

하이브리드 자동차용 HDC를 위한 50kW급 고전력밀도 양방향 컨버터

양정우¹, 금문환¹, 최윤¹, 한상규¹, 김석준², 김삼균², 김종필², 사공석진[†]

High Power Density 50kW Bi-directional Converter for Hybrid Electric Vehicle HDC

Jung-Woo Yang¹, Moon-Hwan Keum¹, Yoon Choi¹, Sang-Kyoo Han¹, Seok-Joon Kim², Sam-Gyun Kim², Jong-Pil Kim², and Suk-Chin Sakong[†]

Abstract

This paper proposed a high-power density bidirectional converter for hybrid electric vehicle high-voltage DC-DC converter(HDC). The conventional HDC has two disadvantages. First, large inductance is required to satisfy the ripple current of inductor by low switching frequency (<20 kHz). Second, large core size is required to prevent the saturation of inductor by high current. Compared with the conventional HDC, the proposed HDC can reduce inductance with SiC-FET for high frequency driving. High-power density of I/O capacitors can be achieved through two-phase interleaved method. The high-power density of inductors can be achieved because the offset current of magnetizing inductance is theoretically terminated by using the differential mode coupled inductor instead of using two single inductors. The validity of the proposed converter is proved through the 50 kW prototype.

Key words: Non-isolated, Bi-directional, HDC(High voltage DC-DC Converter), Interleaved, High power density, DM(Differential Mode) coupled inductor

1. 서 론

세계적으로 고유가와 자동차 관련 환경규제에 대한 강화 추세로 화석연료 자동차를 대체하는 전기자동차, 하이브리드 자동차 및 연료전지 자동차 등 친환경 자동차에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 전기차의 연비 향상 또는 EV(Electric Vehicle)모드의 가속성능 및 등판능력 향상 등의 목적을 위해 모터의 출력이 증대^[1]되는 추세이다. 일본의 도요타 프리우스의 개발 동향을 보

면 표 1과^[2] 같이 배터리의 전압은 점차 낮아지고, 인버터 및 모터 출력 증대를 위하여 직류링크 전압은 점차 높아지는 추세이다. 이와 같은 낮은 전압을 가지는 배터리와 고전압 모터를 구동하기 위하여 배터리와 모터 구동용 인버터 사이에 고전압 직류 변환 장치(High voltage DC-DC Converter : HDC)단이 존재한다. HDC단은 직류링크 전압을 제어함과 동시에 배터리를 방전시켜 모터로 전력을 전달하는 부스트 동작과 모터에서 발생하는 회생에너지를 배터리로 전달하는 벡 동작을 수행한다. 기존 IGBT를 이용한 양방향 HDC는 IGBT의 턴 오프 특성 및 병렬 연결된 다이오드의 역회복 특성에 의해 고속 스위칭 동작에 한계가 존재한다^[3]. 이런 한계점으로 인해 인덕터 전류 리플 만족을 위한 큰 인덕턴스가 요구되어 인덕터의 고전력밀도화가 어렵다. 뿐만 아니라, 높은 출력 커패시터의 RMS 전류로 큰 커패시턴스가 요구되므로 커패시터 또한 고전력밀도화가 어렵다. 이러한 리액티브 소자의 용량과 체적을 줄이기 위한 방안은 주파수를 상향시키는 방법과 인터리브드 구동 방

Paper number: TKPE-2016-21-2-1

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

[†] Corresponding author: sck@kookmin.ac.kr, Electronic Engineering, Kookmin University

Tel: +82-2-910-4706 Fax: +82-2-910-4449

¹ Electronic Engineering, Kookmin University

² Hyundai Motor Group

Manuscript received Sep. 25, 2015; revised Oct. 20, 2015; accepted Dec. 4, 2015

— 본 논문은 2015년 전력전자학술대회 우수추천논문임

TABLE I
TOYOTA PRIUS BATTERY SPECIFICATION

Feature		Prius Model				
		1997	2000	2004	2010	2015
Battery	Cells (Modules)	40	38	28	28	28
	Nominal Voltage[V]	288	273	201	201	201
	Nominal Capacity[Ah]	6.0	6.5	6.5	6.5	6.5
	Specific Power[W/kg]	800	1000	1300	1310	1400
	Module Weight[g]	1090	1050	1045	1040	1040
Electric Motor	Operating Voltage[V]	288	273	500	650	650

