

직류배전을 위한 넓은 전압범위를 가지는 100kW급 에너지저장장치의 고효율화 방안연구

변병주¹, 정병환², 김재한³, 최규하[†]

Improved Efficiency Methodology of 100kW-Energy Storage System with Wide-Voltage Range for DC Distribution

Byeng-Joo Byen¹, Byong-Hwan Jeong², Jea-Han Kim³, and Gyu-Ha Choe[†]

Abstract

This paper describes a 100 kW high-efficiency isolated DC-DC converter for DC distribution system. The DC-DC converter consists of two dual-active-bridge (DAB) converters in parallel. The operating principle of the DAB converter is explained, and the algorithm for parallel operation of the DAB converters is proposed. Simulation and experiments are conducted to verify the performance of the proposed system. Experimental results demonstrate that the developed converter excellently marks 97.4 percent of peak efficiency under its normal operating condition.

Key words: Bidirectional dc-dc converter, DAB(Dual Active Bridge), Parallel operation algorithm, PWM(Pulse Width Modulation)

1. 서 론

최근 부하의 사용이 증가함에 따라서 매년 전력공급의 관해서 많은 이슈들이 발생하고 있다. 이로 인해 실제로 신재생에너지의 사용을 증가시켜 계통의 부담을 줄이는 방안인 분산전원이나 마이크로 그리드와 같은 연구가 관심을 받고 있으며^{[1]-[2]} 마이크로그리드 중 DC 분산전원이 발생하는 전력을 모두 직류로 변환하여 통합한 후 배전망의 한 점에서 AC 부하는 인버터 그리고 DC부하는 컨버터를 통해 연계하는 방식인 신재생을 활용한 직류배전 방식이 최근 대두되고 있다. 이는 AC 마이크로그리드와는 달리 동기화, 안정도, 무효전력 소모의 문제가 없고 하나의 인버터로 배전망과 연계하여 비용이 낮고, 보호나 감시도 용이하기 때문이다. 직류배전

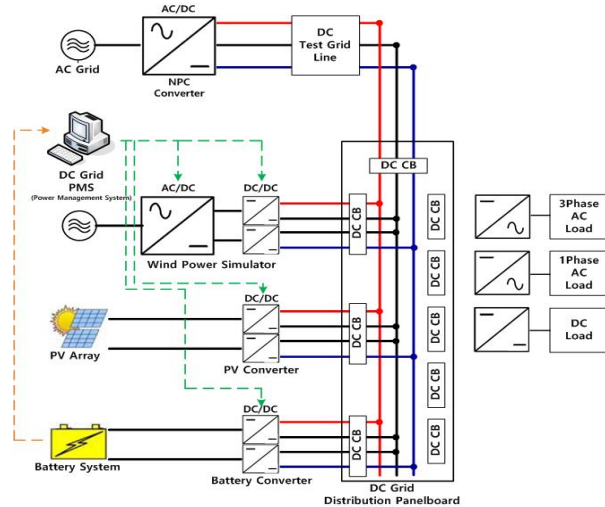


Fig. 1. Low-voltage distribution renewable system.

Paper number: TKPE-2017-22-1-6

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

[†] Corresponding author: ghchoe@konkuk.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Konkuk Univ.

Tel: +82-2-450-3486 Fax: +82-2-447-9186

¹ Dept. of Electrical Eng., Konkuk Univ.

² Hyosung Power & Industrial Systems R&D Center

³ KEPCO Research Institute Power Distribution ICT Group

Manuscript received Sep. 1, 2016; revised Oct. 19, 2016; accepted Nov. 30, 2016

망에 신재생에너지를 사용하는 방안들은 신재생에너지 (PV, Wind)만으로는 전력공급이 불안정하기 때문에 안정적인 전력공급을 위해 2차 전지를 사용하는 Energy Storage System(ESS)에 대한 관심이 증가되고 있다^[3].

이 ESS에 사용되는 DC/DC 컨버터는 신재생에너지 발전이 낮고 부하가 높을 경우 배터리와 직류배전 계통간의 연계를 위해서 배터리에서 직류배전 계통으로 전력

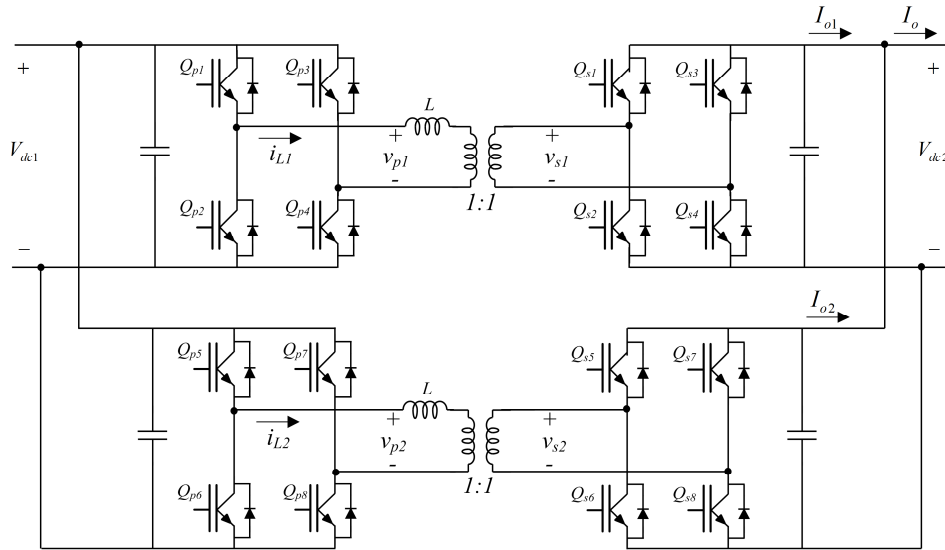


Fig. 2. 100kW dual active bridge converter scheme.

