

출력 필터의 크기를 줄인 연료전지 자동차용 양방향 인터리브드 전류원 공진형 컨버터

문동옥¹, 박준성², 최세완[†]

Bi-Directional Interleaved Current-Fed Resonant Converter with Reduced Sized of Output Filter for FCEV

Dong-Ok Moon¹, Jun-Sung Park², and Se-Wan Choi[†]

Abstract

This study proposes a bi-directional interleaved current-fed resonant converter (CRC) with reduced size of the output filter for a fuel cell electric vehicle. The proposed CRC achieves zero-current switching turn on and off of switches and diodes and makes ripple current of the output capacitor theoretically zero. As a result, the cost and volume of the output capacitor are significantly reduced. The two-stage power conversion technique is also applied for wide input and output voltage range operations. A 2kW prototype of the proposed converter is built and tested to verify the validity of the proposed operation.

Key words: Bi-directional converter(BDC), Current-fed resonant converter(CRC), Zero current switching(ZCS), Fuel cell electric vehicle(FCEV)

1. 서 론

최근 UPS, 신재생 에너지, 친환경 자동차, 에너지 저장장치 등의 분야에서 양방향 DC-DC 컨버터에 대한 개발 요구가 증대되고 있다. 그림 1은 연료전지 자동차 시스템 구성도이다. 연료전지 자동차에 사용되는 저전압 직류변환장치(Low voltage DC-DC Converter, LDC)는 고전압 배터리(200~400V)로부터 차량 내 전장시스템에 전력을 공급하는 저전압 보조배터리(12V)를 충전하는 중요 부품이다. LDC는 자동차 초기 구동시 연료전지 구동에 필요한 전원을 저전압 배터리로부터 공급하는 승압 동작과 고전압 배터리로부터 자동차의 12V 배터리 충전과 12V 악세사리 부품(헤드램프, 와이퍼, 라디오

등)에 전원을 공급하는 강압 동작을 한다. 이러한 양방향 컨버터는 안정성과 높은 승·강압비로 인해 전기적 절연이 요구된다.

기존의 양방향 LDC로는 DAB(Dual Active Bridge)가 사용되고 있다^{[1][3]}. DAB는 보조회로 없이 스위치가 ZVS 턴온을 하는 장점이 있지만 입,출력 전압 변동과 부하 변동에 따라 ZVS 범위가 제한되며 순환전류가 큰 단점이 있다. 또한, 입출력 전류 리플을 만족하기 위하여 추가로 LC필터가 필요하며 저전압(12V) 대전류측 필터의 크기는 상당히 크다. 이러한 단점을 보완하기 위해 2단 방식 공진형 컨버터(Boost+SRC)가 연구되어 왔다^{[4][7]}.

2단 방식의 장점으로 절연부의 최적설계가 가능하고 공진으로 인해 절연부 스위치의 소프트스위칭이 가능하지만 저전압 대전류 출력 측에 위치한 커패시터의 부피 및 가격이 큰 단점이 있다. 이를 완화하기 위해 인터리빙 기법이 연구되었으며^{[7][9]} 인터리빙의 효과로 출력 필터의 크기가 다소 감소하나 본 응용과 같은 저전압 대전류 응용에서는 여전히 큰 부피와 가격을 차지한다.

본 논문에서는 전기자동차용 2단 방식 양방향 인터리브드 전류원 공진형 컨버터를 제안한다. 제안한 컨버터는 다음과 같은 장점을 가진다. 1) 제안한 전류원 공진형 컨버터는 전 부하영역에서 절연부의 모든 다이오드

Paper number: TKPE-2014-19-6-4

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

[†] Corresponding author: schoi@seoultech.ac.kr, Dept. of Electrical & Information Eng., Seoul Nat'l Univ. of Science and Technology

Tel: +82-2-970-6542 Fax: +82-2-972-2866

¹ Dept. of Electrical & Information Eng., Seoul Nat'l Univ. of Science and Technology

² Dept. of New Energy Eng., Seoul Nat'l Univ. of Science and Technology

Manuscript received Aug. 25, 2014; accepted Sep. 15, 2014

— 본 논문은 2014년 전력전자학술대회 우수추천논문임

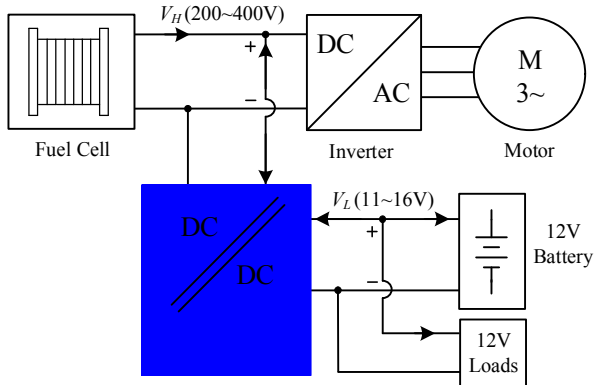


Fig. 1. Block diagram of a fuel cell electric vehicle power train.