식이 있다^{[4]-[5]}. HDC에 사용되는 IGBT에 소프트 스위칭 회로를 부가함으로써 주파수 상향이 가능하지만, 이 경우 부가회로로 인한 체적 및 재료비 증대가 불가피하며, 양방향 동작에 소프트 스위칭 회로 적용이 불가능한 경우가 존재하므로 사용에 어려움이 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 큰 내압을 가지며, 스위칭 특성 및 고온 동작 특성이 우수한 SiC-FET를 이용하여 HDC에 부가회로 없이 동작 주파수 향상을 달성할 수 있다. 또한, 입출력 커패시터의 리플 및 RMS 전류를 대폭 감소시킬 수 있는 2상 인터리브드 구동 방식을 적용하여 커패시터의 용량 및 체적 저감이 가능하다. 뿐만 아니라, 2상 인터리브드 구동을 위해 요구되는 2개의 인덕터를 DM(Differential Mode) 커플드 인덕터로 적용하여 인덕터 내부자속상쇄를 통한 인덕터의 고전력밀도화가 가능하다.

본 논문에서는 2상 인터리브드 컨버터에 양방향 동작 및 SiC-FET를 적용한 HDC를 제안하고, 주요 소자 설계방안을 제시한다. 50kW급 시작품으로 제안한 방식의 타당성을 검증한다.

2. 제안하는 양방향 컨버터

제안하는 컨버터는 그림 1에서 나타나듯이 4개의 SiC-FET(Silicon Carbide Field Effect Transistor)를 적용한 고속 스위칭 구동 방식과 하나의 DM 커플드 인덕터를 적용한 인터리브드 구동 방식이며, 고속 스위칭을 통해 커플드 인덕터의 누설 인덕터로 전력을 전달한다.

2.1 SiC-FET 적용

제안 컨버터는 차세대 전력 반도체 소자인 SiC-FET를 적용하였다. SiC-FET는 높은 전류밀도와 고 내압을 가지고 있으며, 그림 2(a)과 같이 우수한 턴-오프 특성으로 고주파 구동에 용이하며, 그림 2(b)와 같이 뛰어난 온도특성으로 인해 고온에서도 낮은 도통 저항을 유지한다^[6]. 따라서 고내압 고온동작이 필요한 자동차 분야에 적용이 용이하며, 고속 스위칭으로 인한 수동 소자 체적 저감을 통해 부피 저감에 유리하다.

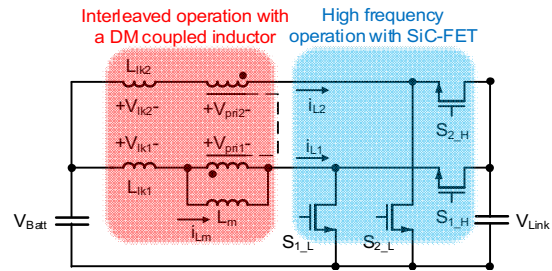
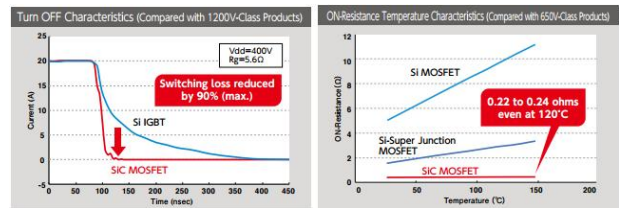


Fig. 1. A proposed 2-phase interleaved bidirectional boost converter with a DM coupled inductor and SiC-FETs.



(a)

(b)

Fig. 2. Characteristic comparison between SiC-MOSFET and Si-IGBT (a) Turn off characteristics (b) On-resistance temperature characteristics

2.2 2상 인터리브드 구동

단상 컨버터 2개를 병렬 연결한 2상 인터리브드 구동 방식의 경우 각 상의 스위치는 180도의 위상 차이를 가지며, 입력 전압에 따라 인덕터 전류의 형상이 다르게 나타난다^[7]. 또한 각 상별로 절반의 전력을 부담하므로 각 상의 전류는 입력전류의 절반을 가지게 되며 절반의 인덕턴스만으로 기본 컨버터와 동일한 전류 리플 획득이 가능하다. 뿐만 아니라, 입력 커패시터 측면에서 입력 전류가 인터리브드 방식으로 인해 구동 주파수의 2배로 보이므로 RMS 전류가 작아 입력 커패시터 부피 저감이 가능하다. 또한, 기존 방식의 HDC는 1주기에 1번 출력 커패시터의 충방전이 이루어진 반면, 인터리브드 방식의 HDC는 1주기에 2번 출력 커패시터 충방전이 나누어져 이루어지므로 출력 전압 리플 만족을 위한 커패시터스 용량이 저감되고, 적은 RMS 전류로 인해 커패시터의 부피 저감에 용이하다.

