

ISG 시스템용 고효율 양방향 DC-DC 컨버터의 설계 및 자율적이며 끊김없는 모드전환을 위한 제어전략

박준성¹, 권민호², 최세완[†]

Design and Control Strategy for Autonomous and Seamless Mode Transition of High Efficiency Bidirectional DC-DC Converter for ISG Systems

Jun-Sung Park¹, Min-Ho Kwon², and Se-Wan Choi[†]

Abstract

In this study, a bidirectional DC-DC converter for idle stop and go (ISG) is developed to reduce fuel consumption. A three-phase non-isolated half-bridge converter is selected through a design method by considering efficiency and volume. According to the state of charge of the batteries at both the low-voltage and high-voltage sides, buck mode, which charges a low-voltage battery from the generated motor energy, and boost mode, which provides power to the motor from the low- and high-voltage battery sides, are required in the ISG system. Hence, an autonomous and seamless bidirectional control method using a variable current limiter is proposed for mode change. A 1.8 kW engineering sample of the proposed converter has been built and tested to verify the validity of the proposed concept. The maximum efficiencies, including gate driver and control circuit losses, are 96.4% in charging mode and 96.1% in discharging mode.

Key words: BDC(Bidirectional DC-DC Converter), Buck converter, Boost converter, Interleaved, ISG

1. 서 론

최근 높은 유가와 연비 및 온실가스에 대한 규제가 강화됨에 따라 많은 완성차 업체에서 비용 효율적인 ISG 시스템을 개발하여 적용하고 있다^{[1]-[3]}. ISG 시스템이란 내연기관 차량이 신호대기, 교통혼잡, 차고지 등에서 공회전할 경우 엔진에서의 연소가 발생하지 않도록 엔진을 자동으로 끄고 출발을 위해 클러치나 엑셀 페달을 밟는 순간 자동으로 시동이 걸리는 시스템으로 Stop-Start 시스템, 공회전 자동제어 시스템, 마이크로하이브리드 기술 등 다양한 이름으로 불린다. 이런 ISG

시스템은 하이브리드카 보다 구조가 단순해 개발비용이 크게 낮고 신호대기가 많은 시내주행에서 연비개선 효과가 5~20%까지 향상시킬 수 있다^[4].

ISG 시스템은 그림 1과 같이 모터, 인버터, 48V 리튬 배터리, DC-DC 컨버터 및 14V 납축전지로 구성된다. 여기서 DC-DC 컨버터는 일반적으로 14V 배터리 충전만 할 수 있는 단방향을 사용한다.

본 논문에서는 14V 배터리 충전, 점프 스타트 및 고전압배터리와 저전압배터리가 함께 모터에 전력을 공급하는 것이 가능한 양방향 DC-DC 컨버터를 개발하였다. 그리고 효율 및 부피를 고려하여 비절연 하프브리지의 최적 설계를 진행 하였으며 자율적이며 끊김없는 모드

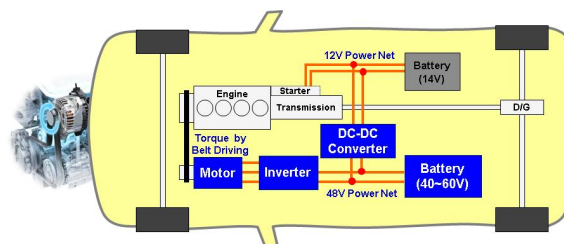


Fig. 1. ISG system^[5].

Paper number: TKPE-2016-21-1-3

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

[†] Corresponding author: choi@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 Korea Automotive Technology Institute

² Dept. of Electrical & Information Eng., Seoul Nat'l Univ. of Science and Technology

Manuscript received Jul. 31, 2015; revised Sep. 1, 2015; accepted Nov. 24, 2015

— 본 논문은 편집위원회에서 우수기술논문으로 추천됨

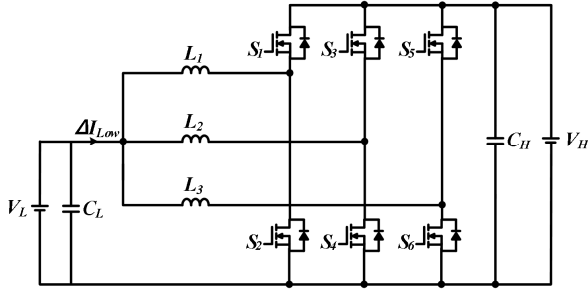


Fig. 2. Proposed bidirectional DC-DC converter.

TABLE I
ISG SYSTEM SPECIFICATION

		Specification
High side voltage(V_H) of the BDC		30~54V, 48V _{nom.}
Low side voltage(V_L) of the BDC		10.5~15.2V, 12V _{nom.}
Ripple voltage of the V_H		< 1%
Ripple voltage of the V_L		< 1%
Rated power		1.8kW
Efficiency	Maximum	94%
	0.3kW~1.8kW	90%
Extend voltage of the V_H		54~60V
Extend voltage of the V_L		10.5~16V
Temperature		-40~105°C
Dimension of the BDC		190mm*280mm*80mm
Cooling type		air cooling

전환 알고리즘을 개발하여 과도상태가 없는 모드전환이 가능하게 하였다. 또한 프리스케일사의 5643L MCU를 이용하여 디지털 제어를 개발하여 적용하였으며 1.8kW engineering sample을 통해 부피 3.4L, 승·강압시 정격부하 효율은 각각 95.1%, 95.5%이며 최고효율은 96.1%, 96.4%를 달성하였다.

