

배터리 충·방전기 시스템에 적용되는 3상 양방향 절연형 인터리브드 DC-DC 컨버터의 병렬운전

조현식¹, 이재도¹, 차한주[†]

Parallel Operation of Three-Phase Bi-Directional Isolated Interleaved DC-DC Converters for The Battery Charge/Discharge System

Hyunsik Jo¹, Jaedo Lee¹, and Hanju Cha[†]

Abstract - Recently, parallel operation of dc-dc converters has been widely used in distributed power systems. In this paper, a control method to achieve parallel operation of three-phase bi-directional isolated interleaved dc-dc converters is discussed for the battery charging and discharging system which consists of the 32 battery charger/dischargers and two three-phase bi-directional isolated interleaved dc-dc converters. In the boost mode, the battery energy is delivered to the grid, whereas the grid energy is transferred to the battery in the buck mode operation. The average current sharing control method is employed to obtain an equal conducting of each phase current in the three-phase dc-dc converter. By using the proposed method, the imbalance factor is gratefully reduced from 8 percent to 1 percent. Two 2.5kW three-phase bi-directional dc-dc converter prototype have been built and the proposed method has been verified through experiments.

Keywords: three-phase dc-dc converter, parallel control, average current sharing

1. 서 론

최근 온실가스를 감소시키기 위해 친환경적인 에너지원과 발전방식에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 이 가운데 태양광, 풍력, 연료 전지 등을 에너지원으로 하는 신재생 에너지에 대한 관심이 높아지고 있다. 특히, 배터리는 신재생에너지 시스템, 전기자동차 등에서 핵심 부품으로 최근에 중요성이 더욱 강조되고 있으며 세계 각국에서는 기술을 선점하기 위해 연구와 투자가 활발히 진행되고 있다. 광전패널(photoelectric panel)을 제외하면, 배터리를 충전하기 위한 에너지는 거의 전력계통과 같은 교류 전원으로부터 얻는다. 따라서 배터리를 충전하기 위해서는 교류전압을 직류전압으로 정류시킬 필

요가 있다. 직류전압의 크기가 변화하여 배터리 전압보다 작아지면 충전이 되지 않으며, 전압의 맥동성분은 배터리의 수명에 악영향을 끼칠 수 있기 때문에 정류된 직류전압은 맥동(ripple)이 거의 없는 평활한 전압이 되어야한다^{[1],[2]}. 또한, 대용량 에너지 저장시스템과 전기자동차에서는 높은 전압에서 큰 전류의 충·방전이 필요하므로 고 에너지 밀도, 고효율의 전력변환장치가 요구된다^[3]. 가장 일반적인 방식으로서 단상 고주파 변압기를 이용해 전원과 부하간의 절연을 할 수 있는 풀브리지 또는 푸쉬풀등이 있다. 하지만 저전압 대전류의 특성으로 인하여 단상을 기본으로 하는 토폴로지로는 스위치 등 소자의 전류부담이 크고 소자의 선정 및 최적설계가 용이하지 않기 때문에, 대전력 고승압의 특성이 요구되는 응용에서 3상 DC-DC 컨버터가 연구되고 있다. 3상 DC-DC 컨버터는 전류를 분배하여 스위치의 전류정격 부담을 줄일 수 있고 인터리빙으로 입·출력 필터의 부피를 줄일 수 있다. 이에 대한 연구는 많이 진행되어있고, 여러 토폴로지들이 제안되어 왔다. 3상 DC-DC 컨버터들 중 전압원 방식에 비해 전류원 방식은 입력전류의 리플이 작고 변압기의 턴비가 낮아 배터리의 응용에 더욱 유리하다. 3상 전류원 푸쉬풀 컨버터는 구조가 간단

Paper number: TKPE-2014-19-1-3

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

[†] Corresponding author: hjcha@cnu.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Chungnam National University
Tel: +82-42-821-7006 Fax: +82-42-821-8895

¹ Dept. of Electrical Eng., Chungnam National University
Manuscript received July 22, 2013; accepted Nov. 7, 2013