2.3 차동모드 커플드 인덕터 적용

앞서 2.2에서 다룬 인터리브드 구동 방식은 2개의 단상 컨버터를 병렬로 연결하므로 컨버터 구동에 사용되는 인덕터도 2개가 필요하다. 본 논문에서는 두 개의 인덕터를 커플링 함으로써 하나의 커플드 인덕터로 사용 가능하다. 이와 같은 커플드 인덕터 적용 방법으로 크게 CM(Common Mode)방식과 DM 방식으로 나눌 수 있다^[8]. 그림 3(a)와 4(a)에 각 CM 방식과 DM 방식을 적용한 커플드 인덕터를 비교하였다.

동일한 조건의 회로에 CM방식 적용 시에는 그림 3(a)와 같이 각 상에 흐르는 전류에 의해 생성되는 코

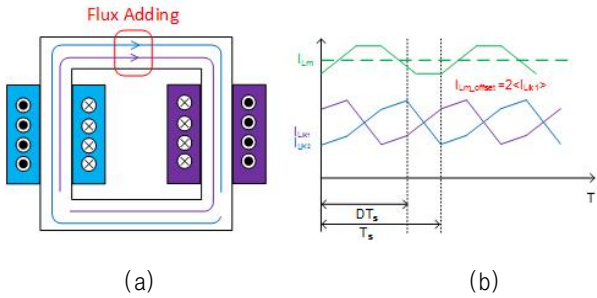


Fig. 3. Current flow of a CM interleaved HDC (a) Photograph of flux flow in a CM coupled inductor (b) Key waveform of magnetizing/leakage current

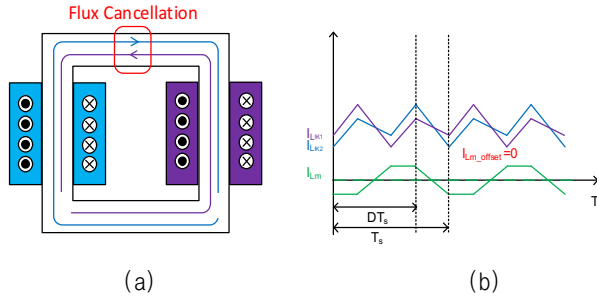


Fig. 4. Current flow of a DM interleaved HDC (a) Photograph of flux flow in a CM coupled inductor (b) Key waveform of magnetizing/leakage current

어 내부자속이 중첩된다. 따라서 일차 측과 이차 측의 전류가 더해진 전류가 자화 인덕터에 흐르게 된다. 그림3(b)와 같이 자화전류는 높은 offset을 가지며, 높은 B_{sat} 레벨을 가지므로 대전류 시스템에서 자기포화 발생 가능성이 높다. 반면, DM방식 적용 시에는 그림4(a)과 같이 각 상의 인덕터에 흐르는 전류에 의한 코어 내부 자속이 서로 반대 방향으로 생성되어 상쇄된다. 따라서, 그림4(b)과 같이 자화전류의 offset이 '0'에 가까우므로 낮은 B_{sat} 레벨을 가지며 이는 자기포화 측면에서 큰 이점을 가진다. 또한, 두 방식의 인덕터 손실을 비교하는 경우, 동선의 도통손실은 각각의 전류 RMS가 비슷하므로 비슷한 도통손실을 가지지만, 코어 손실의 경우 B_{sat} 레벨이 높은 CM 방식이 DM에 비해 큰 코어 손실을 가지게 된다.

3. 제안 컨버터 주요소자 선정

대전력 시스템에서 인터리브드 기법을 사용하면 전류 분담이 가능하며 수동소자의 체적이 줄어드는 장점이 있다. 뿐만 아니라, 제안 컨버터는 고주파 구동을 적용하여 적은 인덕턴스가 요구되므로 인터리브드 기법에 차동모드 커플드 인덕터의 누설 인덕턴스를 주 인덕터로 사용하며, 코어 내부자속 상쇄를 통한 자화전류 오프셋 저감을 통해 코어의 체적을 대폭 감소하였다. 제안하는 2상 인터리브드 HDC를 아래와 같은 기준으로 설계하였다.

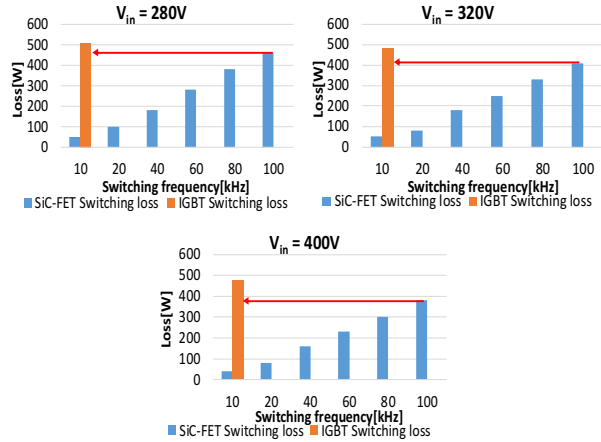


Fig. 5. Comparison of switching losses between SiC-FET and IGBT.