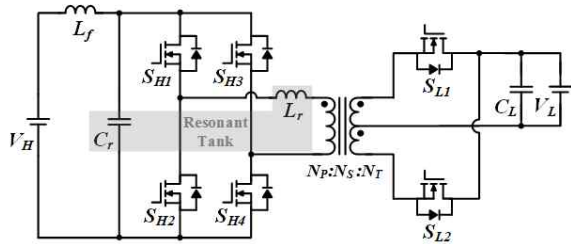


Fig. 2. Proposed current-fed resonant converter.

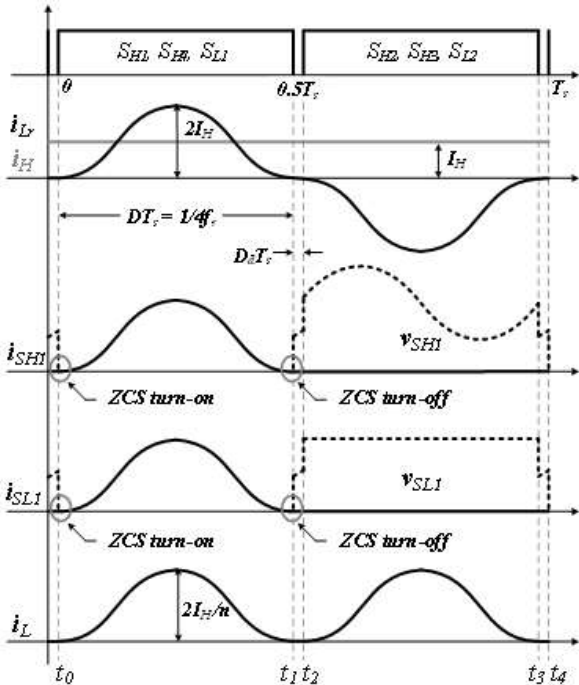


Fig. 3. Key waveforms of the proposed CRC at $f_s = 0.5f_r$.

와 스위치의 Zero Current Switching(ZCS) 턴온 및 턴오프를 성취한다. 2) 절연부를 고정 듀티 및 주파수로 동작시켜 변압기 및 스위치 등 절연부를 최적화 할 수 있다. 3) 인터리빙의 효과로 이론적으로 출력 전류 리플을 완전히 제거 가능하다.

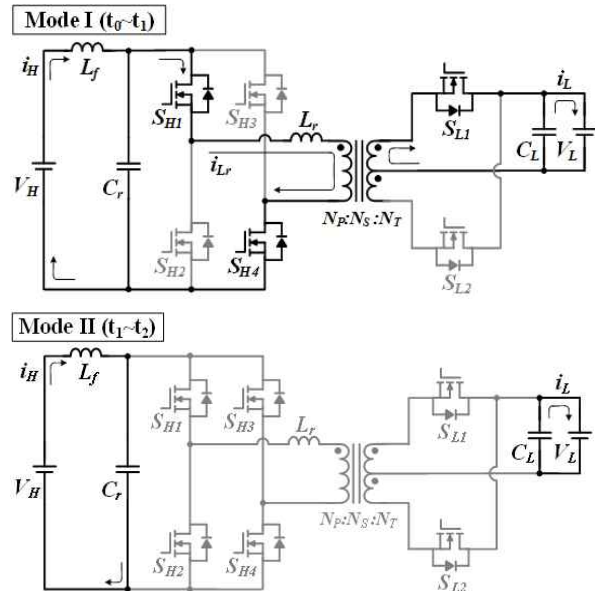


Fig. 4. Operating state of the proposed CRC at $f_s = 0.5f_r$.

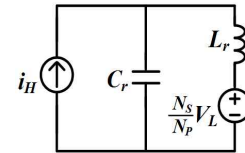


Fig. 5. Equivalent circuit for Mode I($t_0 \sim t_1$).

따라서, 제안하는 컨버터는 FCEV용 양방향 LDC와 같은 저전압 대전류 응용에서 상당한 부피를 차지하는 출력 필터의 크기를 대폭 줄일 수 있다. 2kW급 시작품을 통해 제안하는 컨버터의 타당성을 검증하였다.

2. 제안하는 양방향 CRC

그림 2는 제안하는 CRC의 회로를 나타낸다. 제안하는 컨버터의 기본 셀은 입력 필터 L_f , 공진 커패시터, 고전압측 스위치 $S_{H1 \sim H4}$ 변압기, 저전압측 스위치 $S_{L1, L2}$ 와 출력 커패시터로 구성된다. 그림 3과 4에 제안하는 양방향 컨버터의 최적점($f_s = 0.5f_r$)의 주요 파형 및 동작 원리를 나타내었다.