2. 제안하는 양방향 DC-DC 컨버터

본 논문에서는 표 1의 설계 사양을 만족시키고 소자 수가 적어 신뢰성, 가격, 효율이 좋으며 양방향 제어가 간단한 그림 2의 비절연 하프브리지 컨버터를 ISG시스템용 양방향 DC-DC 컨버터에 적용하였다^{[6][7]}. 또한 인터리빙기법을 적용하여 스위치의 전류정격을 줄이고 유효 스위칭주파수를 증가시켜 수동소자의 부피를 감소시

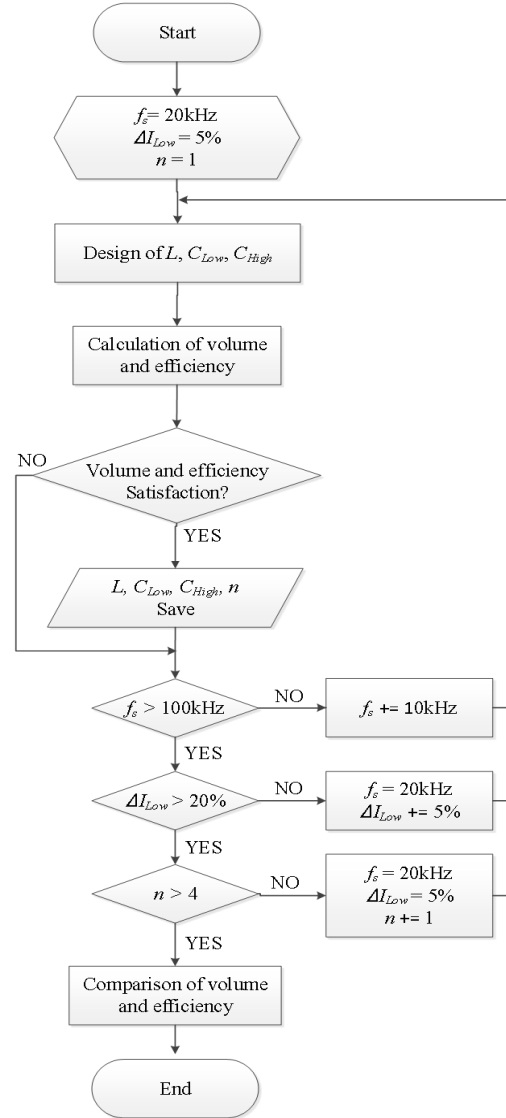


Fig. 3. Design flowchart.

켰다.

2.1 양방향 비절연 하프브리지 컨버터 최적 설계

효율과 부피를 고려하여 최적의 상수 및 수동소자를 선정하기 위해 그림 2와 같은 순서를 통해 설계를 진행하였다. 설계 시 스위칭 주파수 f_s 의 범위는 가청주파수와 제어기의 성능을 고려하여 20~100kHz로 선정하였다. 또한 저전압측 전류리플 ΔI_{Low} 가 작을수록 스위치의 동손실을 감소하지만 인덕터 부피가 증가하므로 이

$$L = \frac{V_{Low}}{\Delta I_{Low} f_s} \left(\frac{N_{on} - nD}{1-D} \right) \frac{d}{n} \quad (1)$$

$$C_{Low} = \frac{\Delta I_{Low}}{8n \Delta V_{Low} f_s} \quad (2)$$

$$C_{High} = \frac{I_{High}}{\Delta V_{High} f_s} \left(\frac{N_{off}}{n(1-D)} - 1 \right) d' \quad (3)$$

TABLE II
A COMPARISON OF RATING ACCORDING TO PHASE

Rating	3-phase	4-phase
L	10.25 μ H / 57.2A	8 μ H / 43A
C_H	220 μ F / 60V / 28.3A	180 μ F / 60V / 20A
C_L	68 μ F / 16V / 1.7A	51 μ F / 16V / 1A
Switch	60V / 52A	60V / 40A

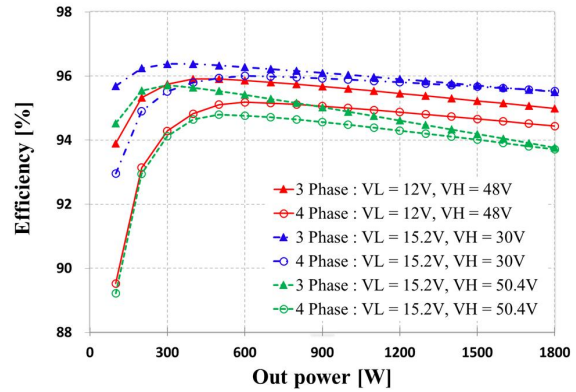
들을 고려하여 ΔI_{Low} 범위는 5~20%로 선정하였다. 그리고 인터리빙 상의 수가 증가할수록 스위치 도통손실 및 수동소자 값은 감소하지만 스위칭 손실, 게이트 드라이버 및 전류센서 증가로 가격 및 부피가 증가하므로 현재 사양에서는 4상까지 고려하였다^[6-8]. 이와 같은 설계 순서의 초기 사양으로 L , C_{Low} , C_{High} 를 아래의 수식을 이용하여 설계한다^{[8][11]}.