$$\begin{aligned} \cdot P_o &= 50\text{kW} \quad \cdot P_{o,nominal} = 17\text{kW} \\ \cdot V_{in} &= 220\text{V} \sim 400\text{V} \quad \cdot V_{out} = 700\text{V} \quad \cdot V_{nominal} = 320\text{V} \end{aligned}$$

$$P_{sw_IGBT} = P_{cond} + P_{turn_on} + P_{turn_off} + P_{rr} \quad (1)$$

$$P_{sw_FET} = P_{cond} + P_{turn_on} + P_{turn_off} + P_{cds} \quad (2)$$

$$P_{inductor} = P_{core} + P_{copper} \quad (3)$$

식(1)은 IGBT 적용 컨버터의 스위치에 대한 도통손실, 턴 온/오프 손실 및 리버스 리커버리에 대한 손실로 구성되어 있으며, 식(2)는 SiC-FET 적용 컨버터의 스위치에 대한 도통손실, 턴 온/오프 손실 및 C_{ds} 손실로 구성되어 있다. 식(3)은 인덕터의 코어손실 및 동선손실로 구성되어 있다. 상기 손실에 대한 식을 기반으로 제안 컨버터의 주요 소자를 선정한다.

3.1 스위칭 주파수 선정

3.1.1 스위칭 주파수에 따른 스위칭 손실 비교

2.1장에서 살펴본 것과 같이 SiC-FET는 기존 Si 반도체보다 우수한 성능을 가진다. 기존 Si-IGBT와의 차이를 손실분석을 통해 비교하고 스위칭 주파수 상향의 효과를 비교한다. 기존 IGBT가 10kHz의 스위칭 주파수로 동작하는 경우와 SiC-FET가 10kHz ~ 100kHz의 주파수로 동작하는 경우, 입력전압의 변화에 따라 다음의 조건에서 손실을 분석하였다. 출력전압 700V, 입력전류 리플 40%의 조건의 인덕턴스에 대하여, IGBT는 Infineon사의 FS400R12A2T4와 SiC-FET는 Cree사의 CAS300M12BM2를 사용하여 손실을 분석하였다. 출력전력 17kW 조건에서 스위칭 손실 비교를 입력전압 280V, 320V, 400V 조건에 따라 그림 5에 나타내었다

모든 입력전압 조건하에서 10kHz의 구동주파수를 가지는 IGBT의 스위칭 손실보다 100kHz의 구동주파수를 가지는 SiC-FET가 더 적은 스위칭 손실을 가짐을 볼 수 있다. 이는 SiC-FET가 작은 R_{ds(on)} : 5mΩ을 가지므로 스위치의 도통손실을 감소시킬 수 있으며, 바디다이

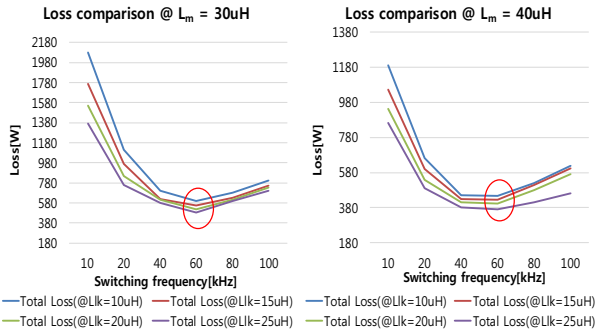


Fig. 6. Comparison of total losses in accordance with switching frequency and magnetizing inductance.

오드의 리버스 리커버리가 없으므로($T_{rr} : 0\text{nsec}$) 스위칭 손실 저감에 용이하다. 뿐만 아니라 같은 크기의 디바이스에 대해 열 전도성이 높으므로 손실량이 적어 소형화가 가능하기 때문에 고주파수 구동을 통한 고 전력밀도 시스템 구성에 유리하다.

3.1.2 인덕턴스에 따른 주파수 별 전체 손실 분석

출력전력 17kW, 입력전압 320V 조건에서 전체 손실 비교를 자화 인덕턴스와 누설인덕턴스 변화에 따라 그림 6에 나타내었다. 비교하였다. 동일한 자화 인덕턴스에 대해서 누설 인덕턴스가 클수록, 동일한 누설 인덕턴스에 대해서 자화 인덕턴스가 클수록 전체 손실은 감소한다. 이는 동일 자화 인덕턴스에서 누설 인덕턴스가 클수록 전류 리플의 감소로 스위칭 손실이 감소하며, 동일 누설 인덕턴스에서 자화 인덕턴스가 클수록 자화 전류 리플의 감소로 코어 손실이 감소하기 때문이다. 전체 시료를 비교한 결과, 40~60kHz 스위칭 주파수 구간의 전체 손실이 가장 낮은 수준이므로 해당 구간의 스위칭 주파수 선정이 시스템 구성에 유리하다.