— 본 논문은 2013년 전력전자학술대회 우수추천논문임

— 본 논문은 2013년 전력전자학술대회 외부장학금 수혜논문임

하고 승압비가 큰 장점이 있지만 하드스위칭으로 인한 스위칭 손실과 수동클램프의 손실이 크기 때문에 스위칭 주파수 및 용량을 증대시키기 어렵고 듀티범위가 0.33이하에서 사용할 수 없기 때문에 별도의 기동회로가 필요하다^[4]. 따라서 본 논문에서는 3상 양방향 절연형 인터리브드 DC-DC컨버터를 사용하여 배터리 충·방전기 시스템에 적용하였다. 이 컨버터는 모든 스위치가 ZVS(Zero Voltage Switching)동작을 하여 높은 효율을 갖고 3상 구조를 채택하여 전류경로의 분산을 통한 전력전달 능력의 증대 효과 및 입력전류 리플 크기를 줄여주는 인터리브드 효과를 갖는다. 승압·강압 능력이 있는 부스트·벅 컨버터의 구조는 낮은 권선비의 변압기로 높은 승압·강압 전력변환과 에너지원과 부하 사이에 절연이 가능한 구조이다.^[5]

이러한 3상 DC-DC 컨버터의 토폴로지 연구와 더불어 출력 용량의 증가, 표준화 그리고 열 관리 등의 이점으로 인하여 병렬운전이 연구되어지고 있다. 병렬운전은 많은 분야에 적용이 되는데 대표적으로 분산전원, 마이크로그리드, UPS(Uninterruptible Power Supply)등이 있다. 하지만 컨버터의 각 부품들이 비대칭적이고, 완전하게 같지 않기 때문에 각 컨버터 전류간의 불평형이 생기는 것이 불가피하다. 따라서 여러 컨버터가 병렬구조로 시스템을 구성할 때, 각각의 컨버터가 동일하게 출력을 담당하여 효율적으로 시스템을 운영할 수 있는 제어가 필요하게 되며, 이는 드롭 제어, 평균 전류 분담 제어, 마스터-슬레이브, 그리고 circular chain control등이 있다.^{[6]~[14]} 병렬제어기법은 크게 두가지 분류로 나누어 질수 있는데, 조작성의 사용에 따라 분류가 된다. 첫 번째 방식은 부하분담 방식으로써 평균 전류 분담 제어, 마스터-슬레이브, circular chain control이 포함된다. 이 방식은 좋은 출력 전압 레귤레이션과 전류분담을 가지지만, 상호모듈간의 중요한 연결이 필요하다. 두 번째 방식은 드롭 제어로써 인버터에 의하여 공급되는 출력 전압의 주파수와 크기를 조정하는 방식^[15]이므로 본 논문에서는 첫 번째 방식인 부하분담 방식이 적합하다. 본 논문에서는 병렬제어기의 방법들을 서술하고 평균 전류 분담 제어 기법을 사용하여 배터리 충·방전기 시스템에 적용되는 3상 양방향 절연형 인터리브드 DC-DC 컨버터의 병렬운전을 구현하고 이를 시작품을 제작하여 실험을 통하여 검증하였다.

2. 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터

그림 1은 본 논문에서 구현한 배터리 충·방전기 시스템의 간소화한 블록도이며, 구성은 크게 저전압부 V_L , 3상 DC-DC 컨버터, 고전압부 V_H 그리고 통신으로 연결되어 있는 마스터 제어기로 나누어진다. 배터리 충·방전기는 저압 배터리와 배터리 컨버터로 구성이 되어져 있고 배터리 컨버터는 벅 모드와 부스트 모드에서 전압

레귤레이터의 동작을 하며 저압 배터리의 전압과 전류를 제어한다. 부스트 모드에서는 저압 배터리의 에너지가 부스트 컨버터로 전달되어 고압으로 승압이 되며, 벅 모드에서는 벅 컨버터에서 에너지가 배터리 컨버터를 통하여 저압 배터리로 전달된다. 3상 DC-DC컨버터는 저압측의 전압인 V_L 만을 제어한다. 부스트 모드에서는 저압 배터리로부터 에너지를 받아 고압측의 전압인 V_H 로 전달하며 벅 모드에서는 V_H 에서 에너지를 저압 배터리에 전달한다. 마스터 제어기는 전체의 동작을 CAN 통신을 통하여 제어를 하며 배터리의 정보를 수집한다.