모드 I은 t_0 때 고전압측 스위치 $S_{H1, H4}$ 와 저전압측 스위치 S_{L1} 이 켜지면서 L_r 과 C_r 이 공진을 하게 되며, ZCS 턴온을 성취한다. 공진 등가회로는 그림 5와 같으며, 이를 이용하여 공진 인덕터 전류와 공진 커패시터 전압은 각각 다음과 같이 결정 된다.

$$i_{L_r}(t) = i_H(1 - \cos\omega t) \tag{1}$$

$$v_{C_r}(t) = Zi_H \sin\omega t + \frac{N_s}{N_p} V_L \tag{2}$$

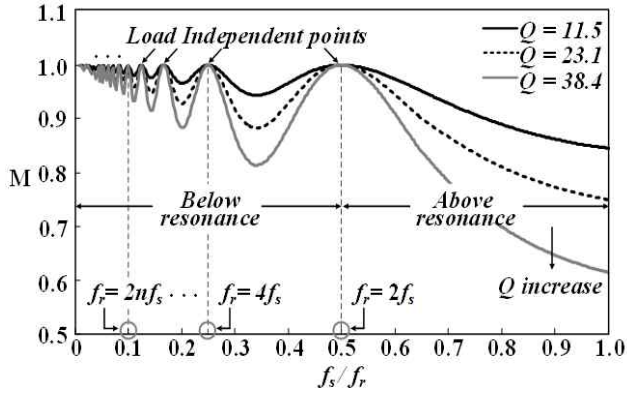


Fig. 6. Voltage gain curve of the proposed CRC.

여기서 Z 는 특성 임피던스이며 ω_r 은 공진 각 주파수이며 각각 다음과 같이 결정된다.

$$Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (3)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (4)$$

입력전류 i_H 는 다음과 같이 결정된다.

$$i_H = \frac{N_S V_L}{N_P R_L} \quad (5)$$

여기서 R_L 은 부하저항이며 스위치 $S_{HL,HL}$ 와 S_{LI} 이 오프되며 모드가 종료된다. 이때, 모든 스위치는 ZCS 턴오프를 성취한다.

모드 II는 파워가 전달되지 않는 데드타임 구간이며 출력 커패시터가 부하에 에너지를 공급하며 공진 커패시터의 전압이 선형적으로 증가하는 구간이다. 나머지 동작은 모드 I, II의 반복이며, 승압모드의 동작원리 또한 동일하다.

제안하는 컨버터의 모드 III(t1~t2) 데드타임 구간이 매우 작아 무시할 수 있다 가정하면, 공진 커패시터의 평균전압은 다음과 같이 결정된다.

$$V_{Cr,av} = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} (Z_H \sin \omega_r t + \frac{N_S}{N_P} V_L) dt = V_H \quad (6)$$

식 (6)으로부터 제안하는 컨버터의 전압 전달비는 다음과 같이 결정 된다.

$$M = \frac{V_L}{V_H} = \frac{\pi N_P N_S \omega_r (1 - \cos \frac{\omega_s}{\omega_r} \pi)}{\pi N_P^2 \omega_r (1 - \cos \frac{\omega_s}{\omega_r} \pi) + Q \omega_s} \quad (7)$$

여기서 Q (Quality factor)는 제안하는 컨버터의 게인곡선의 기울기를 결정하며 다음과 같이 정의된다.

$$Q = \frac{\omega_r L_r}{R_L} \quad (8)$$

그림 6은 Q 값에 따른 컨버터의 게인 곡선이며 Q 값이 클수록 게인곡선의 기울기는 커진다. 또한 제안하는 컨버터는 Below 영역에서 Load independent point 가 다수 존재하며 다음의 수식을 만족하는 지점에서 발생하게 된다.

$$f_r = 2k f_s \quad (9)$$

여기서 k 는 자연수이며 Below영역에서 게인이 0으로 수렴하는 SRC의 게인곡선과 다르게 제안하는 컨버터의 게인은 Below영역에서 1로 수렴한다.

3. 2단 방식 인터리브드 양방향 CRC

그림 7과 8은 제안하는 양방향 컨버터의 2단 방식 인터리빙 구조와 주요 동작 파형이다. 제안하는 2단 방식 컨버터의 비절연부는 2상 하프브릿지 컨버터를 사용하였다. 제안하는 컨버터는 각상은 위상차 $\pi/2$ 의 위상차를 두고 동작시키며 절연부는 공진주파수의 1/2배의 고정된 스위칭 주파수와 0.5의 고정 시비율로 동작시킨다. 또한, 입력 전압 변동에 따른 전압의 제어는 비절연부 스위치의 시비율을 통해 제어한다. 각 상의 동작은 동일하며 각 상의 출력 전류는 다음과 같이 결정된다.

$$i_{L1} = \frac{1}{2} I_L (1 - \cos \omega_r t) \quad (10)$$

$$i_{L2} = \frac{1}{2} I_L (1 + \cos \omega_r t) \quad (11)$$

최종 출력 전류는 각 상의 출력전류의 합이고 다음과 같이 결정된다.

$$i_L = i_{L1} + i_{L2} = \frac{1}{2} I_L (1 - \cos \omega_r t) + \frac{1}{2} I_L (1 + \cos \omega_r t) = I_L \quad (12)$$

제안하는 컨버터를 N 상으로 확장 시 출력 전류는 다음과 같이 결정된다.

$$i_L = i_{L1} + i_{L2} + \dots + i_{LN} = \sum_{m=1}^N \frac{I_L}{N} (1 - \cos(\omega_r t - \frac{2(m-1)\pi}{N})) = I_L \quad (13)$$

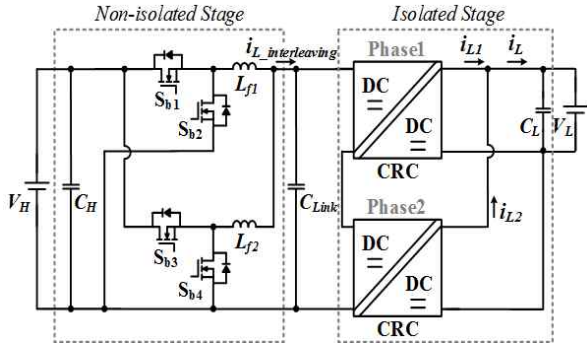


Fig. 7. Two-stage version of the proposed interleaved CRC.