을 전달해야한다. 또한 신재생원의 발전이 높은 경우 직류배전 계통으로부터 배터리로 충전이 가능한 양방향 기능을 갖추어 배터리의 SoC(State of Charge)를 통해 신재생원의 전력균형 제어를 해야 된다. 필요에 따라 용량의 확장성, 시스템의 보수편리, 신뢰성 향상과 같은 이유로 인해서 모듈화하여 사용되고 있다.

그림 1은 신재생원을 적용한 저압 직류배전망의 축소형에 대해 나타내고 있다. 이때 배터리 컨버터에 사용되는 DC/DC 컨버터는 절연형과 비절연형으로 나눌 수 있는데 컨버터의 입출력 전압비 뿐만 아니라, 직류배전 내 지락, 단락, 고장 등 시스템 보호수준을 고려하여 근래 직류배전에 많이 이용되는 Dual Active Bridge(DAB)형태의 절연형 DC/DC 컨버터를 적용하였다. 이는 높은 전력밀도, 넓은 전압비에 대한 대응이 가능하다는 장점도 있지만 경부하 영역에서 전력변환 효율에 매우 취약한 단점도 있다. 일반적으로 DAB 컨버터를 위하여 가장 많이 적용되는 스위칭 모듈레이션 기법은 Phase Shift Modulation(PSM)이고 매우 간단하게 구현이 가능한 가능한 기법이다^[4]. 그러나 PSM 기법은 컨버터의 입출력 사양에 따른 전압비와 전력비에 따라 전력변환 효율이 매우 큰 영향을 받게 되는 단점을 갖고 있어 이를 극복하기 위하여 다양한 모듈레이션 기법들이 연구가 진행되었다^{[5]-[8]}. 이러한 모듈레이션 기법들의 주요 특징은 정격영역은 기본이고 넓은 입력전압 범위에서 스위칭 손실과 도통 손실을 최소화 하여 높은 전력변환 효율을 얻어 컨버터의 평균효율을 향상시키는 것이다.

본 논문에서는 직류배전계통의 안정적인 운영을 위하여 ES(Energy Storage) 시스템의 전력변환장치로 DAB를 적용하여 평균효율을 향상시킬 수 있는 DC-DC 컨버터 시스템을 구현하였다. 이 때 직류배전 방식인 모노폴 혹은 바이폴 방식 모두 적용 가능하도록 단위모듈 50kW급 2대의 DAB 컨버터를 병렬로 기본 구성하였다.

앞서 언급한 직류배전용 ESS의 운영 시 평균효율 상승을 위해 컨버터 스위칭기법은 Single PWM(SPWM) 적용하여 PSM과 비교하여 실험으로 검증하였으며 또한 계통 상태에 따라 계통연계형과 독립형을 위한 병렬 운전 알고리즘을 구현하여 확인하였다.

2. 구현된 직류배전 용 에너지저장시스템

그림 2는 저압 직류배전망 에너지저장시스템에 사용된 100kW급 DAB 컨버터 시스템을 나타낸다. 이 시스템은 50kW급 DAB 두 대를 컨버터의 입력을 병렬로 연결하였으며 출력단 결선을 직렬 혹은 병렬연결을 통해 바이폴 혹은 모노폴로 적용 가능할 수 있도록 하였다. 각 DAB 컨버터에는 절연형 변압기와 보조 인덕터, 입력 및 출력단에 커패시터로 구성되어 있으며 직류배전용 100kW급 에너지저장시스템 주요사양은 표 1과 같다. 본 논문에서 사용되는 DAB 컨버터 설계를 위해서 충분한 마진을 고려하기 위해 다음 PSM 기법을 기준으로 한 단상 DAB의 전력 방정식을 사용하였다^[8].

$$P = V_{dc2}i_o = \frac{V_{dc1}^2}{\omega_{sw}L}d\phi\left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) \quad (1)$$

여기서, P 는 DAB 컨버터의 출력 전력, V_{dc1} 는 입력전압, V_{dc2} 는 출력전압, i_o 는 출력 전류, ω_{sw} 는 스위칭 주파수, d 는 입출력 전압비, L 은 보조 인덕턴스, ϕ 는 1차 측과 2차측 변압기 파형의 위상차이를 각각 나타낸다. 이를 바탕으로 하여 직류배전용 에너지저장시스템 내 배터리 컨버터 단위모듈 상세사양은 아래 표 2와 같이 정의하여 설계하였다.

TABLE I
100kW ESS SPECIFICATION

		Specification
Battery	Rated power	135kWh
	Nominal voltage	700Vdc
	Voltage range	580~820Vdc
	Type	Lithium
	C-rate	1.0(@SoC 10~80%)
Converter	Rated power	100kW
	Output voltage	±750Vdc (@Standalone mode)
	Control mode	CC, CP, CV
	Type	Galvanic isolation
	Peak efficiency	97% over
	Average efficiency	95% over

TABLE II
DAB CONVERTER SPECIFICATION

		Specification
Rated power		50kW
Input voltage		580~820Vdc
Output voltage		750Vdc
Switching frequency		10kHz
Auxiliary Inductance		40uH
Phase range		-45~45Degree
Dead time		4us
Turn ratio		1:1

DAB 컨버터는 입력에 따라 출력 전압과 출력 전류를 제어하기 위해 1차측과 2차측 사이의 위상을 제어하여 배터리의 에너지를 직류배전망으로 방전하거나 직류배전망의 신재생원 에너지가 발전이 충분하여 잉여전력이 발생할 경우 충전하도록 하는데 이때 적용되는 DAB 컨버터의 스위칭 기법은 여러 가지가 있다. 가장 일반적인 방법은 위상만을 이용하여 제어하는 방법인 PSM기법이 있고, DAB의 정격영역이 아닌 저전력 및 넓은 입력전압영역에서 스위칭 손실을 줄이기 위하여 Full-Bridge 1차측 혹은 2차측 한쪽 영역에만 적용하는 SPWM기법과, Full-Bridge 1차측과 2차측 모두 PWM을 적용하는 Dual PWM(DPWM)기법이 있다. 이러한 기법들은 인덕터에 흐르는 전류의 모양을 스위칭 조절하여 도통손실과 스위칭 시 발생하는 손실을 저감한다 본 논문에서는 SPWM을 적용하여 직류배전용 에너지저장시스템 내 전력변환장치를 구현하였다.