본 논문에서 사용한 3상 양방향 절연형 인터리브드 DC-DC 컨버터는 양 방향 전력변환이 가능한 컨버터로 벅 모드와 부스트 모드의 두 가지 모드로 동작 가능하며 구조도를 그림 2에 나타내었다. 이 컨버터는 연료전지와 같은 낮은 출력전압 특성을 갖는 에너지를 입력으로 하며, 입력단에서 전류원으로 동작하는 3개의 DC 부스트 인덕터($L_1 \sim L_3$) 및 3개의 MOSFET 주스위치($S_1 \sim S_3$)로 구성된 3상 DC-DC 부스트 컨버터부, 3개의 MOSFET 보조스위치($S_{e1} \sim S_{e3}$)와 공통 클램프 커패시터(C_c)로 구성된 3상 능동클램프부, 변압기의 누설인덕턴스를 포함하며 $\Delta-\Delta$ 결선된 3상 고주파변압기, 부스트 컨버터부 및 변압기를 거치며 승압 변환된 고전압 고주파전력을 정류하여 DC-링크에 공급해 주는 풀브리지 3상 고주파정류부(Buck converter) 및 평활용 커패시터(C_d)로 구성되어 있다. 인터리브 PWM 동작은 3상 부스트 컨버터의 입력단을 구성하고 있는 3개의 DC 부스트 인덕터 $L_1 \sim L_3$ 을 통하여 일어나며 배터리의 출력전류인 I_{BAT} 에 함유된 리플전류의 주파수를 3배 높이는 효과를 준다. 이와 같은 인터리브 동작은 배터리의 출력에 악영향을 끼치는 리플전류 성분의 전체 크기를 줄여 주어 비교적 작은 크기의 소자들로 필터회로의 구성을 가능하도록 해 준다. 능동클램프회로는 클램프커패시터, MOSFET 스위칭 소자 그리고 변압기 및 인덕터 등의 합성 부유용량값과 3상 변압기 각 상의 누설인덕턴스 사이에서 일어나는 공진작용을 통한 ZVS 동작에 의하여 스위칭손실을 줄여주며, 컨버터 동작의 각 사이클마다 회로 내 인덕터류 및 분포 인덕턴스성분에 저장된 후 사용되지 않고 남은 에너지에 의하여 각 스위칭소자 양단에 인가되는 서지전압을 적절히 억압해 주어 결과적으로 스위칭회로 전반에 걸쳐 부가적인 스너버회로의 필요성을 제거해 준다. 이러한 장점들로 인하여 이 컨버터는 배터리와 같이 낮은 출력전압 특성을 갖는 직류 에너지원의 출력을 고전압 직류전원 입력을 필요로 하는 DC-AC 인버터부의 입력인 DC-링크에 연결해 주는 DC-DC 전력변환기로 매우 적합하다. 또한 축전지나 태양전지와 같이 낮은 출력전압을 갖는 에너지원으로부터 높은 직류 입력전압을 요구하는 다음 단 전력변환장치의 입력 또는 부하 사이의 DC-DC 컨버터로도 널리 활

용될 수 있다. 벡 모드 동작에서는 고압 측 6개의 IGBT(T1~T6)가 벡 컨버터로서 동작을 하고 계통연계형 인버터 혹은 DC전압 400V 입력으로부터 배터리로 전력을 전달한다. 고주파 변압기의 출력은 부스트 컨버터단의 하이브리드(hybrid)에 연결되어 배터리로 전력을 충전한다. 양방향컨버터의 벡 모드에서는 부스트 모드에 사용된 저전압측 회로를 변경하지 않고도 효과적으로 동작할 수 있는 3상 하이브리드정류회로가 사용된다. 이 정류회로는 단지 3개의 정류다이오드와 3개의 인덕터로 이루어져 있으나 6개의 다이오드를 적용하는 3상 풀브리지 정류기와 동일한 변압기의 이용률을 가지며, 3개의 인덕터들에 의한 인터리브 동작으로 배터리 충전전류의 리플크기는 작아진다. 부스트 모드의 회로를 따로 변환하지 않아도 벡 모드로 동작할 수 있기 때문에 본 논문에서 사용한 3상 양방향 절연형 인터리브 DC-DC컨버터는 배터리 충·방전기 시스템에 사용하기 적합하다.