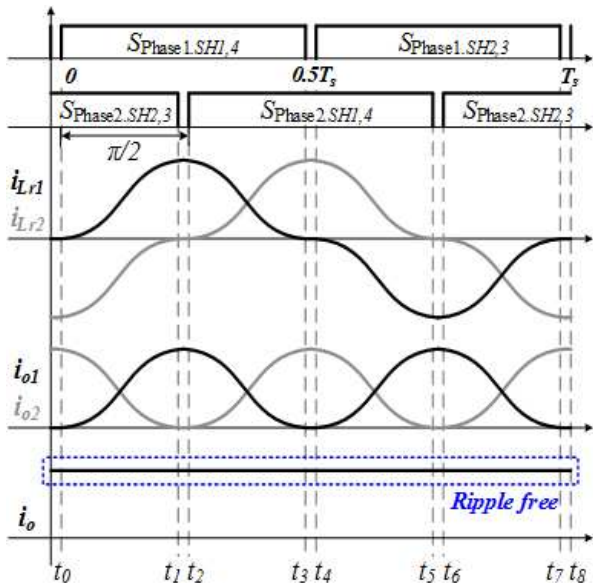


Fig. 8. key waveforms of the proposed interleaved CRC at $f_s = 0.5f_r$.

식 (13)으로부터 Load independent point에서 제안하는 컨버터를 인터리빙 시키면 상수에 관계없이 출력 전류 리플이 완전히 제거됨을 확인 할 수 있다. 따라서 제안하는 인터리브드 컨버터는 이론적으로 출력 커패시턴스가 0이며 출력 커패시터의 크기가 중요한 전기자동차용 LDC와 같은 저전압 대전류 응용에서 제안한 컨버터를 사용 시 출력 필터의 크기를 대폭 감소시킬 수 있다.

4. 제안하는 2단 방식 컨버터 설계

그림 9는 제안하는 전류원 공진형 컨버터의 특성 임피던스 Z 에 따른 공진 커패시터의 전압을 나타낸 것이다. 제안하는 컨버터는 공진 커패시터의 전압의 최대값이 링 크전압의 2배 이상이 되면 비공진 구간(Non-resonant interval)이 생기게 되며, 이 구간에서는 공진 커패시터의 전압이 0으로 공진 루프가 형성되지 않는다. 또한, 스위치 내부 다이오드가 도통하여 도통손실이 상승하며 절연부의 스위치 전압 정격이 상승한다.

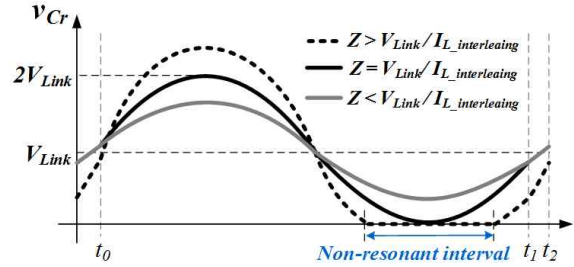


Fig. 9. Variation of resonant capacitor voltage according to characteristic impedance Z .

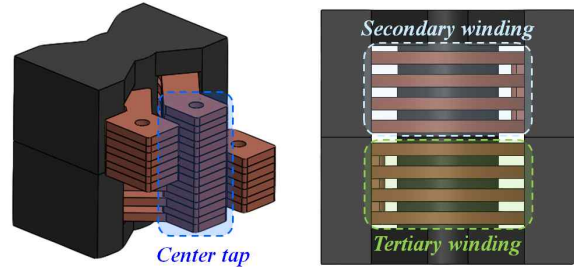


Fig. 10. transformer winding structure of the proposed CRC.

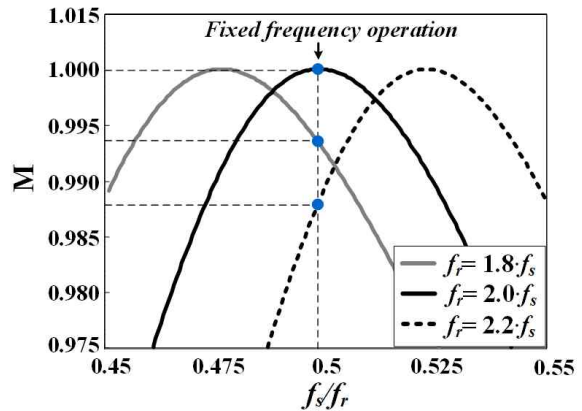


Fig. 11. Voltage gain curve according to resonant component tolerance.

