

DC 나노그리드에서 Droop제어를 적용한 80kW급 양방향 하이브리드-SiC 부스트-벅 컨버터 개발

김연우¹, 권민호¹, 박성열¹, 김민국¹, 양대기¹, 최세완[†], 오성진[‡]

Development of 80kW Bi-directional Hybrid-SiC Boost-Buck Converter using Droop Control in DC Nano-grid

Yeon-Woo Kim¹, Min-Ho Kwon¹, Sung-Youl Park¹, Min-Kook Kim¹,
Dae-Ki Yang¹, Se-Wan Choi[†], and Seong-Jin Oh[‡]

Abstract

This paper proposes the 80-kW high-efficiency bidirectional hybrid SiC boost/buck converter using droop control for DC nano-grid. The proposed converter consists of four 20-kW modules to achieve fault tolerance, ease of thermal management, and reduced component stress. Each module is constructed as a cascaded structure of the two basic bi-directional converters, namely, interleaved boost and buck converters. A six-pack hybrid SiC intelligent power module (IPM) suitable for the proposed cascaded structure is adopted for high-efficiency and compactness. The proposed converter with hybrid switching method reduces the switching loss by minimizing switching of insulated gate bipolar transistor (IGBT). Each module control achieves smooth transfer from buck to boost operation and vice versa, since current controller switchover is not necessary. Furthermore, the proposed parallel control using DC droop with secondary control, enhances the current sharing accuracy while well regulating the DC bus voltage. A 20-kW prototype of the proposed converter has been developed and verified with experiments and indicates a 99.3% maximum efficiency and 98.8% rated efficiency.

Key words: DC nano-grid, Droop control, ESS(Energy Storage System), Bi-directional boost-buck converter, Hybrid SiC-IPM(Hybrid Silicon Carbide Intelligent Power Module), High efficiency

1. 서 론

최근 도서·산간 지역에서 분산발전 시스템과 에너지 저장장치(ESS, Energy storage system)의 수요증가로 소규모 전력망에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다^[1-4]. 소규모 전력망 중에서 나노그리드(Nano-grid)는

마이크로그리드(Micro-grid)보다 낮은 정격파워로 1MW 이하의 소규모 전력망을 의미한다^[5]. 소규모 전력망 중에서 DC 나노그리드는 AC 나노그리드와 달리 안정도, 주파수, 동기화 및 무효전력 문제가 없을 뿐만 아니라 태양광, 연료전지 등과 같은 직류발전 시스템을 2차 전력변환 없이 직류부하에 공급이 가능한 장점이 있다^[6]. 그림 1은 DC 나노그리드 시스템의 구조를 나타내고 ESS, 태양광, UPS(Uninterruptible power supply), EV(Electric vehicle), DC 부하로 구성되어 있다. 일반적으로 계통전압이 3상 380V인 경우 DC-Bus전압은 750V~800V이다. ESS 또는 EV에서 사용될 수 있는 다양한 배터리의 사용을 위해 DC-DC 컨버터는 넓은 전압 범위를 갖는다. 이 때 DC-DC 컨버터는 배터리를 충·방전 하는 각 경우에 대해 승·강압이 요구된다^[7]. 양방향 전력 흐름이 가능하며 양방향 모두 승·강압을 할 수 있는 컨버터로서 동기정류를 적용한 벡-부스트 컨버터와 축

Paper number: TKPE-2017-22-4-11

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

[‡] Dept. Technology Research Institute Destin Power co., Ltd. Manuscript received May 30, 2017; revised June 20, 2017; accepted June 27, 2017

— 본 논문은 편집위원회에서 기술논문으로 추천됨

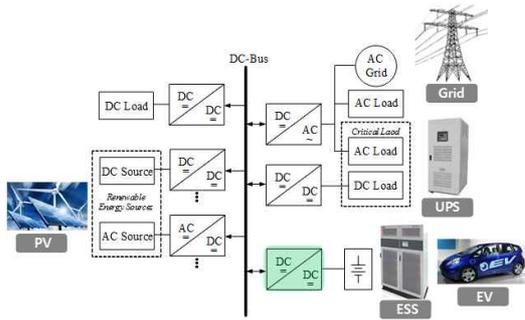


Fig. 1. Structure of dc nano-grid system.

(Ćuk) 컨버터, 세픽(SEPIC) 컨버터가 있다. 그러나 이들은 스위치의 전압정격이 입·출력 전압의 합으로 매우 큰 단점이 있다^[8]. 이에 반해 Cascade 컨버터는 양방향 동작과 승·강압이 가능하고 스위치와 다이오드의 전압정격이 작은 장점이 있어서 DC-DC 컨버터로 적합하다.

한편, 직류 나노그리드에서 컨버터는 용량의 확장성, 시스템의 보수편리, 신뢰성 향상 등의 이유로 주로 모듈화 되어 진다. 모듈화 된 컨버터는 정확한 전류분담이 가능한 병렬운전 제어기법이 요구되며, 그 중 Droop제어는 부하분담을 위한 모듈 간 통신이 필요 없으며 장소와 환경에 무관하게 설치가 가능한 장점이 있다. 그러나 컨버터와 부하를 연결하는 선로 임피던스 차이 등으로 인해 모듈간의 부하분담이 정확히 되지 않고, 전압저하가 발생하게 되는 단점이 있다^[9].

