 배터리 충전시 온도 저감과 이에 따른 배터리 수명 연장에 효과가 있어 전기자동차 MCU용으로 활용할 수 있다고 판단된다.

감사의 글

이 논문은 2017년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(NRF-2017R1A2B4012154)

References

- [1] Y. I. Park, "Hybrid Vehicle III," Trans. on KSAE, vol. 26, no. 4, pp. 92-102, 2004.
- [2] K. S. Kim, et. al., "Green Car Electric Power System," KIPE technology Report. pp. 1-26, 2010.
- [3] G. Zorpette, "The smart hybrid," IEEE Spectrum, vol. 41, no. 1, pp. 44-47, 2004.
- [4] A. Y. Saber and G. K. Venayagamoorthy, "Plug-in vehicles and renew-able energy sources for cost and emission reductions," IEEE Trans. Ind. Elec., vol. 58, no. 4, pp. 1229-1238, 2011.
- [5] A. Hajimiragha, C. A., M. W. Fowler, and A. Elkamel, "Optimal transition to plug-in hybrid electric vehicles in Ontario, Canada, considering the electricity-grid limitations," IEEE Trans. Ind. Elec., vol. 57, no. 2, pp. 690-701, 2011.
- [6] Y. J. Lee, A. K. Khaligh, and A. Emdi, "Advanced integrated bidirectional ac/dc and dc/dc converter for plug-in hybrid electric vehicles," IEEE Trans. on Vehi. Tech., vol. 58, no. 8, pp. 3970-3980, 2009.
- [7] J. Y. Yang, C. W. Yeon, S. S. Park, S. W. Choi, R. K. Park, and S. G. Jang, "Design of a 49kW high efficiency bidirectional DC-DC converter for charge and discharge of high voltage battery in HEV," in KIPE Proc. Nov. 2007, pp. 21-23.
- [8] Toyota Environmental Technology Report, Toyota Hybrid System THS II.
- [9] M. T. Tsai, D. Dhen, C. J. Chen, C. H. Chiu and W. H. Chang, "Modeling and Design of Current Balancing Control in Voltage-Mode Multiphase Interleaved Voltage Regulators," IEEE Power Electronics Conference, pp. 881-887, June 2010.
- [10] J. C. Yoo, "Modeling and Experiments for the Breakdown of Fuel Consumption in a Hybrid Electric Vehicle," Master Thesis of Mechanical Eng., Ajou Univ., 2002.
- [11] S. Delprat, J. Lauber, T. M. Guerra and J. Rimaux, "Control of a Parallel Hybrid Powertrain : Optimal Control," IEEE Trans. on Vehi. Tech., vol. 53, no. 3, pp. 872-881, May. 2004.
- [12] J. Moreno, M. E. Ortuzar and J. W. Dixon, "Energy-Management System for a Hybrid Electric Vehicle, Using Ultracapacitors and Neural Networks," IEEE Trans. on Ind. Elec., vol. 53, no. 2, pp. 614-623, Apr. 2006.
- [13] A. Jossen, "Fundamentals of battery dynamic," Journal of Power Source, vol. 154, no. 2, pp. 530-538, Mar. 2006.
- [14] J. H. Zhang, J. S. Lai, R. Y. Kim, and W. S. Yu, "High-power density design of a soft-switching high-

power bidirectional DC-DC converter,” IEEE Trans. on Power Elec., vol. 22, no. 4, pp. 1145-1153, July 2007.

- [15] J. B. Baek, W. I. Choi, and B. H. Cho, “Digital adaptive frequency modulation for bidirectional DC-DC converter,” IEEE Trans. on Ind. Elec., vol. 60, no. 11, pp. 5167-5176, Nov. 2013.
- [16] W. J. Lee, J. K. Eom, B. M. Han, and H. J. Cha, “Design and experiment of three-phase interleaved DC-DC converter for 5kW lead-acid battery charger,” Journal of Power Electronics, vol. 16, no. 3, pp. 227-233, Jun. 2011.
- [17] J. H. Jung, B. G. Seo, C. K. Keun, E. C. Nho, I. D. Kim, H. G. Kim, and T. W. Chun, “New soft-switching method of 3-phase interleaved bidirectional DC-DC converter for battery charging and discharging,” Journal of Power Electronics, vol. 19, no. 4, pp. 383-390, Aug. 2014.
- [18] N. Liqin, D. J. Patterson, and J. L. Hudgins, “High power current sensorless 16-phase interleaved DC-DC converter for hybrid vehicle application,” IEEE Trans. on Power Elect., vol. 27, no. 3, pp. 1141-1151, Mar. 2012.
- [19] R. K. Singh, “A Magnetically Coupled Feedback-Clamped Optimal Bidirectional Battery Charger,” IEEE Trans. on Magnetics, vol. 60, no 2, Feb. 2013.
- [20] C. Zheng, Y. Park, W. Lim, S. W. Cha, “A Study on Battery SOC Estimation by Regenerative Breaking in Electric Vehicles,” Trans. of KSAE, vol. 20, no. 1, pp 119-123, 2012.



강 필 순 (Feel-soon Kang)

1973년 9월 5일생. 2003년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2003년 3월~2004년 8월 일본 오사카대학 전기공학과 박사후 과정. 2004년 9월~현재 한밭대 전자제어공학과 교수.

Tel : 042-821-1172

E-mail : feelsoon@hanbat.ac.kr

저 자 소 개



이 기 영 (Gi Yeong Lee)

1990년 11월 5일생. 2015년 한밭대 제어계측공학과 졸업(학사). 2017년 한밭대 일반대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2017년~현재 ㈜뉴과워플라즈마 주임

Tel : 010-9982-8043

E-mail : sfunji@naver.com