따라서 제안하는 컨버터는 전 부하 영역에서 비공진 구간이 존재하지 않도록 다음의 수식을 만족하게 설계한다.

$$Z \leq \frac{V_{Link}}{I_{L_interleaving}} \quad (14)$$

그림 10은 제안하는 2단 방식 인터리브드 CRC의 변압기 권선 구조이다. 변압기의 2차·3차측은 센터탭 구조로 높은 주파수의 큰 AC전류가 흐르기 때문에 표피 효과로 인한 권선의 발열이 심하다. 따라서 제안하는 컨버터의 변압기는 그림 10과 같이 2차·3차측 권선을 여러 개의 부스바가 하나의 턴을 구하도록 설계하였다. 따라서, 저전압 대전류측 권선의 전류 밀도 증가와 표면적 증가로 표피효과에 의한 영향을 줄이며 각각의 부스바

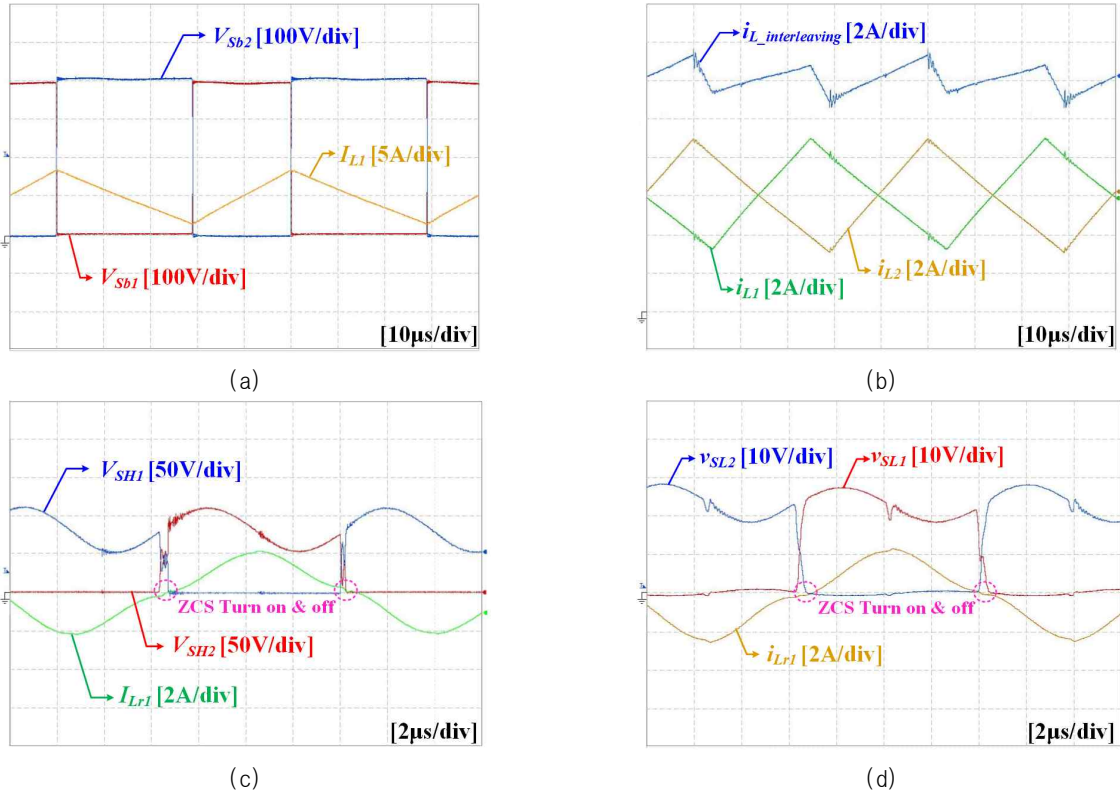


Fig. 13. Experimental waveforms of the proposed CRC in boost mode at $I_L = 167A$ (a) non-isolated stage switch voltage and inductor current (b) inductor current of each phase and interleaving inductor current (c) isolated stage switch voltage and resonant current of primary side (d) isolated stage switch voltage and resonant current of primary side

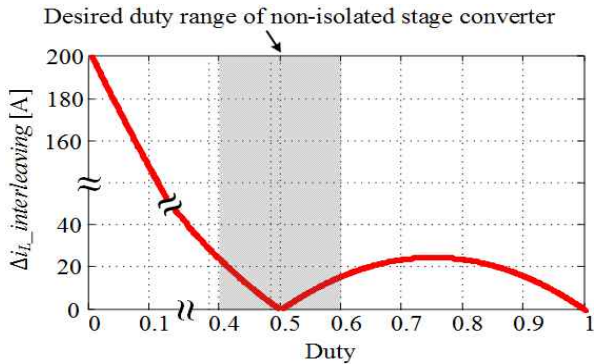


Fig. 12. Output capacitor ripple current and filter inductance according to $\Delta i_{L_interleaving}$.