3. 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터의 병렬 제어기법

DC-DC 컨버터의 병렬운전은 출력 용량의 증가, 표준화 그리고 열 관리 등의 이점으로 인하여 사용이 되고 있다. 하지만 각 컨버터의 부품들이 서로 비대칭적이고, 완전하게 같지 않기 때문에 각 컨버터의 전류의 불평형이 생기는 것이 불가피하다. 따라서 여러 컨버터가 병렬구조로 시스템을 구성할 때, 각각의 컨버터가 동일한 출력을 담당하여 효율적으로 시스템을 운영할 수 있는 제어기가 필요하다. 이 절에서는 DC-DC 컨버터, UPS와 마이크로그리드에서 사용되고 있는 여러 가지 병렬 제어기법들을 소개하고 본 논문에서 사용되는 벡

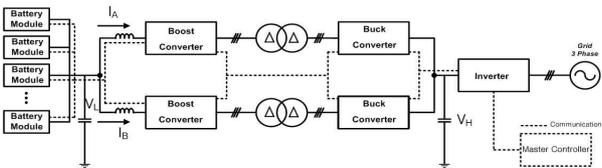


Fig. 1 Configuration of the battery charger/discharger system

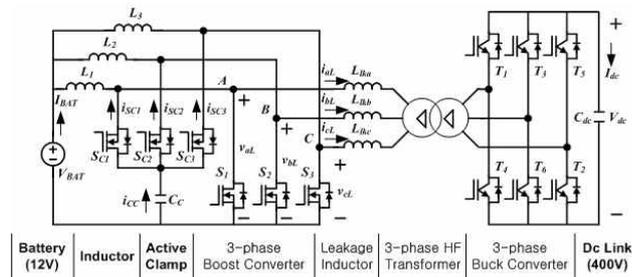


Fig. 2 Configuration of three-phase bi-directional isolated interleaved dc-dc converter

모드와 부스트 모드의 제어기에 대하여 설명한다. 서론에서 언급한 부하 분담방식의 제어기법들은 상호간의 긴밀한 통신연결이 필요하다. 이 연결이 전체시스템의 유연성을 제한하지만, 다수의 모듈이 아니라 하나의 제어기에서 제어를 하고 각 모듈에 대한 지령값을 각각 생성할 수 있기 때문에 본 논문에서는 이 방식을 채택하였다.

3.1 평균전류 분담 제어

평균전류 분담 제어기법은 일반적으로 병렬로 연결된 여러개의 DC-DC컨버터와 인버터에 사용이 된다. 이 방법을 사용하기 위해서는 컨버터의 전체전류인 I_{BAT} 를 측정해야 하기 때문에 대규모의 시스템에서는 사용할 수 없고, 집중형 제어보드가 필요하다는 단점이 있지만, 본 논문의 시스템은 집중형 제어보드를 사용하고 컨버터의 전체전류를 측정하며, 대규모의 시스템이 아니고, 응답성이 빠른 장점이 있기 때문에 평균전류 분담 제어기법을 사용하였다. 평균전류 분담 제어 기법은 각 컨버터의 전류(I_N)들과 그들의 합인 I_{BAT} 로 구성된다. 수식으로 나타내면 식 (1)과 같다. I_{BAT} 을 컨버터의 개수인 N 을 나누어 식 (2)와 같이 전류 제어기의 지령값을 얻는다. 이 지령값과 피드백 값의 차이를 0으로 만드는 PI제어를 수행하게 되고 전류제어기의 출력이 전압제어기의 출력과 더해져 각 컨버터 전류의 평형을 맞추게 된다. 본 논문에 이 제어기법을 적용한 구조도는 그림 3과 같다. 각 컨버터들의 전류들의 합을 평균내어 이를 전류제어기의 지령값으로 사용하며 V_L 을 12V로 제어하는 전압제어기의 출력에 전류제어기의 출력값을 더하여 각 컨버터들의 duty를 제어한다.