여기서 n 은 인터리빙 상수, D 는 듀티, d 는 인터리빙 전류의 한 주기 상승구간, d' 은 인터리빙 전류의 하강구간, N_{on} 은 d 구간동안 켜져있는 스위치의 개수, N_{off} 는 d' 동안 꺼져있는 스위치의 개수이다. 이 때 설계된 결과값을 이용하여 부피와 효율을 계산하고 목표사양에 맞는 지 확인 후 데이터를 저장하고 주파수, 인덕터 리플, 인터리빙 상수를 증가시켜 반복한다.

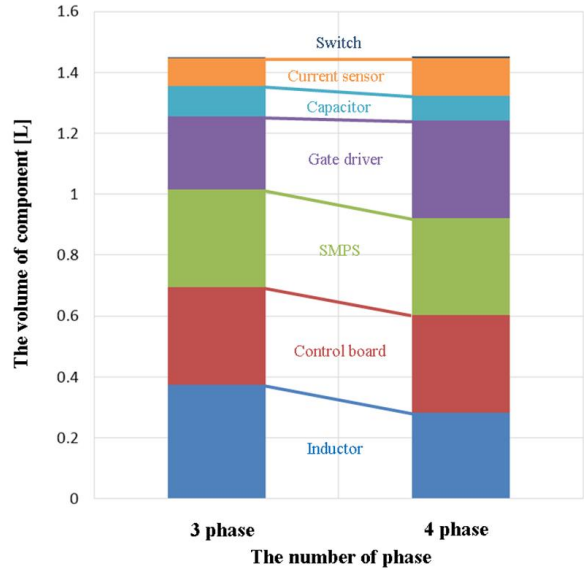
1상과 2상의 경우 L 과 C_{High} 가 전체 부피에서 50% 이상을 차지하여 부피 사양을 만족시킬 수 없었다. 따라서 목표 부피를 만족시킬 수 있는 3상과 4상을 비교하여 최종 상수를 선정하였다. 표 2는 f_s 가 50kHz, ΔI_{Low} 가 5% 일 때 3상과 4상의 소자정격을 비교하였다. 이를 바탕으로 계산효율을 비교한 결과 그림 4 (a)와 같이 모든 전압범위에서 3상의 경우보다 효율이 최대 약 5% 높았으며 부하가 증가할수록 효율 차이는 줄어드는 것을 볼 수 있다^[12]. 그리고 그림 4 (b)의 계산 부피를 보면 4상이 인덕터와 커패시터 등의 수동소자 부피는 줄어들지만 전류센서와 게이트드라이버의 부피가 늘어나 3상과 4상의 부피가 거의 동일한 것을 알 수 있다. 이 때 부피는 각 부품의 최외각 길이를 기준으로 부피(가로*세로*높이)를 구하였고 총 부피는 각 부품들의 부피를 더하여 구하였다. 이런 결과를 바탕으로 본 논문에서는 3상 비절연 하프브리지 컨버터를 ISG시스템용 양방향 DC-DC 컨버터로 선정하였다.

2.2 ISG용 양방향 컨버터 제어 전략

일반적으로 ISG시스템은 그림 5 (a)~(c)와 같은 모드로 동작한다. 그림 5 (a)는 cold cranking 모드로 자동차 시동 시 스타트모터를 사용하지 않고 엔진과 연결된 ISG시스템 모터를 이용하여 시동을 거는 모드를 말한다. 그림 5 (b)는 48V 배터리의 SOC가 낮거나 자동차



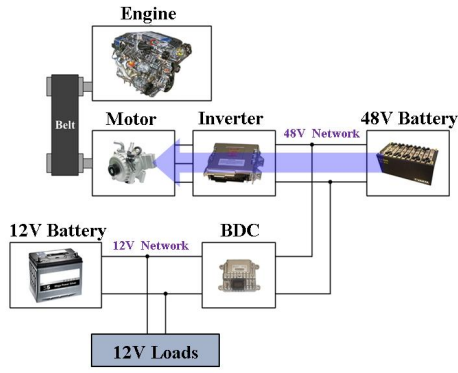
(a)



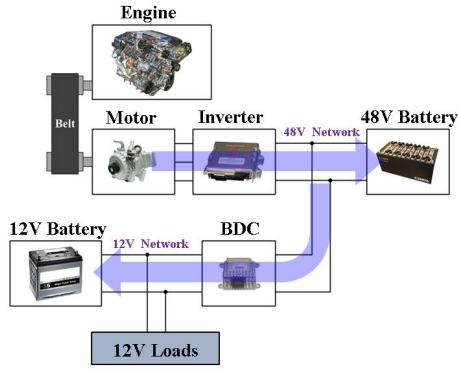
(b)

Fig. 4. A comparison of calculated efficiency and volume according to phase (a) efficiency (b) volume