본 논문에서는 넓은 전압범위를 가지며 양방향 모두 승·강압이 가능한 80kW급 고효율 모듈형 양방향 컨버터를 제안한다. 전류분담을 위해 컨버터 모듈 4대를 병렬로 사용하며 모듈 1대는 2상 인터리빙 부스트 컨버터와 단상 벅 컨버터의 Cascade구조로 하였다. 컨버터를 고효율·컴팩트화 하기 위하여 모듈화된 소자가 선호되는데 그 중 6-pack 하이브리드-SiC기반 지능형 파워모듈(IPM, Intelligent power module)을 사용하였다. 또한 하이브리드 스위칭 기법을 적용하여 승·강압모드에 따른 스위칭을 최소화하여 스위칭손실을 저감하였다. 각각의 컨버터 제어는 전류제어기의 절체가 없는 알고리즘을 적용하여 매끄러운 승·강압 모드전환이 가능하다. 더욱이 병렬제어는 DC Droop제어에 Secondary제어를 적용하여 향상된 전류분담과 전압변동 보상성능을 가진다. 본 논문은 2장에서 제안하는 DC 나노그리드 시스템, 3장에서 제안하는 양방향 컨버터, 4장에서 병렬운전제어, 5장에서 실험결과에 대해 다룰 것이며 20kW급 시작품 2개를 통한 실험으로 검증하였다.

2. DC 나노그리드 시스템

제안하는 DC Nano-grid System은 표 1과 같은 설계 사양을 가진다. 그림 2는 전체 시스템의 전력의 흐름을 나타내고, 전체 시스템은 ESS, 태양광, 계통, 부하로 구

TABLE I
SPECIFICATION OF THE DC NANO-GRID SYSTEM

	Parameter	Value
PV	Voltage Range	225V~830V
	Input power	120kW
Battery	Voltage Range	225V~830V
	Input power	80kW
DC-DC Converter	Output power	20kW
	DC-Bus Voltage	700V~750V
	Nominal DC-Bus Voltage	750V
	Efficiency	98.5% @ 20kW
	Charging method	CC, CP, CV

성 되어있다. 80kW급 ESS의 전류분담을 위해 20kW급 양방향 컨버터를 4대 병렬연결 하였다. 그림 2(a)는 계통이 정상인 경우로 AC-DC컨버터가 DC-Bus전압을 제어한다. 부하량이 태양광 발전량보다 클 때 ESS의 DC-DC컨버터는 CP(Constant power)제어를 하며 부하에 전력을 공급한다. 반대로 부하량이 태양광 발전량보다 적은 경우 DC-DC 컨버터는 CC-CV(Constant current-Constant voltage)제어를 하며 배터리를 충전한다. 그림 2(b)는 정전이 발생하여 계통이 차단되는 경우로 ESS의 컨버터가 DC-Bus전압을 제어한다. 이 때 컨버터 모듈간의 전류분담 성능과 전압변동성능을 향상시키기 위해 DC Droop제어에 Secondary제어를 적용하였다. 부하량이 태양광 발전량보다 큰 경우 컨버터는 배터리를 방전하고 반대로 부하량이 태양광 발전량보다 작은 경우 컨버터는 배터리를 충전한다.

3. 제안하는 양방향 컨버터

3.1 토폴로지 선정

DC-Bus전압은 750V이고 배터리 전압은 225V~830V로 DC-DC 컨버터는 양방향 전력흐름과 넓은 전압범위에서 승·강압이 요구된다. 양방향 모두 승·강압이 가능한 Cascade 컨버터가 있는데 Cascade 벅-부스트 컨버터와 Cascade 부스트-벅 컨버터로 구분할 수 있다. Cascade 벅-부스트 컨버터는 1단에 벅 컨버터와 2단에 부스트 컨버터의 Cascade구조이고, 반대로 Cascade 부스트-벅 컨버터는 1단에 부스트 컨버터와 2단에 벅 컨버터의 Cascade구조로 되어있다^[10].

Cascade 벅-부스트 컨버터는 배터리 전류리플이 커서 필터가 추가로 필요하다. 일반적으로 전류부담을 줄이고 스위치 선정을 용이하게 하며 수동소자의 부피를 줄이

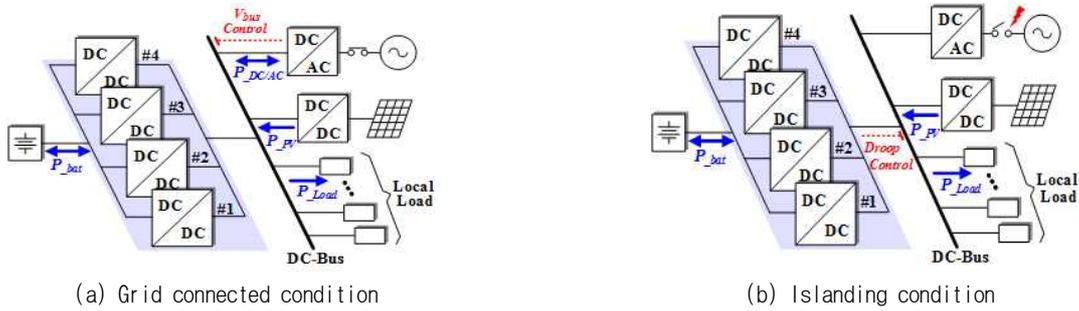


Fig. 2. Islanding test scheme in dc nano-grid system.

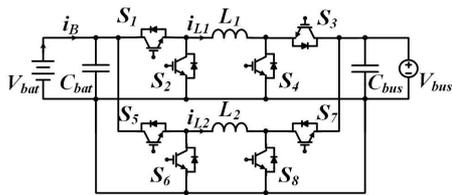


Fig. 3. Conventional cascaded buck-boost converter.