$$I_{BAT} = I_A + I_B + \dots + I_N \quad (1)$$

$$I_{ref} = \frac{I_{BAT}}{N} \quad (2)$$

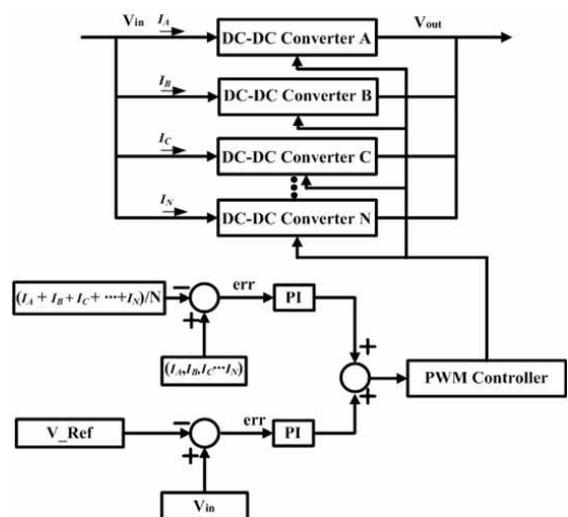


Fig. 3 Block diagram of average current sharing method

3.2 마스터-슬레이브(MS)

마스터-슬레이브 기법은 보통 MS라 표현이 되며 평균전류 분담 제어 기법과 유사하다. 전류제어기의 지령값을 구하는 방법만이 다르다. 일반적으로 마스터-슬레이브 기법은 인버터의 병렬운전에 쓰이는데 마스터는 전압제어를 수행하게 되고 이에 따른 전류제어기의 지령값이 슬레이브인 각 인버터로 전달이 되는 것이다. 이를 DC-DC컨버터에 적용을 하게 되면 전류의 총합을 평균을 내어 각각의 컨버터의 전류를 제어하는 평균전류 분담 제어 기법과는 달리 MS기법은 어떠한 기준이 되는 컨버터의 전류를 마스터로 지정하여 이를 전류제어기의 지령값으로 삼는다. 이 지령값을 기준으로 각각의 컨버터의 전류 슬레이브를 제어한다. 마찬가지로 이를 본 논문에 적용을 한 구조도로 표현하면 그림 4와 같다. 마스터-슬레이브 기법은 평균전류 분담 제어와 마찬가지로 응답성이 빠르지만, 마스터가 고장이 났을 때 다른 슬레이브가 마스터의 역할을 할 수 있게 유동성있게 동작해야하는 동작의 복잡성이 있다.

3.3 Circular chain control(3C)

Circular chain control 기법은 3C라 불리며 N개의 컨버터들이 제어링을 형성한다. 각각의 컨버터들의 전류제어기의 지령값은 i_{N-1} 이다. 수식으로 표현하면 식 (3), (4)와 같고, 이를 적용하면 첫 번째 컨버터의 전류제어기 지령값은 마지막 컨버터의 전류와 같기 때문에 전류 제어루프가 링 모양을 형성한다. 이를 본 논문에 적용을 한 구조도로 표현하면 그림 5과 같다. 3C기법은 DC-DC 컨버터 보다는 분산전원 시스템에서의 상호 기기들간의 긴밀한 협조관계에 적합한 기법이다.