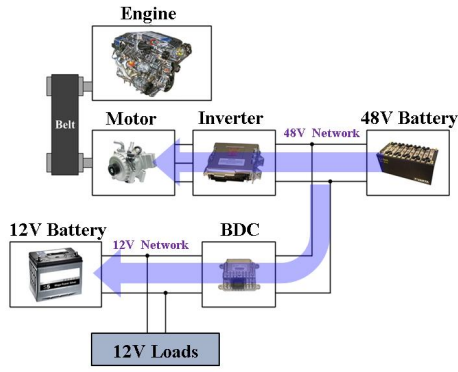
가 정속주행일 때 또는 감속 시 회생에너지가 발생할 때 ISG시스템의 모터가 발전기로 동작하여 48V 배터리와 12V 배터리를 충전하는 charging 모드이다. 그림 5 (c)의 torque assist 모드는 차량이 정지 상태에서 출발할 때 가속 시 모터가 엔진과 함께 동작하는 모드로 이로 인해 차량의 연료를 절약할 수 있는 모드이다. 그림 5 (d)는 Continental 등 부품 업체에서도 개발하고 있는 기능으로 양방향 컨버터를 적용한 torque assist 모드로 자동차가 급가속 하는 경우^[13] 또는 48V 배터리의 SOC가 부족하여 전압이 일정 전압 이하로 떨어지면 저전압측 전압 또는 전류를 제어하던 BDC는 전류 방향을 바꿔 모터에 고전압 배터리와 함께 전력을 공급한다. 이때 양방향 DC-DC 컨버터의 급격한 모드전환은 큰 과도상태를 야기 시키므로 이러한 과도상태를 줄이기 위해서 본 논문에서는 그림 6과 같이 자율적이며 끊임 없는 양방향 컨버터의 제어기법을 적용하였다^{[14][15]}.



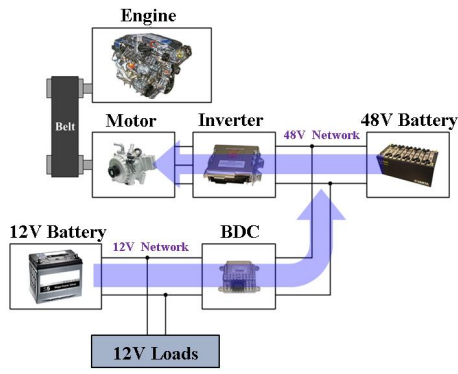
(a)



(b)

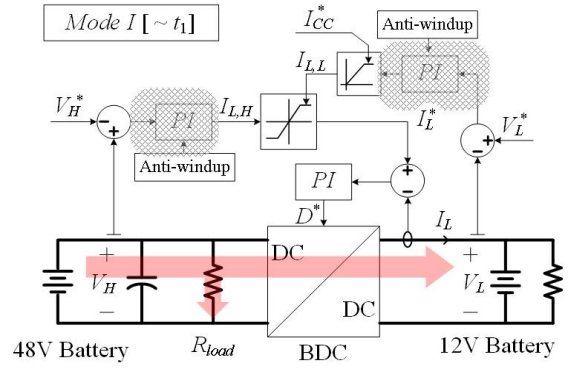


(c)

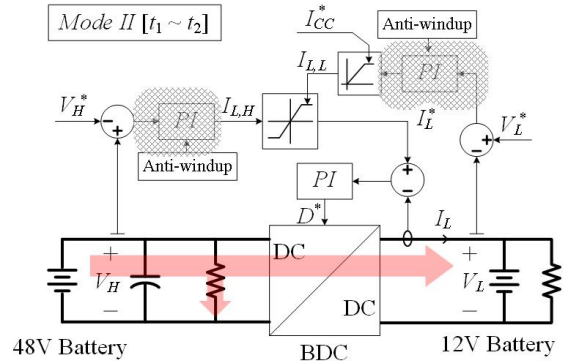


(d)

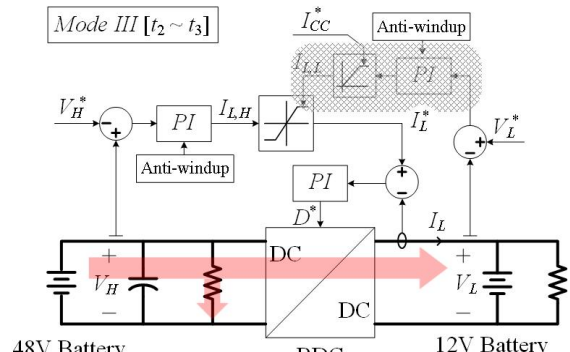
Fig. 5. Operation mode of the ISG system (a) cold cranking mode (b) Charging mode (c) torque assist mode (d) proposed torque assist mode with BDC



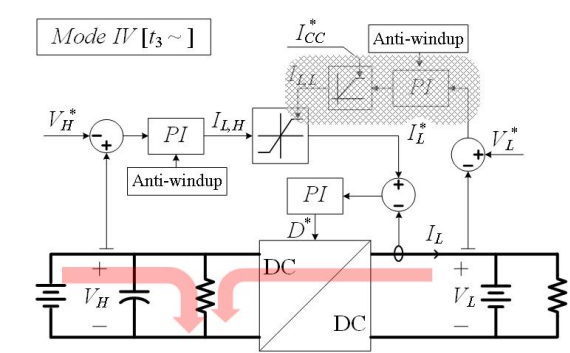
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 6. Operating principle of the proposed control block diagram.