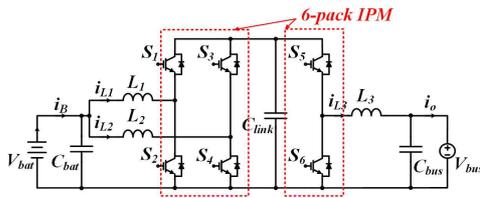


Fig. 4. Proposed bidirectional boost-buck converter.

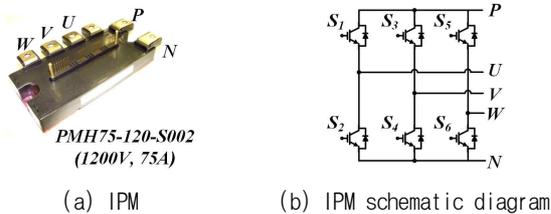


Fig. 5. Hybrid SiC-IPM .

기 위해 인터리빙 기법을 적용하는데 그림 3은 기존 Cascade 벅-부스트 컨버터를 인터리빙한 토폴로지이다. 또한 컨버터의 고효율·컴팩트화를 위해 모듈화 된 소자가 선호되어 6-pack IPM을 사용하는데 Cascade 벅-부스트 컨버터에 인터리빙을 할 경우 입·출력단에 동일한 상수가 필요해서 이 IPM의 최적사용이 부적합하다. 반면에 Cascade 부스트-벅 컨버터는 배터리전류 리플이 작고 인터리빙을 적용할 경우 입·출력단의 상수를 비대칭으로 할 수 있기 때문에 상용 6-pack IPM의 최적사용이 가능하다. 그림 4는 제안하는 양방향 DC-DC 컨버터를 나타내며 2상 인터리빙 부스트 컨버터와 단상 벅 컨버터의 Cascade 구조이다. 그림 5는 Si IGBT와 SiC 다이오드로 구성되어 있는 상용 하이브리드 SiC 기반 6-pack IPM이며 다이오드의 역회복 특성에 따른 손실

TABLE II
COMPARISON OF TOPOLOGY

		Proposed	Conventional
Switch	V_{pk}, I_{pk}	2 × 750V, 63A 2 × 830V, 63A 2 × 830V, 34A	2 × 830V, 63A 2 × 830V, 20A 4 × 750V, 63A
	Number	6	8
Inductor (I_{rms})		2 × 600uH (56A) 1 × 600uH (33A)	2 × 600uH (56A)
	Capacitor (I_{rms})	2 × 27uF (2.2A) 1 × 125uF (27A)	27uF (27A) 125uF (2.2A)

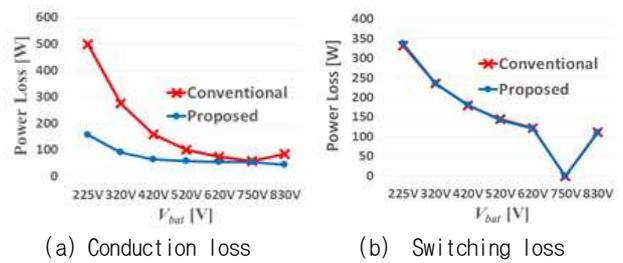


Fig. 6. Comparison of calculated loss.

을 감소시키기 위해 역회복 특성이 좋은 SiC 다이오드를 적용하였다. MITSUBISHI Electric사 PMH75-120-S002를 사용하였다. 게이트드라이버와 보호회로가 내장되어 있으며, 기생성분이 작고 전압정격은 1200V, 전류정격은 75A이다. 제한한 컨버터의 스위치에 흐르는 최대전류는 승압모드 시 63A이고, 강압모드 시 34A로 이 IPM을 사용하기에 제안한 컨버터가 적합하다.

고효율을 달성하기 위해 승·강압모드에 따른 스위칭을 최소화하여 스위칭 손실을 저감할 수 있는 하이브리드 스위칭 기법이 있다. 기존의 Cascade 벅-부스트 컨버터를 인터리빙한 토폴로지와 제안하는 토폴로지에 하이브리드 스위칭 기법을 적용하여 표 2에서 스위치 최대전압, 최대전류, 인덕터와 커패시터를 비교하였다. 제안하는 토폴로지는 기존의 토폴로지보다 스위치 개수가 적고 인덕터와 커패시터 개수가 많다. 일반적으로 컨버터의 부피는 수동소자의 부피가 크게 영향을 주는데 제

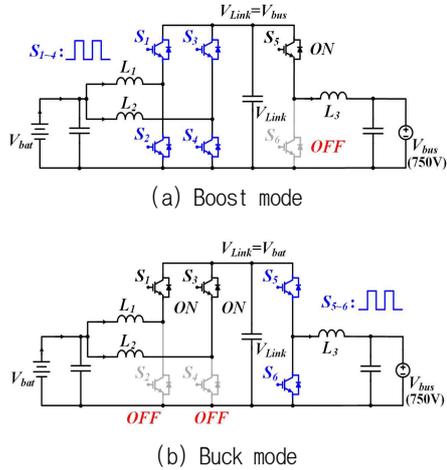


Fig. 7. Operation mode for hybrid switching.