사이에 1차측 권선을 감은 인터리빙 권선 기법을 사용하였다. 인터리빙 권선기법으로 누설 인덕턴스를 최소화할 수 있으며 이 누설 인덕터를 공진 인덕터로 사용한다. 그림 11은 공진소자 공차에 따른 계인 곡선이다. 제안하는 CRC의 공진 인덕터는 가능한 작게하며 그에 따라 Q값이 줄어 계인곡선의 기울기를 완만하게 할 수 있다. 따라서, 그림 11에서와 같이 공진소자 공차에 의해 공진 주파수가 변동했을 때, 계인의 변동을 최소화할 수 있다. 제안하는 2단 방식 인터리브드 CRC의 절연부는 고정주파수 동작으로 항상 일정한 계인을 가지며 최

적화하여 설계 가능하다. 따라서, 입출력 전압 변동에 따른 전압 제어는 비절연부에서 하며 비절연부 설계가 전체 컨버터에 중요한 영향을 미친다. 그림 12은 제안하는 2단 방식 CRC의 비절연부 듀티에 따른 인터리빙 전류 리플을 나타낸다. 그림 12으로부터 비절연부의 인터리빙 인덕터 전류 리플은 듀티가 0.5에서 최소가 된다. 제안하는 2단 방식 인터리브드 컨버터의 절연부는 전류원 공진형 컨버터이며 비 절연부의 인터리빙 전류 리플에 따라 절연부의 전압 게인이 달라진다. 따라서, 제안하는 2단 방식 컨버터의 비절연부 전류 리플은 작을수록 좋으며 그림 12에서와 같이 비절연부 듀티를 0.4~0.6 사이의 변압기 권선비가 정수가 되는 듀티를 선정하여 설계한다.

5. 실험

제안하는 컨버터의 성능을 검증하기 위해 아래의 사양으로 시작품을 제작하여 실험을 하였으며 양방향 컨버터의 제어기는 TI社의 TMS320F28335를 사용하였다.

- $P_O=2kW$
- $V_H=200 \sim 400V$
- $V_L=12V$
- $f_{s,B}=20kHz$
- $f_{s,CRC}=66kHz$
- $C_f=0.47 \mu F$
- $L_f=3 \mu H$
- $N_p/N_s/N_f=7:1:1$

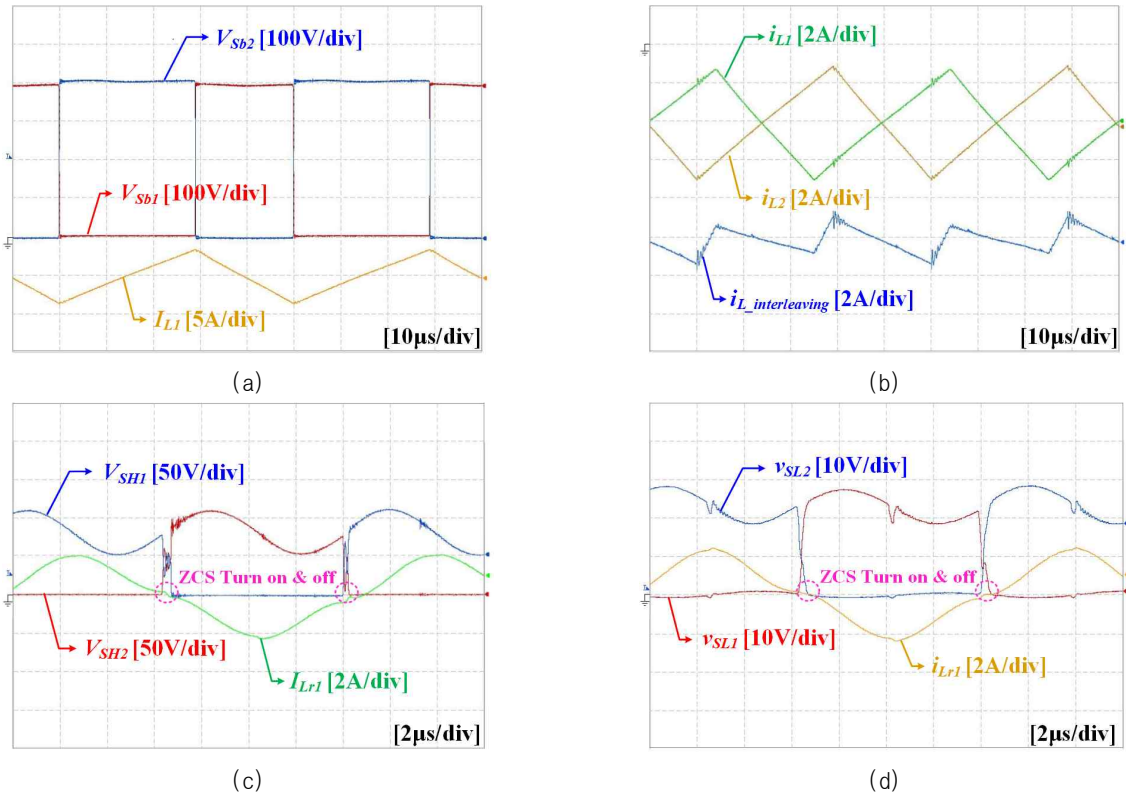


Fig. 14. Experimental waveforms of the proposed CRC in buck mode at $I_L = 167A$ (a) non-isolated stage switch voltage and inductor current (b) inductor current of each phase and interleaving inductor current (c) isolated stage switch voltage and resonant current of primary side (d) isolated stage switch voltage and resonant current of primary side.