3.1.3 인덕턴스에 따른 입출력 커패시터 RMS 전류

입출력 커패시터의 RMS전류가 가장 큰 입력전압 220V, 출력전력 17kW, 자화인덕턴스 40uH 조건에서 커패시터RMS전류를 누설인덕턴스 10uH, 15uH, 20uH 조건에 따라 그림 7에 나타내었다. 낮은 스위칭 주파수에서는 큰 전류 리플로 인해 큰 커패시터 RMS전류를 가지므로 커패시터의 고밀도화에 적합하지 않다. 반면, 60kHz이상의 스위칭 주파수에서는 스위칭 주파수에 따른 커패시터 RMS전류편차가 크지 않으므로 주파수 영향을 통한 커패시터 고 전력밀도화가 가능하다.

3.1.4 스위칭 주파수에 따른 전체손실 비교

3.1.1장의 SiC-FET를 적용하여, 출력전력 17kW, 자화 인덕턴스 40mH 누설 인덕턴스 15uH 조건에서 전체 손실 비교를 입력전압 280V, 320V, 400V 조건에 따라 그림 6에 나타내었다. 낮은 구동 주파수에서는 인덕터 자

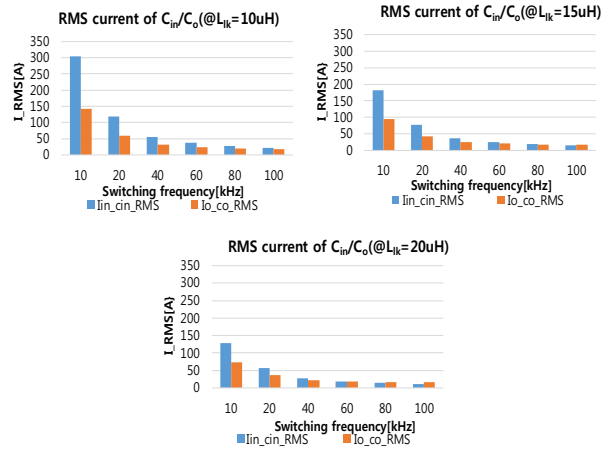


Fig. 7. RMS current of C_{in}/C_o comparison according to switching frequency.

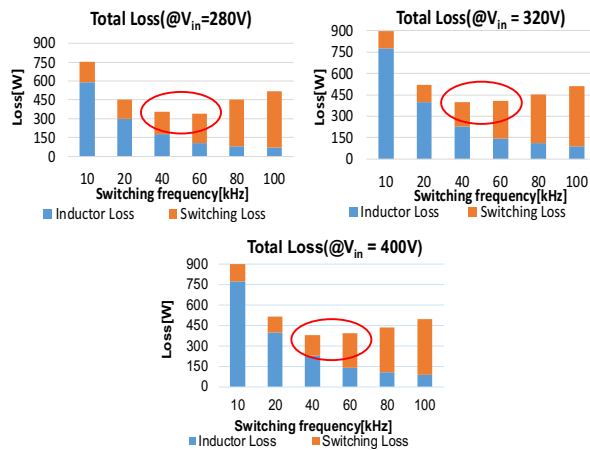


Fig. 8. Comparison of total losses in accordance with input voltage and switching frequency.

화전류 리플 증가에 따른 인덕터 손실이 전체 손실중 큰 비중을 차지하며, 스위칭 주파수가 증가할수록 동일 스위치의 턴 온/오프 손실이 증가하므로 스위칭 손실이 전체 손실에서 큰 비중을 차지하게 된다. 모든 입력 전압에 대해 스위칭 주파수 40kHz~60kHz구간에서 전체 손실이 가장 적음을 볼 수 있다. 이 중, 3.1.3절의 커패시터 고밀도화에 적합하며, 전체 손실이 적은 60kHz의 스위칭 주파수를 선정한다.