안하는 토폴로지는 배터리 전류 리플이 작아서 필터를 추가하지 않아도 되기 때문에 부피 측면에서 비슷하다. 그림 6은 하이브리드 스위칭을 할 경우 식 (1)과 (2)를 통해 스위치 계산 손실을 구하여 비교한 것이다^{[11][12]}.

$$P_{sw} = 0.5 I_c V_{ce} f_s (t_{on} + t_{off}) \quad (1)$$

$$P_{cond} = V_f I_{ce} \quad (2)$$

그림 6(a)는 도통손실을 비교한 것이며 제안하는 토폴로지는 적은 스위치 개수와 작은 스위치 전류로 도통손실이 더 작다. 그림 6(b)는 스위칭 손실을 비교한 것이며 하이브리드 스위칭 기법을 두 개의 토폴로지에 적용했기 때문에 스위칭 손실은 비슷하다.

3.2 하이브리드 스위칭 기법

제안하는 컨버터는 각 레그의 스위치가 서로 상보적으로 스위칭하며 6개의 스위치가 항상 스위칭하지 않고 그림 7과 같이 하이브리드 스위칭 기법을 적용하여 스위칭 한다^[13]. 배터리를 입력, DC-Bus를 출력으로 할 경우 승압모드 시 그림 7(a)와 같이 스위치 S_{1-4} 는 스위칭하며 스위치 S_5 는 항상 턴 온하고, 스위치 S_6 는 항상 턴 오프한다. 이 때 V_{Link} 는 DC-Bus전압(V_{bus})과 같다. 강압모드 시 그림 7(b)와 같이 스위치 $S_{3,6}$ 은 스위칭하며 스위치 $S_{1,3}$ 은 항상 턴 온하고, 스위치 $S_{2,4}$ 는 항상 턴 오프한다. 이 때 V_{Link} 는 배터리전압(V_{bat})과 같다. 또한 DC-Bus를 입력, 배터리를 출력으로 할 경우 앞서 언급한 경우와 반대로 승압모드 시 그림 7(b), 강압모드 시 그림 7(a)와 같이 동작한다. 이와 같이 제안하는 양방향 컨버터에 하이브리드 스위칭 기법을 적용하여 승·강압모드에 따른 스위칭을 최소화하여 스위칭 손실을 저감하였다. 게다가 제안하는 컨버터의 스위치가 모두 스위칭한다면 2단 구조로서 컨버터의 차수가 증가하여 출력 응답속도가 느리지만, 하이브리드 스위칭 기법을 적용함

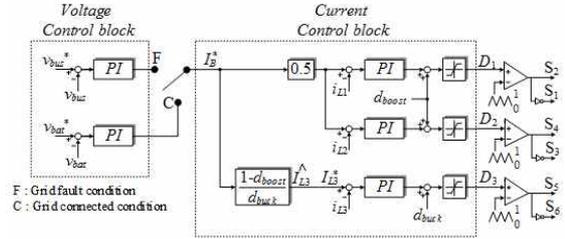


Fig. 8. Control algorithm of the proposed converter^[14].

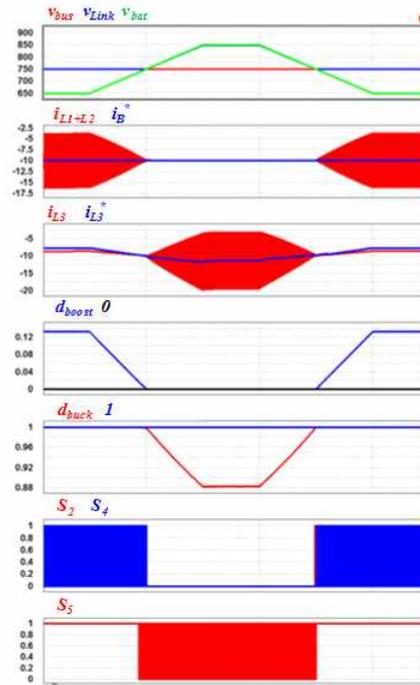


Fig. 9. Simulation waveforms of mode change.

으로써 1단 구조로 동작하기 때문에 출력 응답속도가 기존에 비해 빠른 장점이 있다. 그러나 승·강압 모드 전환 시 큰 과도상태가 발생하여 과전압과 과전류로 스위치가 파괴 될 수 있다. 따라서 매끄러운 승·강압 모드 전환을 위한 제어 알고리즘이 필요하다.

3.3 매끄러운 모드전환을 위한 제어 알고리즘

그림 8은 제안하는 컨버터의 매끄러운 승·강압 모드 전환을 위한 제어 알고리즘을 나타낸 그림이다^{[14][15]}. 전압제어기 2개와 전류제어기 3개로 구성되어 있고 일반적인 비례적분(Proportional-Integral)보상기를 이용하여 평균 전류모드 제어(Average Current-mode Control)로 구현한 구조이다. 각각의 제어기는 동작상황에 따라 포화되거나 활성화되는 동작을 하는데, 포화된 제어기가 활성화 되었을 때 포화된 적분기의 누적오차로 인한 제어기의 오작동을 막기 위하여 안티와인드업(Anti-windup)을 적용하였다^[16].

외부피드백루프는 계통이 정상인 경우 배터리전압

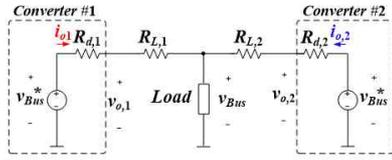


Fig. 10. Configuration for parallel dc-dc converter.

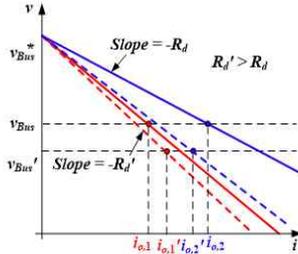


Fig. 11. Droop slope with current sharing performance depend on slope gain(R_d).