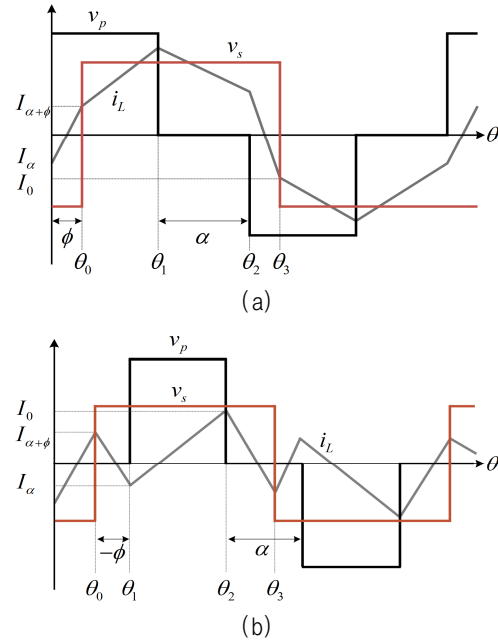


Fig. 3. Transformer voltage and current waveform of step-down in SPWM.

2.1 적용된 손실저감용 SPWM 기법 동작원리^[9]

그림 3은 본 시스템에 적용된 SPWM 기법 중 강압조건에 해당하는 파형을 보여주고 있다. 그림 3(a)는 ϕ 가 0보다 큰 경우에 변압기 1, 2차측과 인덕터 전류의 파형을 보여주고 있고, 그림 3(b)는 ϕ 가 0보다 작은 경우에 변압기 1, 2차측과 인덕터 전류의 파형을 보여주고 있다. 여기서 이 두 파형은 각 스위치의 변하는 시점에서 소프트 스위칭 동작이 가능하도록 구성이 되어있다. 또한 그림 3(b)는 저전력에서 동작되는 파형을 나타내며, 이로 인해서 기존의 PSM 기법과 다르게 좀 더 넓은 영역에서 소프트 스위칭이 가능하게 한다.

그림 4는 그림 3(a)의 주요 동작 원리를 나타내고 있다. 상세한 동작원리는 다음과 같다.

Mode 1 [$0 < \theta \leq \theta_0$]: 이 구간에서는 1차측과 2차측의 전압이 합해져서 인덕터 전류가 상승하는 구간이고, 그림 4(a), (b)와 같이 인덕터 전류가 흐르게 된다. 초기 구간에서 그림 4(a)와 같이 인덕터 전류는 음의 값이며, 이로 인해 1차측에 스위치 Q_{p1} , Q_{p4} 와 2차측 스위치 Q_{s2} , Q_{s3} 의 병렬 다이오드를 통해서 전류가 흐른다. 또한 그림 4(b)와 같이 인덕터 전류가 양의 값으로 변환 후에는 스위치를 통해서 전류가 흐르게 된다. 해당 인덕터에 흐르는 전류는 식(2)로 나타낼 수 있다.

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^{\theta_0} V_{p1} + V_{s1} dt \quad (2)$$