3.2 누설 인덕턴스 선정

제안 양방향 HDC의 인덕턴스 선정에 있어서 인덕터의 누설 인덕턴스의 전류 리플은 스위칭 손실과 관계가 깊으며, 인덕터의 자화 인덕턴스의 전류 리플은 인덕터 손실과 관계가 깊으므로 인덕턴스의 선정이 매우 중요하다. 선정을 위한 비교조건으로는 3.1.1의 SiC-FET를 적용하며, 입력전압 320V, 출력전압 700V, 부하조건

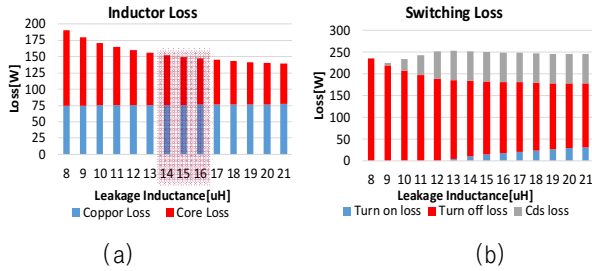


Fig. 9. Loss Comparison according to increasement of leakage inductance (a) Switching loss (b) Inductor loss

17kW, 자화 인덕턴스와 누설인덕턴스의 비율($L_n=L_{lk}/L_m$)이 0.4인 경우에 대한 손실을 분석한다. 그림 7(a)는 누설인덕턴스 증가에 따른 스위칭 손실을 나타내며, 그림 7(b)는 인덕터 손실을 나타낸다. 스위칭 손실은 누설인덕턴스가 작을수록 전류 리플이 증가하므로 스위치의 턴 오프 손실이 매우 크지만, ZVS로 인해 턴 온 손실 및 드레인-소스 캐패시터에 의한 손실이 적다. 반면, 누설인덕턴스가 증가할수록 인덕터 전류 리플 감소로 턴 오프 손실은 감소하지만, Valley 스위칭 및 Hard 스위칭으로 인해 전체 스위칭 손실의 변화는 크지 않다. 그림 7(b)는 누설인덕턴스 증가에 따른 인덕터 손실을 나타낸다. 누설인덕턴스가 증가할수록 리플 전류가 작아지게 되고 동선에 흐르는 RMS 전류가 작아지지만, 누설인덕턴스를 추가로 확보하기 위해서는 추가로 권선수를 더 확보해야하므로 권선저항의 증가로 인하여 동선손실이

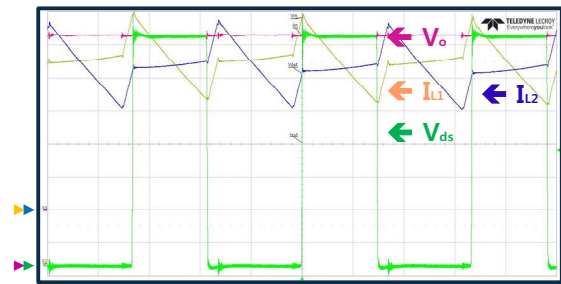
일정 수준 이상 줄어들지 않게 된다. 또한, 인덕턴스 확보를 위하여 한 권선 수 증가는 제안 컨버터의 콘셉트인 고 전력밀도에 불리하게 된다. 따라서 인덕터 손실과 전체 손실을 비교하여 최소의 인덕턴스로 최적의 손실값을 가지는 지점을 선정하는 것이 중요하다. 결론적으로 인덕턴스의 설계는 손실을 고려한 최소의 인덕턴스를 선정하는 것이 중요하며, 고 전력밀도 구현을 위해 턴 수가 적을수록 인덕터의 체적 저감에 유리하므로 인덕터 손실과 전체 손실이 감소되는 폭이 평형을 이루는 구간이 14~16uH로 누설 인덕턴스를 선정하는 것이 유리하다. 따라서 제안 시스템은 15uH의 누설 인덕턴스를 선정하였다.

4. 실험 결과

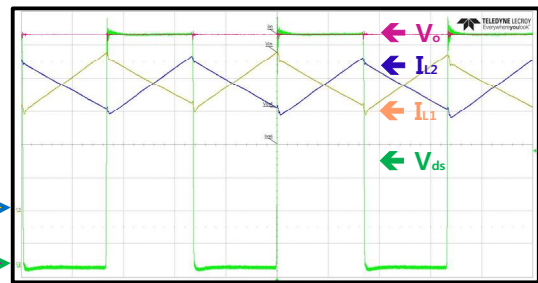
제안한 컨버터의 타당성을 입증하기 위해 3절의 설계 사양 및 표 2의 리액티브 소자를 바탕으로 50kW급 HDC를 제작한 후 동작 검증 및 효율을 비교분석하였다. 그림 10은 입력전압에 따른 동작 파형으로 각 상의 전류와 스위치 양단 전압 및 출력전압의 결과이다. 스위치 양단전압은 280V@50kW 조건에서 가장 큰 65V의 ringing 전압이 측정 되었다. 그림 11는 제안 양방향 컨버터의 부하 변동에 따른 이론적 효율과 측정 효율을