(V_{bat})제어기(C)에 연결되고 계통사고 시 DC-Bus전압 (V_{bus})제어기(F)에 연결되어 전압제어를 수행하며 내부 피드백루프는 외부루프에서 요구하는 배터리전류 지령치(I_B^*)에 따라 전류제어를 수행한다. 인터리빙 부스트 컨버터의 각상 전류가 불균형이 일어나지 않도록 각 상 인덕터 전류(i_{L1} , i_{L2})제어를 수행하며 피드포워드 d_{boost} 와 d_{buck} 은 다음과 같다.

$$d_{boost} = 1 - \frac{V_{bat}}{V_{bus}} \quad (0 \leq d_{boost} \leq 1) \quad (3)$$

$$d_{buck} = \frac{V_{bus}}{V_{bat}} \quad (0 \leq d_{buck} \leq 1) \quad (4)$$

벽 컨버터의 인덕터전류(i_{L3})는 배터리전류와 식 (3), (4)로부터 구한 예측한 값(I_{L3}^*)을 지령치로 하여 전류제어를 수행한다. 여기서 I_{L3}^* 는 다음과 같다.

$$I_{L3}^* = \frac{1 - d_{boost}}{d_{buck}} I_B \quad (5)$$

위와 같이 승·강압 모드에 상관없이 제어기 절체가 없어서 매끄러운 모드전환이 가능하다. 그림 9는 배터리전류를 제어하며 배터리전압에 따라 매끄러운 승·강압모드 전환을 하는 시뮬레이션 파형이다. 배터리 충전전류는 10A이며 DC-Bus전압은 750V이고, 배터리전압은 650V ~ 850V로 가변하였다. 승압모드일 경우 D_1 과 D_2 는 삼각파 범위 안에 들어오며 S_{1-4} 는 스위칭한다. d_{buck} 이 1로 되어 D_3 는 항상 1로 포화되며 S_5 는 항상 턴 온 하고, S_6 은 항상 턴 오프한다. 강압모드일 경우 d_{boost} 가 0으로 되어 D_1 과 D_2 는 항상 0으로 포화되며 $S_{1,3}$ 은 항상 턴 온하

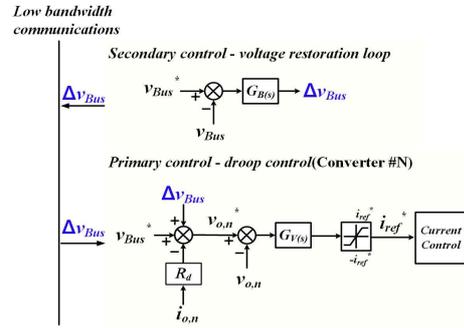


Fig. 12. Secondary control algorithm.

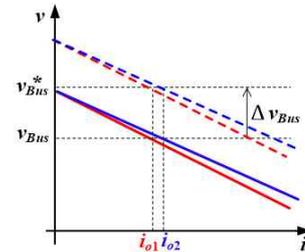


Fig. 13. Droop slope with secondary control.



Fig. 14. Photograph of the proposed converter.

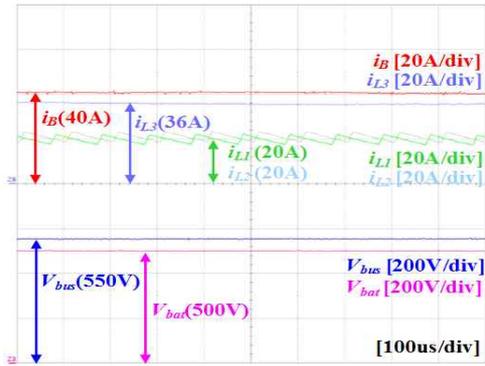
고, $S_{2,4}$ 는 항상 턴 오프한다. D_3 는 삼각파 범위 안에 들어오며 $S_{5,6}$ 은 스위칭 한다. 승·강압 모드에 상관없이 제어기 절체가 없어서 매끄러운 모드전환을 하며 전류제어가 되는 것을 확인할 수 있다.

4. DC Droop Control을 적용한 병렬운전

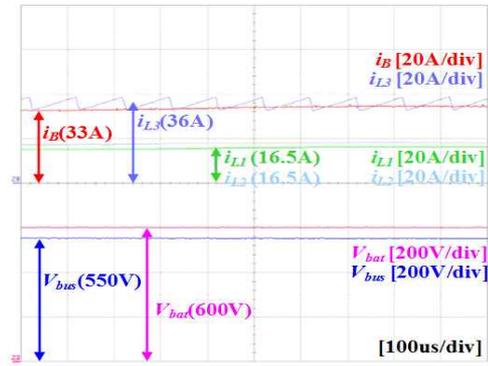
그림 10은 droop 병렬 운전을 분석하기 위해 간략히 나타낸 2병렬 회로모델로, $v_{o,n}$ 는 각 컨버터 출력전압, $R_{d,n}$ 은 가상저항, $R_{L,n}$ 은 선로저항을 나타낸다. droop 제어에 따른 출력전압($v_{o,n}$)은 식 (6)와 같으며, 부하분담을