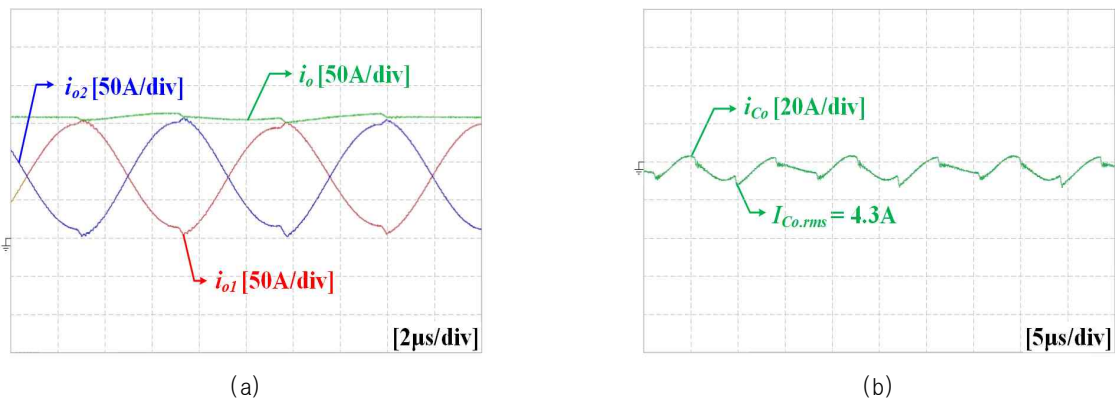


Fig. 15. Experimental waveforms of the proposed CRC at $I_L = 167A$ (a) output current of each phase and interleaving output current (b) ripple current of output capacitor.

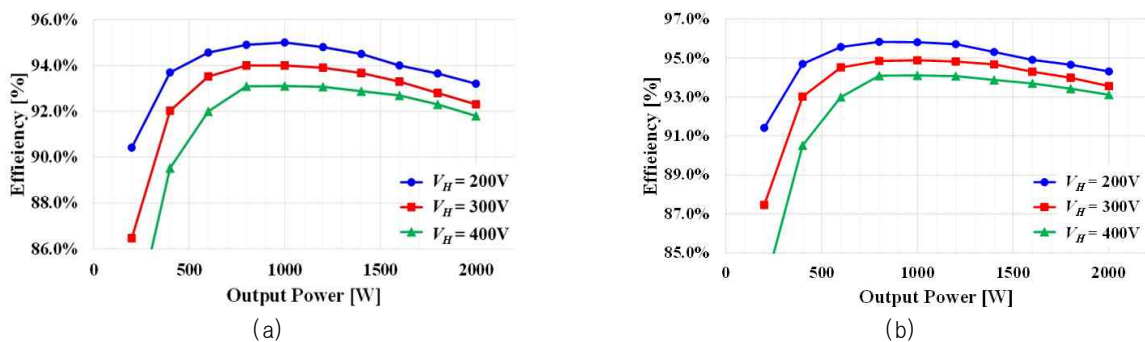


Fig. 16. Measured efficiency of the proposed CRC using YOKOGAWA WT3000 (a) boost mode (b) buck mode.

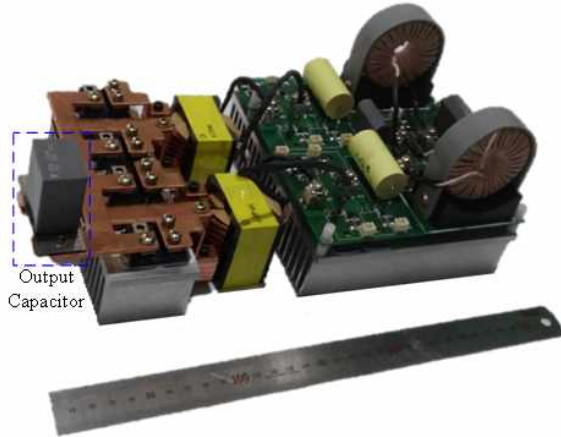


Fig. 17. Photograph of the proposed CRC.

그림 13는 승압모드의 실험 파형이며 그림 14는 강압모드의 실험파형이다. 그림 13 (c),(d)와 그림 14 (c),(d)에서 볼 수 있듯이 절연부의 모든 스위치는 ZCS 턴온 및 턴오프를 성취한다. 그림 15 (a)는 각 상 출력전류 파형과 인터리빙 된 출력전류 파형이다. 그림 15 (b)는 제안하는 인터리브드 CRC의 출력 커패시터 전류 파형이며 전류 리플은 4.2Arms로 측정되었다. 이는 이론적으로 전류 리플값은 0이지만 각 상간의 공진소자 불균형과 데드타임, 기생성분의 영향에 의한 것이다. 그림 16는 승압모드 강압모드의 측정효율 그래프이며 승압모드 강압모드 각각 800W에서 최고효율 95%, 95.8% 정격부하에서 93%, 93.1%를 달성하였다. 그림 17 은 제안하는 컨버터의 2kW급 시작품 사진이며 출력 커패시터의 크기가 매우 작은 것을 확인 할 수 있다. 그림 18은 제안한 컨버터를 정격부하에서 60분 동안 발열시험을 한 결과로 온도가 가장 높은 곳은 저전압측 변압기 부스바이며 ΔT 는 약 40°C로 측정되었다.