$$i_{refA} = i_N \tag{3}$$

$$i_{refk} = i_{k-1}, \text{ 단 } k=2, \dots, N. \tag{4}$$

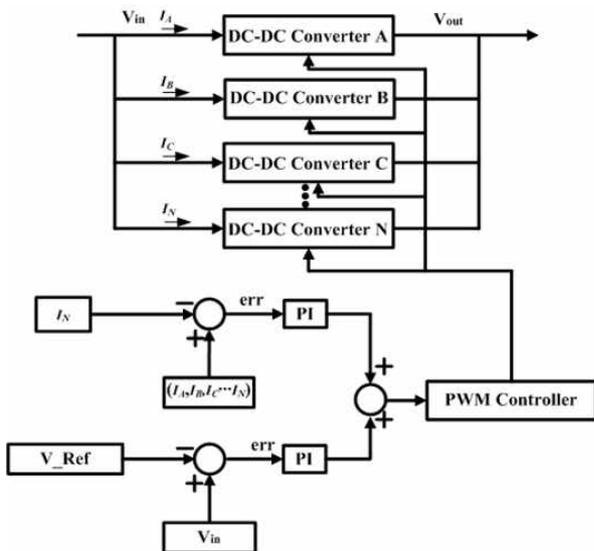


Fig. 4 Block diagram of master-slave(MS) method

3.4 배터리 시스템에 사용되는 3상 절연형 인터리브드 DC-DC 컨버터의 병렬구조

본 논문에서 설명하는 배터리 시스템에 사용되는 3상 절연형 인터리브드 DC-DC 컨버터의 병렬구조도를 그림 6에 나타내었다. 2병렬 양방향 DC-DC 컨버터는 저전압측의 전압이 V_L 만을 제어한다. 배터리 컨버터의 고전압측으로 연결되는 DC-DC 컨버터의 저전압측(V_L)과 고전압측(V_H)은 각각 컨버터에 공통으로 사용된다. 그러므로 두 컨버터의 전압제어기의 출력은 각각 같다. 본 논문에서 사용되는 전압제어기는 V_L 을 12V로 제어한다. 전압제어기는 DC-DC 컨버터가 하나만 있을 경우에는 정상적으로 동작을 하지만 두 개 이상의 DC-DC 컨버터를 제어 할 경우에는 앞절에서 언급한 이유 때문에 전류의 불평형이 발생하게 된다. 따라서 이러한 전류의 불평형을 보상해 줄 수 있는 전류제어기가 필요하다. 본 논문에서는 이러한 전류제어기를 평균전류 분담 기법을 사용하여 전압제어기에 병렬로 추가하여 구현하였다.

부스트 모드 제어기는 출력전압 제어를 위해 출력전압의 기준 값을 받아 피드백되고 있는 현재값과 비교하여 PI제어를 수행하여 V_L 을 12V로 만드는 듀티를 제어하는 구조이다. 그리고 평균전류 분담 기법을 통한 전류제어기의 출력이 병렬로 더해져 컨버터 A와 B의 듀티를 제어하여 각 컨버터 전류인 I_A 와 I_B 의 평형을 이루게 한다. 부스트 모드의 전압 제어기의 구조도를 그림 7에 나타낸다. 부스트 모드에서 컨버터 A와 B의 듀티를 식으로 나타내면 식 (5),(6)과 같다. Duty_A 와 Duty_B는 각 컨버터의 듀티값이며, k_{pv} 와 k_{iv} 는 전압제어기의 비례 이득과 적분이득이다. V_{err} 는 저전압측의 지령값인

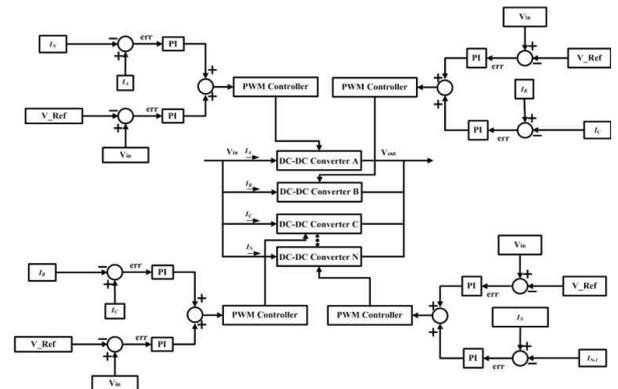


Fig. 5 Block diagram of circular chain control(3C) method

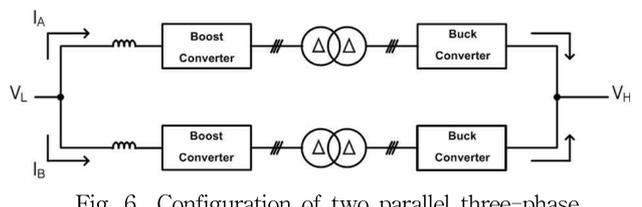


Fig. 6 Configuration of two parallel three-phase bi-directional dc-dc converter system

V_{L_REF} 와 피드백값의 차이를 나타낸다. 두 컨버터의 전류의 평균인 전류 지령치와 피드백값의 차이인 I_{Aerr} , I_{Berr} 가 전류제어기의 비례 이득과 적분이득인 k_{pi} 와 k_{ii} 를 통하여 전류제어기의 출력인 δA , δB 가 된다. 전압 제어기와 전류제어기의 출력이 더해져서 부스트 모드의 제어가 이루어지게 된다. 이 시스템의 주 제어기는 전압 제어기이며 출력이 동일하게 듀티로 정해지는 전류제어기는 출력이 높게 되면 오히려 시스템에 악영향을 끼칠 수 있기 때문에 전류제어기 출력은 리미터를 거쳐게 된다.