이후 $\theta = \theta_0$ 되는 시점에서, 2차측의 모든 스위치가 꺼지는 데드타임 구간이 존재하게 되며, 이때, 인덕터에

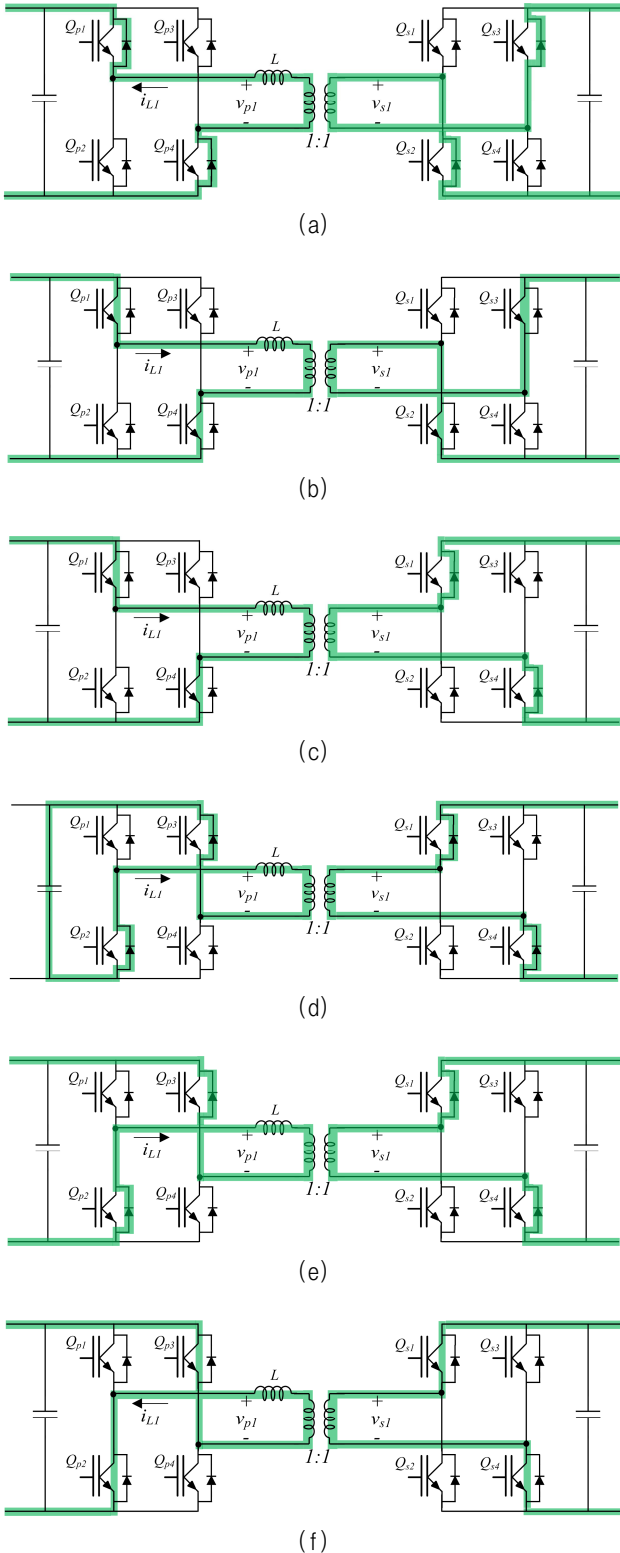


Fig. 4. Operation modes of the SPWM.

흐르는 전류로 인해서 2차측의 Q_{s1} , Q_{s4} 의 기생 커패시턴스에 저장되어 있던 전압을 0으로 변화게 만들어주며, 이로 인해서 ZVS 턴 온 스위칭이 가능하게 된다.

Mode 2 [$\theta_0 < \theta \leq \theta_1$] : 이 구간에서는 1차측 전압과

2차측 전압의 차로 인해 인덕터 전류가 Mode 1에 비해서는 상승하는 기울기가 작아지는 구간이고, 그림 4(c)와 같이 인덕터 전류가 흐르게 된다. 해당 인덕터에 흐르는 전류는 식(3)과 같다.

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{\theta_0}^{\theta_1} V_{p1} - V_{s1} d\omega t \quad (3)$$

이후 $\theta = \theta_1$ 되는 시점에서, 1차측은 모든 스위치가 꺼지게 되고 환류를 시작하게 된다.

Mode 3 [$\theta_1 < \theta \leq \theta_2$] : 이 구간에서는 1차측은 환류를 하여 인덕터에 걸리는 전압은 0이고, 오직 2차측의 으로만 인덕터 전류에 영향을 주며, 인덕터에 인가되는 2차측 전압은 음의 값을 갖게 되어 인덕터 전류가 하강하게 된다. 그림 4(d)와 같이 인덕터 전류가 흐르게 된다. 해당 인덕터에 흐르는 전류는 식(4)와 같다.

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{\theta_1}^{\theta_2} -V_{s1} d\omega t \quad (4)$$

이후 $\theta = \theta_2$ 되는 시점에서, 1차측의 Q_{p2} , Q_{p3} 스위치가 턴 온이 되고, 이때 이미 환류모드로 인해 스위치의 기생커패시턴스에 걸리는 전압은 0이기 때문에 자연스럽게 ZVS 턴 온 스위칭이 가능하게 된다.

Mode 4 [$\theta_2 < \theta \leq \theta_3$] : 이 구간은 Mode 1과 같이 전류의 부호가 변화되는 구간이다. 1차측과 2차측의 전압이 인덕터에 음의 값으로 인가되고, 이로 인해서 인덕터 전류가 감소하는 구간이다. 그림 4(e), (f)와 같이 인덕터 전류가 흐르게 된다. 초기 구간에서 그림 3(e)와 같이 인덕터 전류는 양의 값이며, 이로 인해 1차측에 스위치 Q_{p2} , Q_{p3} 와 2차측 스위치 Q_{s1} , Q_{s4} 의 병렬 다이오드를 통해서 전류가 흐른다. 또한 그림 4(f)와 같이 인덕터 전류가 음의 값으로 변한 후에는 스위치를 통해서 전류가 흐르게 된다. 해당 인덕터에 흐르는 전류는 식(5)와 같다.

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{\theta_2}^{\theta_3} -V_{p1} - V_{s1} d\omega t \quad (5)$$

이후 $\theta = \theta_3$ 되는 시점에서, 2차측의 모든 스위치가 꺼지는 데드타임 구간이 존재하게 되며, 이때, 인덕터에 흐르는 전류로 인해서 2차측의 Q_{s2} , Q_{s3} 의 기생 커패시턴스에 저장되어 있던 전압을 0으로 변화게 만들어주며, 이로 인해서 ZVS 턴 온 스위칭이 가능하게 된다.