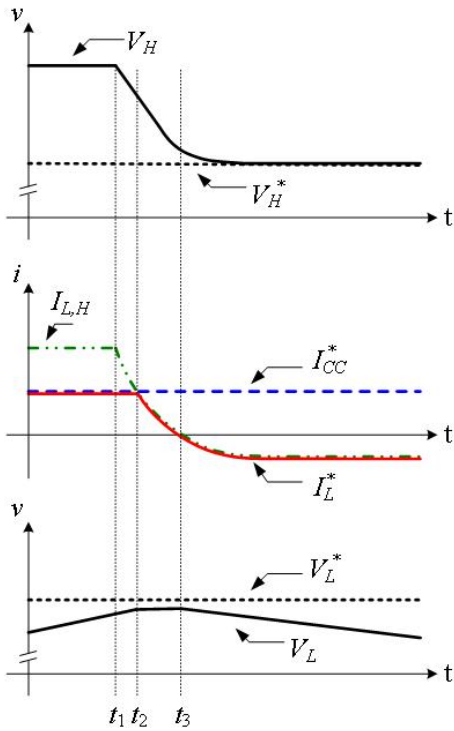


Fig. 7. Key waveforms of mode transfer.

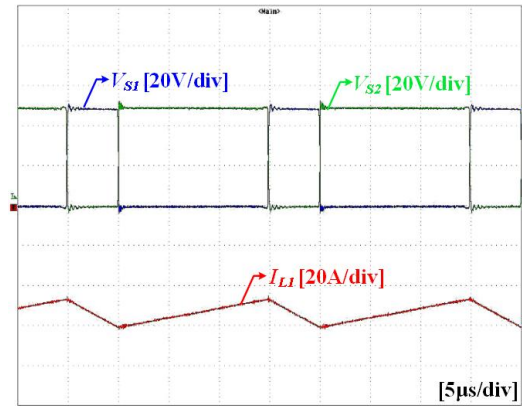
제안하는 제어 기법은 고전압측 전압 제어기와 저전압측 전압 제어기가 서로 상보적으로 포화되어 동작하므로 통신지령 없이 양방향 컨버터가 스스로 동작 모드를 판단하여 끊임없이 모드전환이 가능하다. 그림 6은 각 모드별 동작 상태이며 그림 7은 BDC 모드전환시 주요 파형을 나타냈다.

Mode I [~ t₁] : t₁ 이전에 고전압측 전압원이 정상동작하고 있고 고전압 보상기의 지령치 (V_H^*)는 고전압측 정상 전압보다 약간 낮은 값으로 설정한다. 그래서 고전압 보상기는 포화되어 있는 상태이고 배터리 전압 지령치(V_L^*)는 배터리의 최대 전압으로 설정하여 저전압 보상기 또한 포화된 상태이다. 결국 전류 보상기의 지령치 (I_L^*)는 저전압 보상기 출력의 리미터 상측값인 I_{CC}^* 에 의해서 결정되고 있다. 따라서 배터리는 양방향 컨버터를 통해 일정 전류로 충전되고 있다.

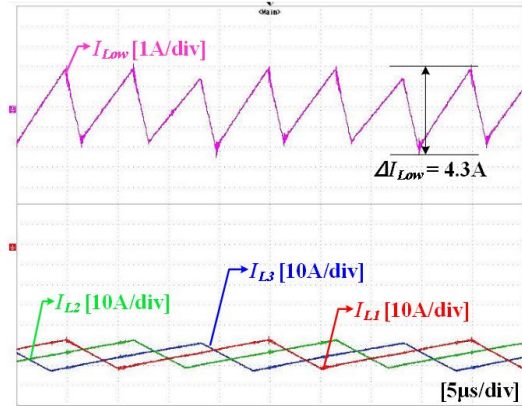
Mode II [t₁ ~ t₂] : t₁에서 고전압측 전압이 감소되기 시작한다. 그러면 포화되어 있던 고전압 보상기의 오차 또한 감소하기 시작한다.

Mode III [t₂ ~ t₃] : 고전압 보상기의 출력이 I_{CC}^* 보다 작아지면 고전압 보상기는 활성화되어 고전압측 전압을 제어하기 시작하며 전류 지령치를 감소시킨다. 따라서 배터리의 충전전류 또한 감소한다.

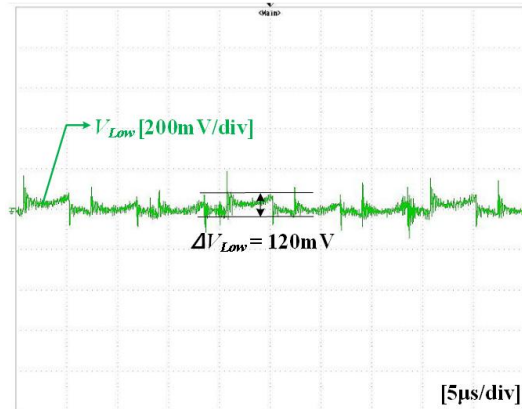
Mode IV [t₃ ~] : 고전압측 전압은 일정하게 유지되고 전류 지령치는 음의 값이 되어 BDC의 전류 방향이 바뀌어 배터리의 전력을 고전압측 부하로 전달한다.