$$v_{o,n}^* = v_{Bus}^* - R_{d,n} \cdot i_{o,n} \quad (6)$$

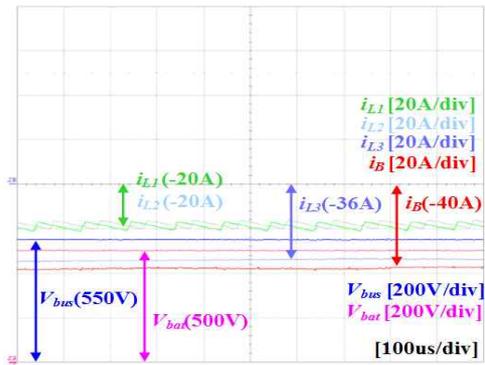
위하여 출력전류($i_{o,n}$)에 따라 전압 지령치($v_{o,n}^*$)를 조절 해주며 제어한다. 그러나 선로저항 차이로 인하여, 부하분담이 정확히 되지 않는 문제가 있어 가상저항을 적절하게 조절해주어야 한다. 그림 11은 선로저항과 가상저항차이에 인한 droop slope를 나타낸 것이다. 실선은 가



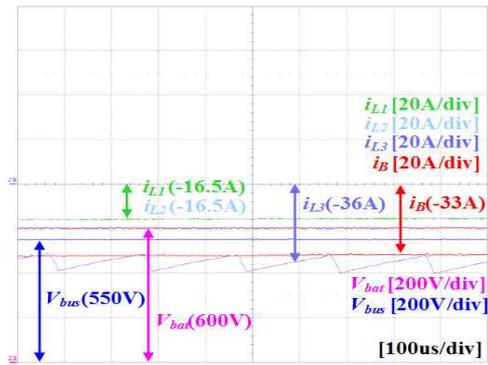
(a) Discharge



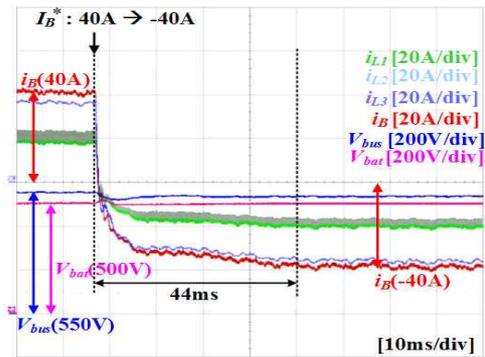
(a) Discharge



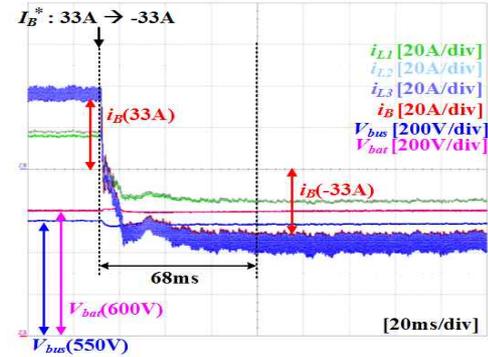
(b) Charge



(b) Charge



(c) Change from discharge to charge



(c) Change from discharge to charge

Fig. 15. Experimental waveform of the proposed converter for boost mode.

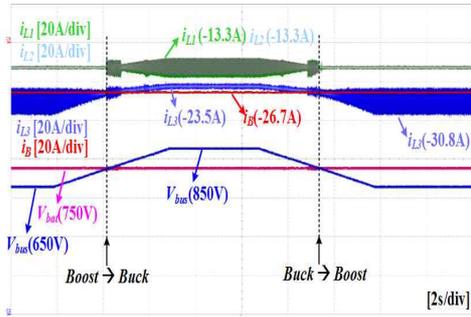
Fig. 16. Experimental waveform of the proposed converter for buck mode.

상저항이 작은 경우의 slope이며, 점선은 가상저항이 큰 경우의 droop slope를 나타낸 것이다. 가상저항이 작으면 선로저항의 영향을 크게 받아 부하분담 성능이 안 좋으며, 반대로 가상저항이 크면 부하분담 성능은 좋아 지지만 전압저하 크기가 더 커지게 되는 trade-off관계인 것을 알 수 있다. droop제어의 가상저항을 크게 가져 갔을 때, 전압저하가 발생하지 않도록 할 수 있는 기법으로 Secondary control이 있다. 그림 12와 같이 Secondary control은 중앙제어기에서 크기가 저하된 DC-Bus전압을 제어해서, 보상 값(Δv_{Bus})을 통신을 통해 각 컨버터에 전송하여 droop 전압 지령치($v_{a,n}^*$)에 더해 주는 기법이다. 그림 13의 실선은 Secondary control

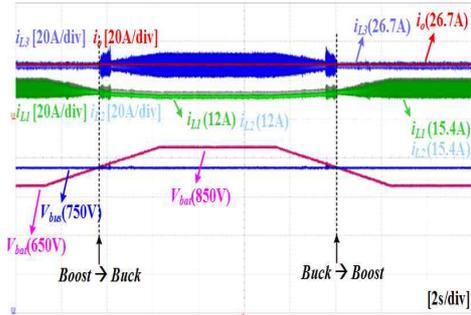
적용 전, 점선은 적용 후의 droop slope로 부하분담 성능은 변하지 않으면서 전압이 보상되는 것을 알 수 있다.