TABLE II
SPECIFICATION OF REACTIVE COMPONENTS

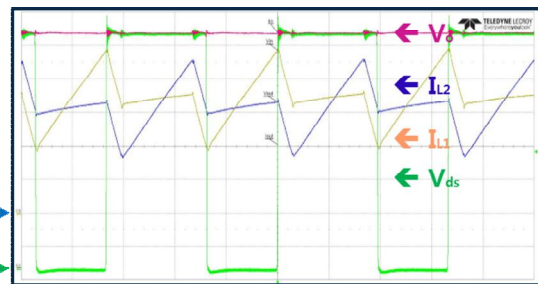
Features		
Input capacitor	Rated voltage	450[V]
	Capacitance	50[uF]
Output capacitor	Rated voltage	900[V]
	Capacitance	75[uF]
Inductor	Core	HF Block Core
	Permeability	60[u]
	Coil	1.6T*7[mm]
	Turns	20[Ts]
	Magnetizing Inductance	42[uH]
	Leakage Inductance	15[uH]



(a)



(b)



(c)

Fig. 10. Experimental waveform of boost mode operation ($P_o=53kW$, $V_o=700V$, $f_s=60kHz$, $V_o=100V/div$, $V_{ds}=100V/div$, $I_{L1}=20A/div$, $I_{L2}=20A/div$) (a) $V_{in}=280V$ (b) $V_{in}=320V$ (c) $V_{in}=400V$

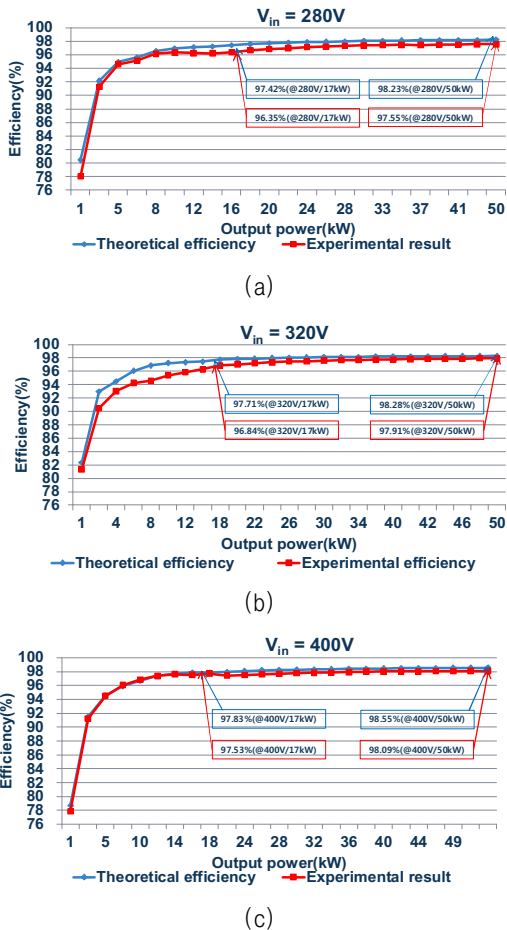


Fig. 11. Comparison of efficiency between experimental results and theoretical results (a) $V_{in}=280V$ (b) $V_{in}=320V$ (c) $V_{in}=400V$.

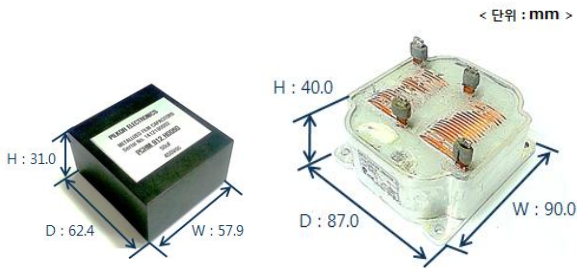


Fig. 12. Size of I/O capacitor and DM coupled inductor.



Fig. 13. Photograph of 50kW prototype of the proposed HDC.

TABLE III
VOLUME OF REACTIVE COMPONENTS

Feature	Quantity	Volume[ℓ]
DM inductor	1EA	0.313
Input capacitor	1EA	0.112
Output Capacitor	2EA	0.224
System	-	2.540

비교하였다. 효율 비교를 위해 전력 분석기 (YOKOGAWA WT1600)을 이용하여 측정하였다. 제안 컨버터의 승압 모드 동작 시 실험효율과 이론효율은 전반적으로 유사한 효율의 그래프를 보이며 최대 부하 조건인 50kW에서 모든 입력 전압에 대해 97.54% 이상의 효율이 측정되었으며, 최대 98.05%(@ $V_{in} = 400V$)의 효율이 측정되었다.