그림 3(b) 역시 이와 동일하게 인덕터에 흐르는 전류

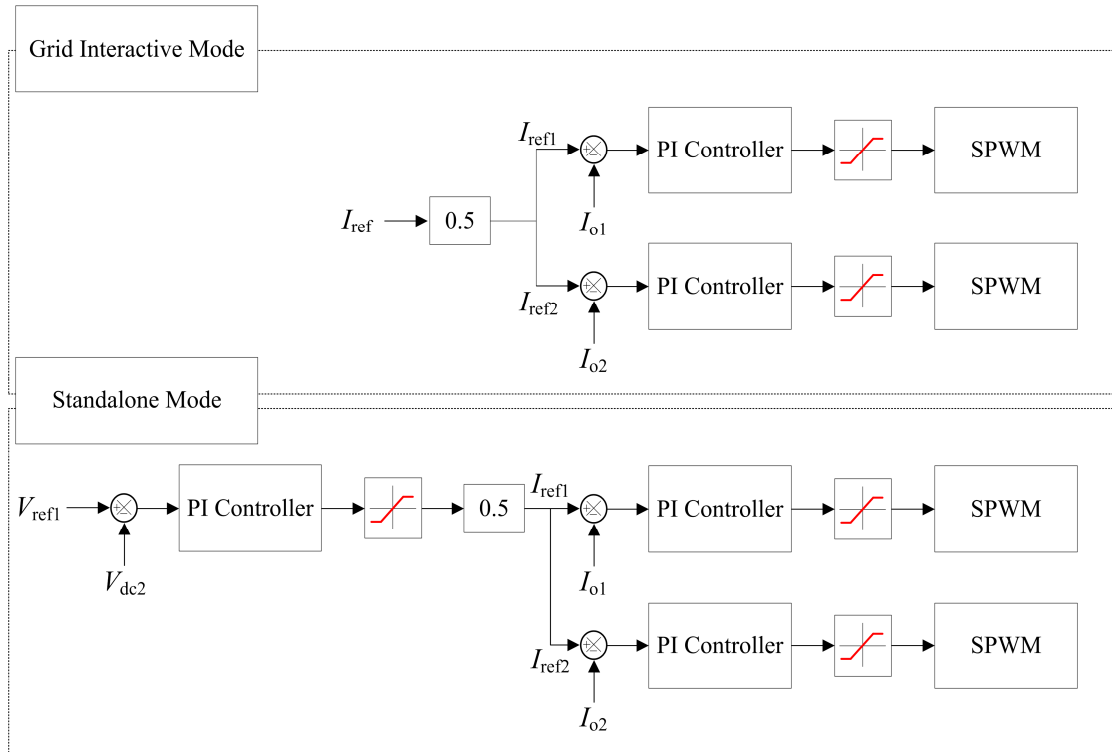


Fig. 5. Parallel operation algorithm of the DAB converter.

를 통해 데드타임 동안에 스위치에 충전된 전압을 0으로 만드는 원리에 의해서 소프트 스위칭 동작이 가능하게 되기 때문에 자세한 동작원리는 생략하였다.

2.2 DAB 컨버터 병렬 제어 알고리즘

컨버터를 병렬 제어운전하는 목적은 기본적으로 보다 많은 전력을 전달하기 위함이다. 컨버터 하나로 전력을 전달하는 것이 가장 좋은 방법이나, 전력반도체의 전기적인 한계 및 경제적인 이유로 인해서 컨버터를 모듈화시켜 병렬로 연결하는 방법들이 많이 이용되고 있다.

기본적으로 컨버터가 병렬 동작을 수행할 때, 문제가 되는 상황은 전압제어를 해야 할 때이다. 병렬 연결되어 있는 컨버터에 2대 모드 전류제어모드를 수행하는 순간에는 컨버터가 각각 전류를 직접 제어하기 때문에 문제가 발생하지 않으나, 전압제어를 해야 하는 순간에는 2대가 동시에 전압제어를 하게 되면 각 센서가 가지고 있는 오차 및 샘플링 순간 등 다양한 요소로 인해서 문제를 발생시키게 된다. 이를 방지하기 위해서 기존의 드롭제어와 같은 병렬 운전시 전압제어 알고리즘이 연구가 되었다^[10]. 본 논문에서는 그림 5와 같이 직류배전망 연계모드와 독립운전모드로 나누어, 제어 알고리즘을 구성하였다.

계통 연계 모드일 경우에 DAB 입력단은 배터리의 출력으로 가변되고 출력단의 전압은 직류배전망과 연계되어 일정하게 유지될 경우, 그림 5에서와 같이 요구되는 전체 지령인 I_{ref} 를 동일하게 나누어서 분담하도록 구성

되어 있다. 각 컨버터의 출력단 전류를 제어하도록 구성 되어 있고, 제어기는 PI 제어기를 사용하였다. 또한 제어기의 출력은 SPWM 신호를 생성하기 위한 입력으로 사용된다. 독립 운전 모드는 직류배전망의 기준전압인 750Vdc 이하로 떨어질 경우 계통 연계모드와 다르게, 그림 5와 같이 한쪽 컨버터는 출력단 전압을 제어하도록 되어 있고, 전압제어를 위해서 2중 루프 제어를 사용하였다. 이는 공통 단자를 동시에 전압제어를 했을 때, 각 컨버터에서 동일 센서에서 입력을 받는 것이 아니기 때문에 각 센서의 오차로 발생할 수 있는 문제를 제거하기 위함이다. 이때도 마찬가지로 전압제어기의 출력을 등분하여 각각 컨버터의 전류 지령으로 사용하여 전류제어를 수행한다. 기본적으로 전압제어를 수행하는 컨버터에서 제어에 필요한 전체 전류의 지령치를 생성하여 각 컨버터의 전류제어기에 입력하여 부담하도록 한다. 이러한 동작알고리즘을 구성함으로써 독립 운전시 발생할 수 있는 전압제어 문제를 해결할 수 있으며, 연계운전 모드 역시 정상적으로 동작이 가능하게 된다. 또한 용량을 확장이 용이하도록 기준이 되는 컨버터가 전압제어를 하고 나머지 컨버터들은 정전류 제어하도록 설계하였다.

그림 5에서 전류제어기 및 전압제어기의 경우 PI 제어기를 사용하였는데, 이는 PI 제어기의 경우 구현하는 것이 쉬우며, 해석적인 방법 없이도 높은 성능을 보여줄 수 있기 때문이다^[11]. 여기서 해석적인 방법이 없이 제어를 구성하는 것이 필요한 이유는 DAB 컨버터의 경우