(a)



(b)

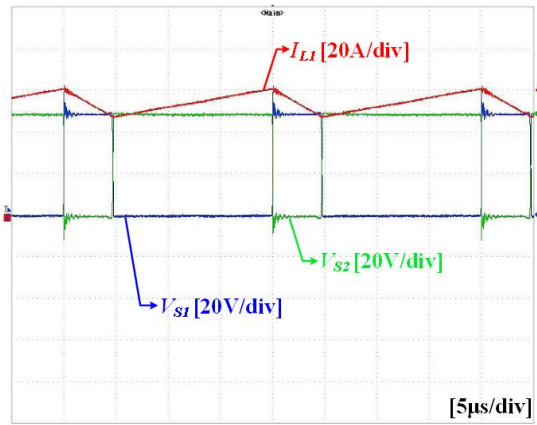


(c)

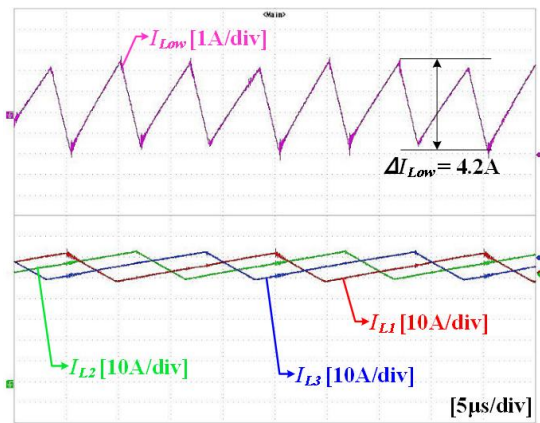
Fig. 8. Experimental waveforms of the buck mode at $P_L=1.8kW$ (a) switch V_{S1} and V_{S2} , inductor current I_{L1} (b) interleaved current I_{Low} , inductor currents I_{L1} , I_{L2} and I_{L3} (c) low side ripple voltage ΔV_{Low}

5. 실험

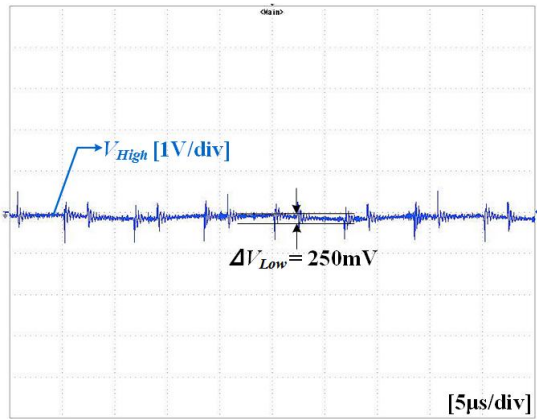
제안한 컨버터의 타당성을 입증하기 위해 1.8kW engineering sample을 제작하여 실험을 하였으며 양방향 컨버터의 제어기는 Freescale company의 5643L을 사용하였다. 그림 8과 그림 9는 V_{Low} 가 12V, V_{High} 가 48V 일



(a)



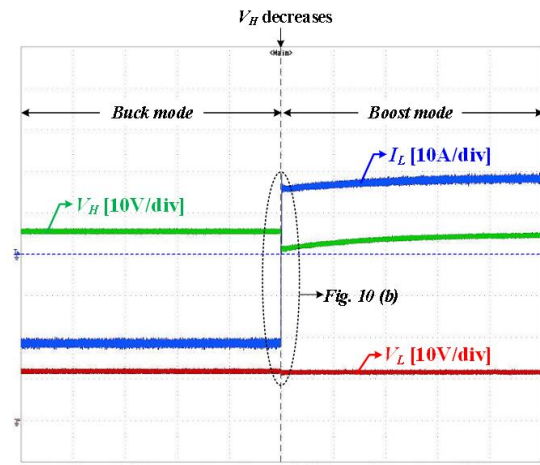
(b)



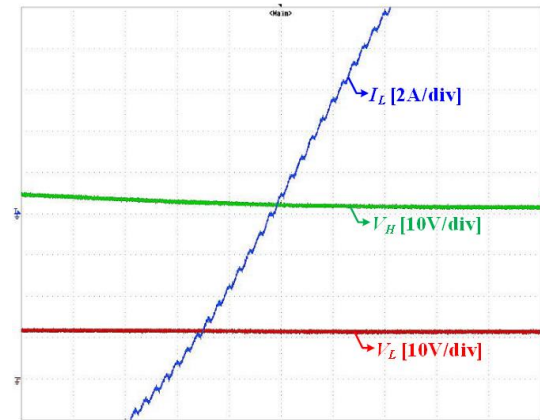
(c)

Fig. 9. Experimental waveforms of the boost mode at $P_H=1.8kW$ (a) switch V_{S1} and V_{S2} , inductor current I_{L1} (b) interleaved current I_{Low} , inductor currents I_{L1} , I_{L2} and I_{L3} (c) low side ripple voltage ΔV_{High}

때 강압모드와 승압모드 시 정격부하 실험 파형이다. 그림 8 (a)는 상·하측 스위치의 전압과 인덕터 전류이며 그림 8 (b)는 인터리빙 전류와 각 상의 인덕터 전류 파형이다. 그림 8 (c)는 저전압측의 리플 전압을 측정하였으며 표 1의 저전압측 전압리플 목표사양인 150mV 이하인 것을 확인 할 수 있다.