5. 결론

본 논문에서는 대전력 응용에 적합한 고 전력밀도 양방향 컨버터를 제안하고, 주요 요소인 주파수, 인덕턴스 선정 근거를 제안한다. 기존 대전력 양방향 컨버터는 낮은 구동 주파수로 수동 소자의 고밀도화에 적합하지 않다. 반면, 차세대 전력 반도체인 SiC-FET를 적용하여 구동 주파수를 상승하였으며, DM 커플드 인덕터를 적용한 2상 인터리브 방식을 적용하여 수동소자 체적저감을 통한 고전력밀도화를 이루었다. 제안하는 컨버터의 타당성을 50kW의 시제품 제작을 통해 입증하였으며, 400V입력전압에 대해 최대 부하 효율 98.1%, 전력밀도 20.87kW/ℓ를 달성하였다.

이 논문은 (주) 현대자동차(HYUNDAI MOTORS)의 연구비 지원 및 2014년도 국민대학교 교내 연구비 지원에 의해 수행되었음.

References

- [1] T. S. Kwon and H. D. Lee, "Trend of inverter technology for green car," *KIPE Magazine*, Vol. 14, No. 4, pp. 28-32, Aug. 2009.
- [2] <http://www.toyotapriusbattery.com>
- [3] R. Y. Kim and J. S. Lai, "High-power density design of a soft-switching high-power bidirectional dc-dc converter," *IEEE Trans. on PE*, Vol. 4, pp. 1-7, July 2007.
- [4] J. Liu and K. L. Wong, "Performance evaluations of hard-switching interleaved DC/DC boost converter with new generation silicon carbide MOSFETs," Cree.
- [5] S Chandrasekaran, "Integrated magnetics for interleaved

DC-DC boost converter for fuel cell powered vehicles," *IEEE Trans on PE*, Vol. 1, pp. 356-361, June 2004.

- [6] <http://www.rohm.com/web/eu/sic-mosfet>
- [7] B. Ray, H. Kosai, S. McNeal, B. Jordan, and J. Scofield, "Performance analysis of a multi-mode interleaved boost converter," in *Proc. IEEE ECCESan Jose, CA, USA*, pp. 2176 - 2183, Sep. 2009.
- [8] A. F. Witulski, "Introduction to modeling of transformers and coupled inductors," *IEEE Trans on PE*, Vol. 10, pp 349-357, May 1995.



양정우(梁鼎宇)

1988년 8월 4일생. 2014년 국민대 전자정보통신대학 전자공학부 졸업. 2014년~현재 동 대학원 전자공학과 석사과정.



김종필(金鐘弼)

1978년 11월 20일생. 2005년 숭실대 정보통신전자공학부 졸업. 2005년~2011년 삼성전기 Power선행개발 책임연구원. 2011년~현재 현대자동차 환경차 선행개발팀 책임연구원.



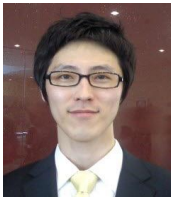
사공석진(司空石鎭)

1951년 3월 23일생. 1976년 고려대 전자공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1985년 동 대학원 전자공학과 졸업(공학박). 1977년~1981년 모토로라 코리아 선임연구원. 1982년~현재 국민대 전자정보통신공학부 교수. 2009년 산업통상자원부 전자표준심의회 원장. 2012년~현재 INTER M CTO.



금문환(琴文煥)

1983년 11월 9일생. 2008년 국민대 전자정보통신대학 전자공학부 졸업. 2010년 동 대학원 전자공학부 졸업(석사). 2015년 8월 동 대학원 전자공학부 졸업(공학박). 2015년 9월~현재 국민대 박사후연구원.



최윤(崔潤)

1984년 1월 26일생. 2009년 국민대 전자공학부 졸업. 2011년 동 대학원 전자공학부 졸업(석사). 2015년 8월 동 대학원 전자공학부 졸업(공학박). 2015년 9월~현재 국민대 박사후연구원.



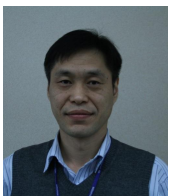
한상규(韓翔圭)

1973년 12월 14일생. 1999년 2월 부산대 전기공학과 졸업. 2001년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 졸업(석사). 2005년 2월 동 대학원 전자전산학과 졸업(공학박). 2005년 3월~2005년 8월 한국과학기술원 정보전자연구소 박사후연구원. 2005년 9월~현재 국민대 전자정보통신공학부 부교수. 당 학회 편집위원.



김석준(金錫俊)

1969년 10월 16일생, 1994년 서울대 대학원 기계공학과 졸업. 1994년~현재 현대자동차 환경차 선행개발팀 책임연구원.



김삼균(金三均)

1968년 4월 19일생. 1991년 한국과학기술원 기계공학과 졸업. 1997년~현재 현대자동차 환경차 선행개발팀 책임연구원.