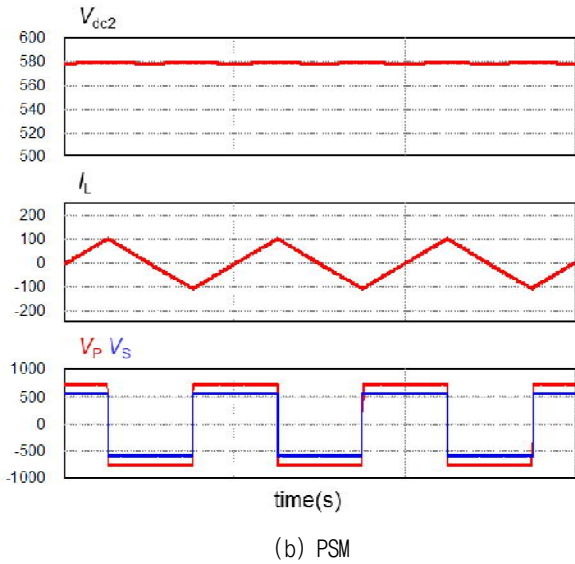
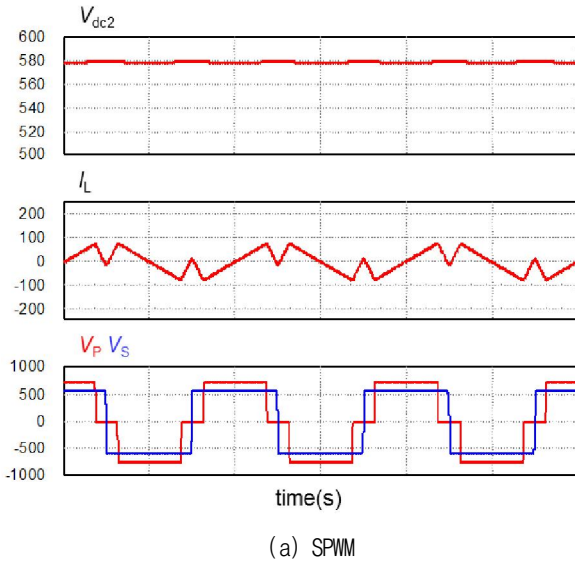


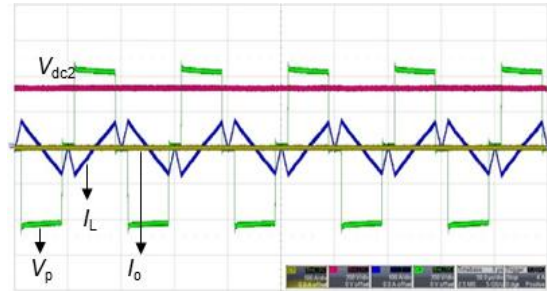
Fig. 6. Simulation comparison waveform between SPWM and conventional PSM.

모델링이 하는 것이 복잡하기 때문이다. 또한 기존의 PWM 컨버터에서 전류제어를 위해서는 피드백 전류를 인덕터에 흐르는 전류를 센싱 받지만, 본 시스템에서는 인덕터에서 전류를 센싱받지 않으며, 출력단 전류를 센싱 받고, 그 전류의 평균치를 제어를 하고 있다.

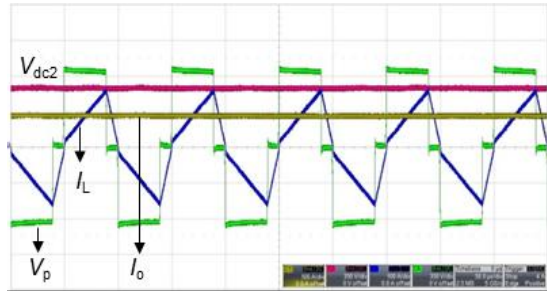
4. 시뮬레이션 및 실험 결과

본 논문에서 제안하는 알고리즘을 검증하기 위해서 표 2와 같은 시스템 파라미터를 사용하였다. 입력단 전압은 750V이며, 출력단은 580~750V이다. 컨버터 당 정격전력은 50kW, 변압기의 턴비는 1이고, 변압기 앞에 연결하는 보조 인덕터는 40uH를 사용하였고, 전력용 반도체 스위치는 IGBT 모듈을 사용하였다.

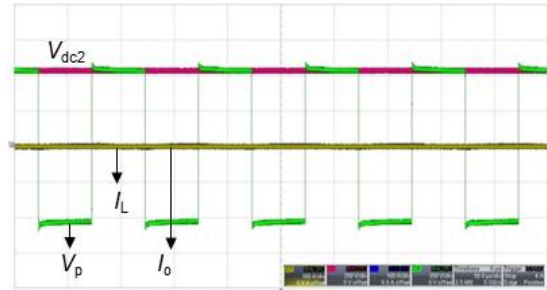
그림 6는 입출력 전압비가 가장 커지는 부분은 입력전



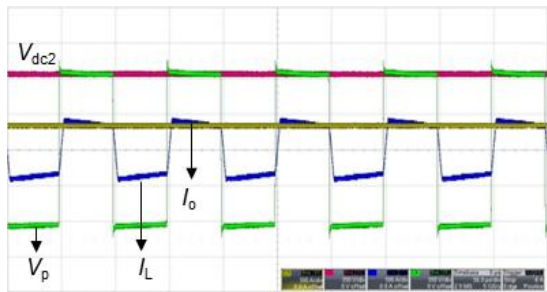
(a) 580V, 0kW



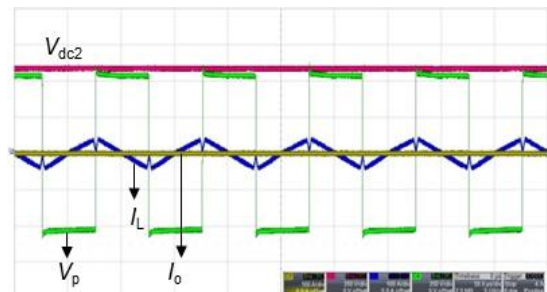
(b) 580V, 50kW



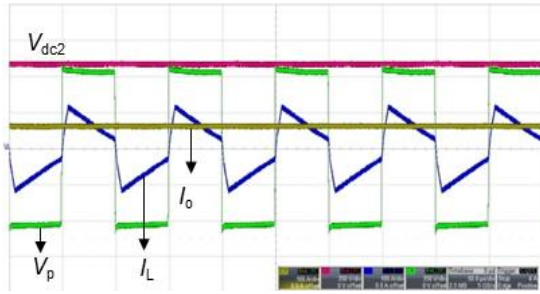
(c) 750V, 0kW



(d) 750V, 50kW



(e) 820V, 0kW



(f) 820V, 50kW

Fig. 7. Experimental waveform of DAB converter.