(a)



(b)

Fig. 10. Experimental waveforms of transition from V_{Low} control for charging to V_{High} control for discharging (a) high side voltage V_{High} , low side voltage V_{Low} and inductor current I_L (b) extended waveforms of inductor current I_L

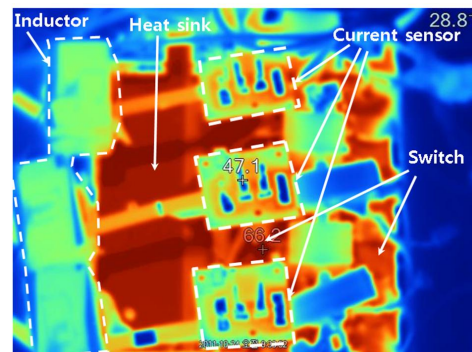


Fig. 11. IR thermal image of the ISG.

그림 9 (a)는 상·하측 스위치의 전압과 인덕터 전류이며 그림 9 (b)는 그림 2의 표시된 인터리빙 전류인 ΔI_{Low} 와 각 상의 인덕터 전류 파형이다. 그림 9 (c)는 고전압측의 리플 전압을 측정하였으며 표 1의 고전압측 전압리플 목표사양인 480mV 이하인 것을 확인 할 수

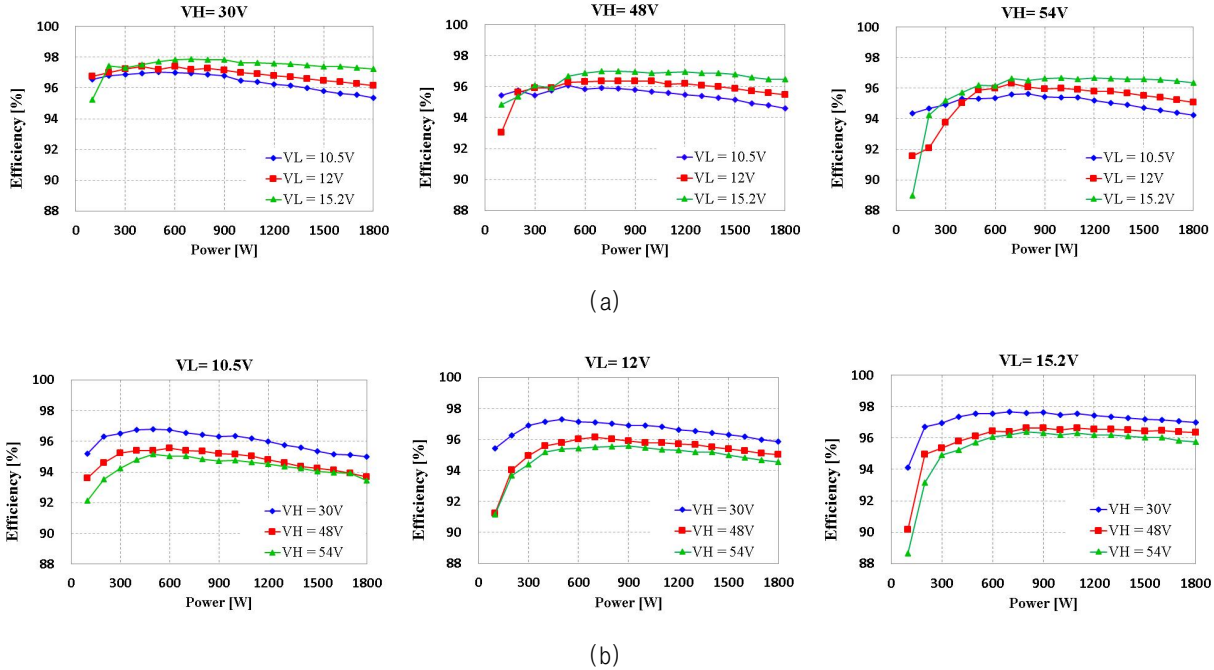


Fig. 12. Measured efficiency of the ISG (a) buck mode (b) boost mode



Fig. 13. Photograph of the ISG.

있다.

그림 10은 모드전환 시 실험과형으로 그림 10 (a)와 같이 고전압측 전압이 갑자기 감소할 때 양방향 컨버터가 상위 지령없이 자율적으로 저전압측 전압제어에서 고전압측 전압제어로 변경되는 것을 볼 수 있다. 이 때 인덕터 전류는 그림 10 (b)와 같이 과도상태 없이 모드 전환 되는 것을 볼 수 있다.

그림 11은 정격 부하시에서 1시간 동안 동작 시 촬영한 열화상 사진으로 온도가 가장 높은 소자는 스위치이며 ΔT 는 약 45°C 로 측정되었다. 이때 주위온도는 24°C 이다.