5. 실험 결과

제안하는 DC Nano-grid 시스템을 위한 양방향 컨버터의 타당성을 검증하기 위해 그림 14와 같이 20kW급 시작품 모듈 2대를 제작하여 1세트로 구성하였으며 1세트의 전체크기는 650mm×445mm×130mm(37.6L)이다. 디지털 제어기로 듀얼코어 DSP TMS320F28377D를 사용하였고 각 코어가 각 모듈을 제어하도록 하였다. 그림 15는 승압모드 시 전류제어 실험파형이다. 그림 15(a)는

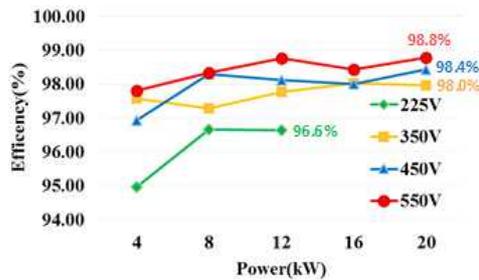


(a) Vbat control

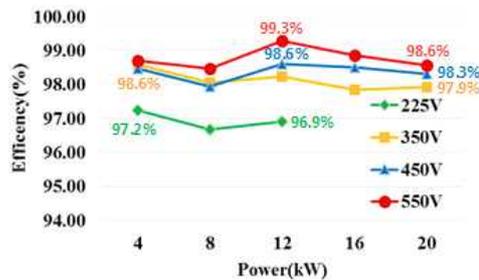


(b) Vbus control

Fig. 17. Experimental waveform of mode change.



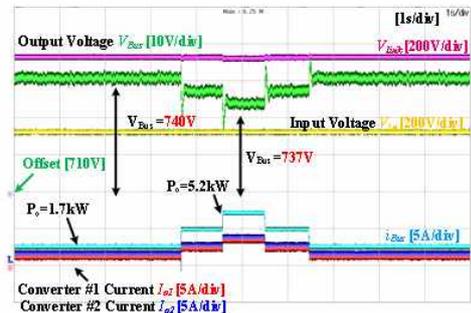
(a) Discharge



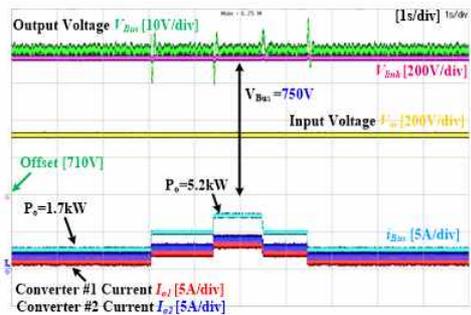
(b) Charge

Fig. 18. Measured efficiency.

배터리를 방전하는 경우이고 그림 15(b)는 배터리를 충전하는 경우의 실험파형이다. 하이브리드 스위칭 기법에 의해 승압모드 시 벅 컨버터의 인덕터전류(i_{L3})에 리플 성분이 없고 부스트 컨버터의 인덕터전류(i_{L1} , i_{L2})에 리플 성분이 있는 것을 확인할 수 있다. 그림 15(c)는 배터리를 방전 중이던 컨버터가 배터리를 충전하면서 전



(a) Droop control without secondary control



(b) Droop control with secondary control

Fig. 19. Experimental waveform of dc droop control.

류의 방향이 전환되는 상황을 나타낸다. 그림 16은 강압 모드 시 전류제어 실험파형이다. 그림 16(a), (b)는 각각 배터리를 방전, 충전 하는 경우의 실험파형이다. 하이브리드 스위칭 기법에 의해 강압모드 시 부스트 컨버터의 인덕터전류(i_{L1} , i_{L2})에 리플성분이 없고 벅 컨버터의 인덕터전류(i_{L3})에 리플성분이 있는 것을 확인할 수 있다. 그림 16(c)는 컨버터가 배터리 방전 중에 충전하는 동작으로 전환되는 것을 보여준다. 그림 17은 전압제어를 하는 경우에 매끄러운 승·강압 모드전환을 하는 실험 파형이다. 그림 17(a)는 계통이 정상이고 컨버터가 배터리 리전압을 750V로 제어하는 경우에 DC-Bus전압을 650V~850V로 가변하면서 승·강압 모드전환을 하는 실험 파형이다. 그림 17(b)는 계통 사고 시 컨버터가 DC-Bus전압을 750V로 제어하고 배터리리전압을 가변하면서 승·강압 모드전환을 하는 실험파형이다. 그림 18은 YOKOGAWA사의 WT3000을 이용하여 배터리리전압에 따른 측정효율이다. 그림 18(a)는 컨버터가 배터리를 방전하는 경우의 측정효율이고 최고효율과 정격효율 98.8%를 달성하였다. 그림 18(b)는 배터리 충전 시 측정 효율로 최고효율 99.3%, 정격효율 98.6%를 달성하였다. 하이브리드 SiC기반 6-pack IPM을 최적사용하고 제안 하는 스위칭기법을 통해 높은 효율을 갖는다. 그림 19(a)는 Secondary제어를 적용 전, 그림 19(b)는 적용 후의 실험파형이다. 적용 전에는 부하가 증가할수록 전압저하가 커지지만, 적용 후에는 부하가 증가하더라도 전압저하가 없으며 부하분담도 정확이 되고 있는 것을 확인할 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 DC 나노그리드에서 Droop제어를 적용한 80kW급 DC-DC컨버터를 개발하였다. 넓은 전압범위를 가지며 양방향 모두 승·강압이 가능한 2상 인터리빙 부스트 컨버터와 단상 벅 컨버터의 Cascade구조이다. 고효율·컴팩트화 하기 위하여 상용 6-pack 하이브리드-SiC기반 IPM을 사용하였다. 또한 하이브리드 스위칭 기법을 적용하여 스위칭 손실을 최소화하며 높은 효율을 유지하였고 20kW급 시작품을 통해 최고효율 99.3%, 정격효율 98.8%를 달성하였다. 컨버터 모듈의 병렬운전 제어는 DC droop제어에 Secondary제어를 적용하여 전류분담과 전압변동 보상성능을 모두 향상시켰다.