압 750V, 출력전압 580V일 때, 무부하 조건에서 SPWM 기법과 PSM 기법을 비교하는 파형을 나타내고 있다. 그림 6(a)를 보면 SPWM 기법이 적용된 경우이고, 출력전압이 580V로 제어가 정확히 되고 있는 것을 확인하고 있다. 그리고 인덕터 전류를 보면 그림3에서 분석했던 것과 같이 입출력 전압의 스위칭 순간마다 전류가 변하는 것을 확인할 수 있다. 또한 강압조건이기 때문에 1차측 전압인 V_p 에 환류구간이 들어가 있으며, 2차측은 0.5 고정득터가 출력되고 있는 것을 확인할 수 있다. 그림 6(b)는 PSM 기법이 적용된 경우이고, 또한 무부하이기 때문에 1차측과 2차측사이의 위상차이가 거의 0인 것을 확인할 수 있다. 이 시뮬레이션 결과로부터, SPWM 기법을 적용했을 경우, 인덕터 전류의 피크치가 줄어든 것을 볼 수 있으며, 또한 피크치가 줄어들기 때문에 도통 전류 또한 감소되는 것을 예측할 수 있다.

그림 7은 독립운전 모드를 검증하기 위한 DAB 컨버터의 실험 파형을 보여주고 있다. 독립운전 모드에서 계통연계 모드에서 사용되는 동작을 포함하기 때문에, 연계모드의 설명은 생략하였다. 이전에 설명한 것과 같이 병렬 컨버터 중에, 한쪽 컨버터는 전압제어를 수행하며, 나머지 컨버터는 전류제어를 수행하게 된다. 그림 7(a), (b)는 입력전압 750V, 출력전압 580V이고, 출력전력이 각각 0kW, 50kW 인 경우의 파형을 나타내고 있다. 각 파형은 그림 3에서 보여진 대표 파형과 동일하게 나오는 것을 볼 수 있으며, 위에서 설명된 것과 같이 스위칭 순간에 소프트 스위칭 조건을 만족시키는 것을 확인할 수 있다. 그림 7 (c), (d)는 입력전압 750V, 출력전압 750V이고, 출력전력이 각각 0kW, 50kW 인 경우의 파형을 나타내고 있다. 이것은 SPWM 기법을 사용하였때, 입출력 전압비에 따라서 자연스럽게 PSM 기법과 같은 역할도 할 수 있는 것을 확인할 수 있다. 그림 7 (e), (f)는 입력전압 750V, 출력전압 820V이고, 출력전력이 각각 0kW, 50kW 인 경우의 파형을 나타내고 있다. 이 경우는 승압의 경우이며, 마찬가지로 각 동작시 소프트 스위칭이 가능한 것을 확인할 수 있다.

그림 8은 독립운전 모드에서 100kW 전력을 전달하는

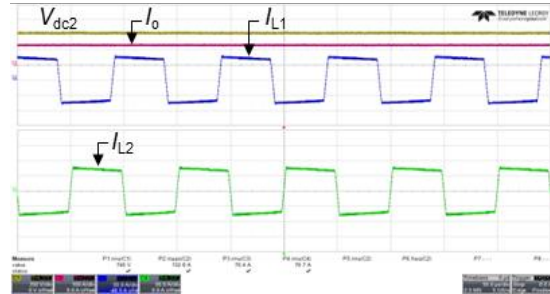


Fig. 8. Experimental waveform with 100kw.

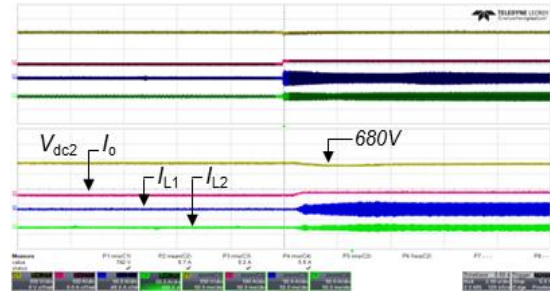


Fig. 9. Experimental waveform of step-load.

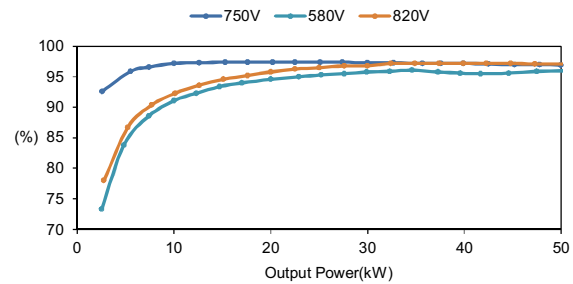


Fig. 10. Measured efficiency of DAB converter.

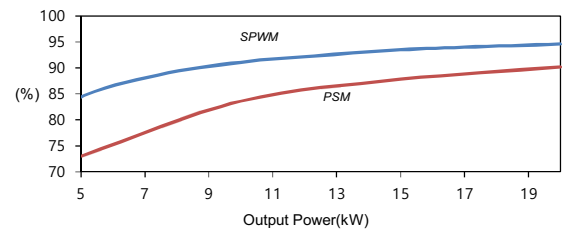


Fig. 11. Efficiency comparison of low power region between SPWM and PSM at 580V.

동작을 보여주고 있다. 이때, 출력전류 및 인덕터 전류의 파형은 일정하게 제어가 잘되는 것을 볼 수 있다. 또한 동작 알고리즘에서 정한 것과 같이 두 인덕터 파형의 RMS값의 각각 70A, 71A로 거의 일정한 것을 확인할 수 있으며, 이를 통해서 제어가 동작알고리즘 대로 동작을 잘하는 것을 확인할 수 있다.