제안한 컨버터는 YOKOGAWA사의 WT3000을 이용하여 그림 12와 같이 모든 전압범위에서 게이트드라이버와 제어보드 손실을 포함한 승·강압시 효율이 400W 이상에서 95%이상의 효율이 측정되었다. 정격부하 효율은 각각 95.1%, 95.5%이며 최고효율은 96.1%, 96.4%를 달성하였다.

그림 13은 개발한 ISG 시스템용 양방향 DC-DC 컨버터의 시작품 사진으로 전체 크기는 188mm*223mm*

80mm로(3.4L) 설계 사양을 만족하였다.

6. 결 론

본 논문에서는 ISG 시스템용 3상 비절연 하프브리지 컨버터를 개발하였다. 이 컨버터는 프리스케일사의 5643L MCU를 이용하여 개발한 디지털 제어를 사용하였으며 1.8kW급 engineering sample을 통해 타당성을 검증하였다. 자율적이며 끊임없는 모드전환이 가능하며 부피는 3.4L, 승·강압시 정격부하 효율은 각각 95.1%, 95.5%이며 최고효율은 96.1%, 96.4%를 달성하였다.

본 연구는 2014년도 산업통상자원부의 재원으로 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다.(No. 20142010102600)

References

- [1] J. Wang and J. Zhang, "Design and analysis of DC/DC converter in 42V/14V automotive power system," *Applied Mechanics and Materials*, Vol. 448-453, pp. 3109-3114, 2014.
- [2] C. Hoff, C. Amsel, and A. Lerner, "The dual voltage power system with 48V architecture, potentials and components," *Aachen Colloquium Automobile and Engine Technology*, 2012.

- [3] L. Chen, C. Young, N. Chu, and C. Liu, "Phase-locked bidirectional converter with pulse charge function for 42V/14V dual voltage powerNet," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 5, pp. 2045-2048, May, 2011.
- [4] M. H. Son, J. H. Park, and S. W. Sohn, "The technology trend of stop-start system," Electronics and Telecommunications Research Inst., Daejeon, Kor., Oct. 2009.
- [5] C. S. Kim, K. H. Park, H. T. Kim, and G. H. Lee, "48V power assist recuperation system (PARS) with a permanent magnet motor, inverter and DC-DC converter," *IEEE International Future Energy Electronics*, 2013.
- [6] O. Garcia, P. Zumel, A. Castro, and J. A. Cobos, "Automotive DC-DC bidirectional converter made with many interleaved buck stages," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 21, No. 3, pp. 578-586, May 2006.
- [7] A. Consoli, G. Scarcella, G. Giannetto, and A. Testa, "A multiphase DC/DC converter for automotive dual voltage power systems." *IEEE Ind. Applicat. Mag.*, pp. 35 - 42, Nov./Dec. 2004.
- [8] Daniel W. Hartm, *Power electronics*, Mc Graw Hill, 2011.
- [9] H. J. Kim, J. S. Park, Y. W. Kim, S. W. Choi, T. H. Kim, G. P. Lee, and T. W. Lee, "Optimized topology and LCL filter design of utility-interactive PCS for MCFC generation," *Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 16, No. 4, pp. 405-414, Aug. 2011.
- [10] Y. C. Jung, "Input ripple current formula analysis of multi-stage interleaved boost converter," *The Journal of Korea Information and Communications Society*, Vol. 6, No. 6, pp. 865-871, Nov. 2011.
- [11] Y. C. Jung, "A study on generalized output capacitor ripple current equation of interleaved boost converter," *The Journal of Korea Information and Communications Society*, Vol. 7, No. 6, pp. 1429-1435, Nov. 2012.
- [12] Z. Chen, S. Liu, and F. Ji, "Power loss analysis and comparison of two full-bridge converters with auxiliary networks," *IET Power Electron.*, Vol. 5, pp. 1934-1943, Nov. 2012.
- [13] H. Schneeweiss, "The 48V technology from a tier 1 perspective," International Conference Automotive 48V Power Supply Systems, 2013.
- [14] S. W. Choi, J. S. Park, and M. H. Kwon, "System for controlling bidirectional converter," Korean Patent pending 10-2013-0092123, Aug. 2. 2013.
- [15] J. S. Park and S. W. Choi, "Design and control of a bidirectional resonant DC-DC converter for automotive engine/battery hybrid power generators," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 29, No. 7, pp. 3748-3757, Jul. 2014.
- [16] J. S. Park, M. H. Kwon, D. O. Moon, S. W. Choi, C. S. Kim, G. H. Lee, M. S. Song, and Y. D. Son,

"Bidirectional DC-DC converter with high efficiency and high power density for ISG system," in *Annual Conference of the KIPE*, pp. 17-18, Jul. 2013.



박준성(朴峻成)

1982년 4월 26일생. 2009년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2011년 동 대학 에너지환경대학원 신에너지공학과 졸업(석사). 2011년~현재 동 대학원 박사과정. 2015년~현재 자동차부품연구원 재직 중.



권민호(權民浩)

1985년 8월 17일생. 2012년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2014년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2014년~현재 동 대학원 전기정보공학과 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 재무이사.