이 논문은 2017년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2017R1A2A2A05001054)

References

- [1] J. Carrasco, L. Franquelo, J. Bialasiewicz, E. Galvan, R. Guisado, Ma. Prats, J. Leon, and N. Alfonso, "Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: a survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 53, No. 4, pp. 1002-1016, Aug. 2006.
- [2] D. Vilathgamuwa, C. Gajanayake, and P. Loh, "Modulation and control of three-phase paralleled Z-source inverters for distributed generation applications," *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 24, No. 1, pp. 173-183, Mar. 2009.
- [3] J. Guerrero, F. Blaabjerg, T. Zhelev, K. Hemmes, E. Monmasson, S. Jemei, M. Comech, R. Granadino, and J. Frau, "Distributed generation: toward a new energy paradigm," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, Vol. 4, No. 1, pp. 52-64, Mar. 2010.
- [4] C. Pan, C. Lai, and M. Cheng, "A novel integrated singlephase inverter with auxiliary step-up circuit for low-voltage alternative energy source applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 25, No. 9, pp. 2234-2241, Sep. 2010.
- [5] R. Pindoriya, N. Pindoriya, and S. Rajendran, "Simulation of DC/DC converter for DC nano-grid integrated with solar PV generation," Smart Grid Technologies-Asia (ISGT ASIA), *IEEE Innovative*, Bangkok, pp. 1-6, 2015.
- [6] J. Lee, H. Kim, B. Han, Y. Jeong, H. Yang, and H. Cha, "DC micro-grid operational analysis with a detailed simulation model for distributed generation," *Journal of Power Electron.*, Vol. 11, No. 3, pp. 350-359, May 2011.
- [7] C. Lai, Y. Lin, and Y. Lin, "Newly-constructed bidirectional DC/DC converter topology with high voltage conversion ratio for vehicle to DC-microgrid (V2DCG) system," *IEEE 2nd International Future Energy Electron. Conf.*, Taipei, pp. 1-8, 2015.
- [8] J. Wang, W. Dunford, and K. Mauch, "Synthesis of two-inductor DC-DC converters," *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, Vol. 2, pp. 1367-1373, 1997.
- [9] X. Lu, J. Guerrero, K. Sun, and J. Vasquez, "An improved droop control method for DC microgrids based on low bandwidth communication with DC bus voltage restoration and enhanced current sharing accuracy," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 4, pp. 1800 - 1812, Apr. 2014.
- [10] E. Duran, M. Cardona, J. Galan, and J. Andujar, "Comparative analysis of buck-boost converters used to obtain I-V characteristic curves of photovoltaic modules," *IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 2036-2042, 2008.
- [11] R. Erickson, D. Maksimovic, "Fundamentals of power electronics 2nd edition", KAP, pp. 92-101, 2001.
- [12] ROHM Semiconductor, "Calculation of power loss (Synchronous)" Application Note, No. AEK59-D1-0065-2, 2016.
- [13] S. Choi, S. Oh, Y. Kim, M. Kim, and D. Yang, "Buck boost converter," Korea Patent pending 10-2016-0106081, Aug. 22. 2016.
- [14] S. Choi, S. Oh, M. Kwon, Y. Kim, and S. Jung, "Apparatus for controlling buck boost converter," Korea Patent pending 10-2017-0038727, Mar. 27. 2017.
- [15] S. Choi, S. Oh, Y. Kim, D. Yang, M. Kwon, and S. Jung, "Buck Boost Converter," Patent Cooperation Treaty pending PCT-KR2017-006001, Jun. 8. 2017
- [16] C. Bohn, D. Atherton, "An analysis package comparing PID anti-windup strategies," *IEEE Control Syst. Mag.*, Vol. 15, No. 2, pp. 34-40, Apr. 1995.



김연우(金演優)

1990년 6월 10일생. 2015년 서울과학기술대 전기정보공학과 졸업. 2015년~현재 동 대학원 전기정보공학과 석사과정.



권민호(權民浩)

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



박성열(朴成烈)

1988년 10월 3일생. 2014년 서울과학기술대 전기정보공학과 졸업. 2016년 동 대학원 전기정보공학과 졸업(석사). 2016년~현재 동 대학원 박사과정.



김민국(金民國)

1977년 3월 3일생. 2004년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2015년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2017년~현재 동 대학원 박사과정. 2012년~현재 데스틴파워 이사.



양대기(梁大基)

1980년 11월 8일생. 2009년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2014년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2017년~현재 동 대학원 박사과정. 2010년~2014년 인터엠 전담 연구원. 2014년~2015년 뉴파워플라즈마 선임연구원. 2015년~현재 데스틴파워 선임연구원.



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 부회장.



오성진(吳誠鎭)

1968년 7월 17일생. 1990년 경희대 수학과 졸업. 1992년 포항공대 수학과 졸업(석사). 1992년~1995년 포스콘 기술연구소 연구원. 1995년~1998년 현대정보기술 기술연구소 선임연구원. 1998년~1999년 현대엘리베이터 기술연구소 선임연구원. 1999년~2007년 이화전기 기술연구소 수석연구원. 2009년~2012년 카코뉴에너지 기술연구소 연구소장. 2012년~현재 데스틴파워 대표이사.