6. 결 론

본 논문에서는 전기자동차용 양방향 인터리브드 CRC를 제안한다. 제안하는 CRC는 전부하 영역에서 모든 스위치의 ZCS 턴온 및 턴오프를 성취하며 인터리빙의 효과로 저전압 대전류측 전류 리플을 이론적으로 완전히 제거 할 수 있다. 따라서, FCEV용 양방향 LDC와 같은 저전압 대전류 출력 응용에서 큰 부피와 가격을 차지하는 출력필터의 크기를 대폭 줄일 수 있다. 2kW급 시작품을 통해 제안한 컨버터의 타당성을 검증하였고 승압모드 강압모드 각각 800W에서 최고효율 95%, 95.8% 정격부하효율 93%, 93.1%를 달성하였다.

이 논문은 2014년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2014R1A2A2A01003724).

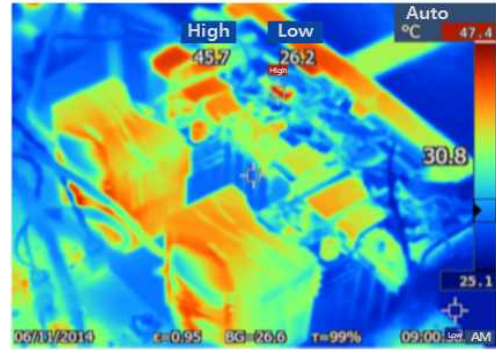


Fig. 18. IR thermal image of the proposed CRC after operating for 60 min at full load condition.

References

- [1] F. Krismer and J. W. Kolar, "Efficiency-optimized high-current dual active bridge converter for automotive applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 59, No. 7, pp. 2745-2760, Jul. 2012.
- [2] Y. Wang, S. W. H. de Haan, and J. A. Ferreira, "Optimal operating ranges of three modulation methods in dual active bridge converters," in *Proc. 6th IEEE IPEMC, Wuhan, China*, pp. 1397-1401, May 17-20, 2009.
- [3] D. Hamza and M. Pahlevaninezhad, "Implementation of a novel digital active EMI technique in a DSP-based DC-DC digital controller used in electric vehicle (EV)," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 7, pp. 3126-3137, Jul. 2013.
- [4] R. Yu, B. M. H. Pong, B. W.-K. Ling, and J. Lam, "Two-stage optimization method for efficient power converter design including light load operation," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 3, pp. 1327-1337, Mar. 2012.
- [5] J. Park, M. Kim, and S. Choi, "Fixed frequency series loaded resonant converter based battery charger which is insensitive to resonant component tolerances," in *Proc. 7th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, pp. 918-922, Jun. 2-5, 2012.
- [6] J. Park and S. Choi, "Design and control of a bidirectional resonant DC-DC converter for automotive engine/battery hybrid power generators," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 7, pp. 3748-3757, Jul. 2014.
- [7] J. Park and S. Choi, "Development of 12V, 1000A isolated bidirectional resonant DC-DC converter," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 19, No. 1, Feb. 2014.
- [8] S. Dwari and L. Parsa, "An efficient high-step-up interleaved DC-DC converter with a common active clamp," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 26, No. 1, pp. 66-78, Jan. 2011.
- [9] C. Yoon, J. Kim, and S. Choi, "Multiphase DC-DC converters using a boost-half-bridge cell for

high-voltage and high-power applications,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 26, No. 2, pp. 381-388, Feb. 2011.

- [10] K. Yi and G. Moon, “Novel two-phase interleaved LLC series-resonant converter using a phase of the resonant capacitor,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 5, pp. 1815-1819, 2009.
- [11] D. Joo, D. Kim, B. Lee, “Input current ripple reduction algorithm for interleaved DC-DC converter,” *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 19, No. 3, Jun. 2014.

문동욱(文東沃)



1990년 11월 9일생. 2013년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2013년~현재 동 대학원 전기정보공학과 석사과정.

박준성(朴峻成)



1982년 4월 26일생. 2009년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2011년 동 대학 에너지환경대학원 신에너지공학과 졸업(석사) 2011년~현재 동 대학원 박사과정.

최세완(崔世琬)



1963년 3월 3일생. 1985년 인하대 전자공학과 졸업. 1992년 Texas A&M Univ. 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 졸업(공학박). 1985년~1990년 대우중공업 중앙연구소 대리. 1996년~1997년 삼성전기 종합 연구소 수석연구원. 1997년~현재 서울과학기술대 전기정보공학과 교수. 당 학회 국제이사.