그림 9는 약 20kW의 저항성 부하를 스텝으로 올리는 동작을 보여주고 있다. 이때, 출력전압은 순간적으로 약 680V까지 전압강하가 발생했으며, 이는 약 정격 전압의

10%정도이다. 그리고 약 150ms안에 다시 전압이 제어 가 되는 것을 확인할 수 있다. 또한 먼저 전압제어가 들어가며, 전류제어 하는 컨버터에서는 전압제어 하는 마스터 컨버터에서 전류지령을 받아서 동작하는 것을 확인할 수 있다. 출력 전류의 경우, 부하가 스텝으로 인가된 후에 5.2A/ms의 기울기를 가지고 정상상태에 도착하였다.

그림 10은 시스템의 최대 전압, 정격 전압, 최소 전압에서 본 시스템의 측정된 효율 곡선을 보여주고 있다. 전 영역에서 최대 효율은 97.4%가 나온 것을 볼 수 있으며, 저 전력의 경우 비교해보면 정격 전압에서 제일 높게 나오는 것을 확인할 수 있고, 전압비가 정격에서 높아지거나 낮아질 때 효율이 낮아지는 것을 볼 수 있다. 하지만 PWM 기법을 사용하였기 때문에 시뮬레이션 및 실험을 통해서 확인한 것과 같이 소프트 스위칭 및 도통 전류가 감소 효과로 인해 동일 조건에서 기존의 PSM 기법보다는 효율이 높을 것으로 예측이 가능하며, 그림 11에서 보이는 것과 같이 출력 전압이 580V에서 비교해보면 저 전력에서 더 높은 효율을 얻을 수 있다는 것을 확인할 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 직류배전에 사용되는 신재생에너지원에 적용할 넓은 입출력 전압범위를 갖는 배터리 컨버터 시스템 및 제어 알고리즘을 적용하여 검증하였다. 이를 위해서 넓은 전압 영역에서 고효율을 얻을 수 있는 SPWM 기법을 적용하였으며, 이 기법에 대한 분석을 하였다. 또한 DAB 컨버터를 이용하여 계통연계 및 독립운전을 위한 병렬운전 알고리즘을 구현하였고, 이를 시뮬레이션 및 실험을 통해서 검증하였다. 실험을 통해서 얻은 시스템의 효율은 최대 97.4%까지 얻을 수 있는 것을 확인하였다.

이 논문은 2016년도 건국대학교의 연구년 교원지원에 의하여 연구되었음을 밝힙니다.

References

[1] S. S. Thale and R. G. Wadhare, "A novel reconfigurable microgrid architecture with renewable energy sources and storage," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 51, No. 2, pp. 1805-1816, Mar. 2015.

[2] R. Majumder, A. Ghosh, G. Ledwich, and F. Zare, "Power management and power flow control with back-to-back converters in a utility connected

microgrid," *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 25, No. 2, pp. 821-834, May 2010.

[3] K. Hu, and C. M. Liaw, "Incorporated operation control of DC microgrid and electric vehicle," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 63, No. 1, pp. 202-215, Jan. 2016.

[4] H. Akagi, T. Yamagishi, and N. M. L. Tan, "Power-loss breakdown of a 750-V 100-kW 20-kHz bidirectional isolated DC-DC converter using SiC-MOSFET/SBD dual modules," *IEEE Transactions on Industrial Application*, Vol. 51, No. 1, pp. 750-757, June 2015.

[5] F. Krismer, "Modeling and optimization of bidirectional dual active bridge DC-DC converter topologies," Ph.D. dissertation, University of Technology Vienna, 2010.

[6] F. Krismer and J. W. Kolar, "Efficiency-optimized high-current dual active bridge converter for automotive applications," *IEEE Transactions on Industrial Application*, Vol. 59, No. 7, pp. 2745-2760, July 2012.

[7] A. K. Jain and R. Ayyanar, "PWM control of dual active bridge: Comprehensive analysis and experimental verification," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 4, pp. 1215-1227, April 2011.

[8] C. Nan, "Dual active bridge converter with PWM control in solid state transformer application," Master dissertation, University of Arizona State, pp. 4747-4753, 2012.

[9] B. J. Byen, K. P. Kang, Y. H. Cho, and A. N. Yoo, "A high-efficiency variable modulation strategy for a dual active bridge converter with a wide operating range," Proc. Int. Conference on Power Electronics and ECCE Asia(ICPE-ECCE Asia), pp. 240-245, 2015.

[10] J. Liu, Y. Miura, and T. Ise, "Comparison of dynamic characteristics between virtual synchronous generator and droop control in inverter-based distributed generators," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, No. 5, pp. 3600-3611, May 2016.

[11] B. J. Byen, J. M. Choe, and G. H. Choe, "High-performance voltage controller design based on capacitor current control model for stand-alone inverter," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, Vol. 10, No. 4, pp. 1635-1645, Sep. 2015.



변병주(邊秉柱)

1988년 12월 10일생. 2011년 건국대 전기공학과 졸업. 2011년~현재 동 대학원 석박사과정.



정병환(鄭柄煥)

1978년 11월 1일생. 2001년 경성대 전기공학과 졸업. 2003년 건국대 전기공학과 졸업(석사). 2007년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 2005년~2008년 기초전력연구원 선임연구원. 2008년~2011년 (주)삼성탈레스 전문연구원. 현재 (주)효성 중공업연구소 수석연구원.



김재한(金宰漢)

1979년 1월 28일생. 2004년 건국대 전기공학과 졸업. 2008년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년~2005년 (주)썬코리아전자 주임연구원. 2008년~2009년 한국전력공사 강원전력본부 근무. 2010년~현재 전력연구원.



최규하(崔圭夏)

1955년 7월 24일생. 1978년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1987년~1988년 미국 오레곤 주립대 전기공학과 Post-Doc. 1998년 및 2005년 미국 버지니아주립대 교환방문교수. 2009년~2011년 KESCO 정책자문위원장, 2013~현재 산자부 에너지안전전문위원장. 2012년 건국대 부총장 역임. 2011년~현재 에너지전자연구센터 원장. 현재 건국대 전기공학과 교수. 2007년~2008년 당 학회 회장역임.