본 논문에서 사용한 전압 제어기는 부스트 모드와 벡 모드 모두 저전압 측의 전압(V_L)을 제어하기 때문에 부스트 모드 제어기와 벡 모드 제어기의 구조는 같으며 벡 모드 제어기의 구조도를 그림 8에 나타내었다.

벡 모드의 전압제어기의 전달함수를 그림 9에 나타내었다. 전달함수에서 $G_v(s)$ 는 전압 PI 제어기를 나타내며 이는 식 (7)로 나타낼 수 있다. $G_d(s)$ 는 디지털 시스템의 딜레이 함수를 나타낸다. 스위칭 주기를 T_s 라 할 때 연산 장치들에 의해서 나타나는 $1T_s$ 와 PWM에 의하여 생기는 $0.5T_s$ 를 의미한다. 딜레이 함수는 식 (8)로 나타낼 수 있고, 수식으로 표현한 전달함수는 식 (9)로 나타내어진다. k_{pv} , k_{iv} , V_H , T_s , n , R_o , C , L 는 각각 비례이득, 적분이득, 고전압측 전압, 스위칭 주기, 변압기 턴비, 출력저항, 커패시턴스, 인덕턴스를 나타낸다.

$$Duty_A = (k_{pv} \cdot V_{err} + \int k_{iv} \cdot V_{err} dt) + (k_{pi} \cdot I_{Aerr} + \int k_{ii} \cdot I_{Aerr} dt) \quad (5)$$

$$Duty_B = (k_{pv} \cdot V_{err} + \int k_{iv} \cdot V_{err} dt) + (k_{pi} \cdot I_{Berr} + \int k_{ii} \cdot I_{Berr} dt) \quad (6)$$

$$G_v(s) = k_{pv} + \frac{k_{iv}}{s} \quad (7)$$

$$G_d(s) = \frac{1}{1 + 1.5T_s \cdot s} \quad (8)$$

$$\frac{V_{L_REF}}{V_L} = \frac{s(k_{pv} \cdot V_H \cdot R_o) + k_{iv} \cdot V_H \cdot R_o}{As^4 + Bs^3 + Cs^2 + Ds + E} \quad (9)$$

$$A = 1.5L \cdot n \cdot T_s \cdot R_o \cdot C$$

$$B = L \cdot n \cdot R_o \cdot C + 1.5L \cdot n \cdot T_s$$

$$C = L \cdot n$$

$$D = k_{pv} \cdot V_H \cdot R_o$$

$$E = k_{iv} \cdot V_H \cdot R_o$$

전류제어기의 전달함수는 그림 10에 나타내었다. $G_i(s)$ 는 전류 PI 제어기를 나타내며 이는 식 (10)로 표현된다. $G_d(s)$ 는 전압제어기의 값과 동일하며 전류제어기의 전달함수를 식 (11)로 표현할 수 있다. k_{pi} , k_{ii} , V_H ,

T_s , L , n , R 은 각각 비례이득, 적분이득, 고전압측 전압, 스위칭 주기, 인덕턴스, 변압기 턴비와 인덕터의 내부저항을 나타낸다.

$$G_i(s) = k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} \quad (10)$$

$$\frac{I_{REF}}{I} = \frac{s(k_{pi} \cdot V_H) + k_{ii} \cdot V_H}{As^3 + Bs^2 + Cs + D} \quad (11)$$

$$A = 1.5T_s \cdot L \cdot n$$

$$B = L \cdot n + 1.5T_s \cdot R \cdot n$$

$$C = R \cdot n + V_H \cdot k_{pi}$$

$$D = V_H \cdot k_{ii}$$

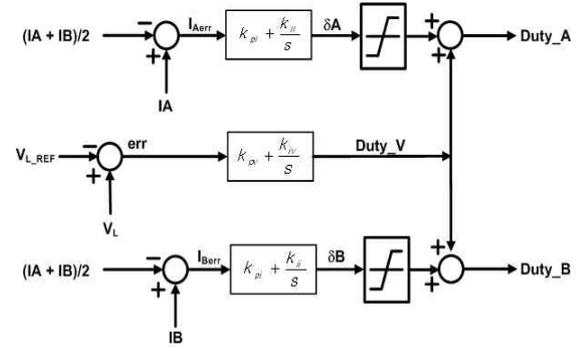


Fig. 7 Voltage controller using average current sharing in boost mode

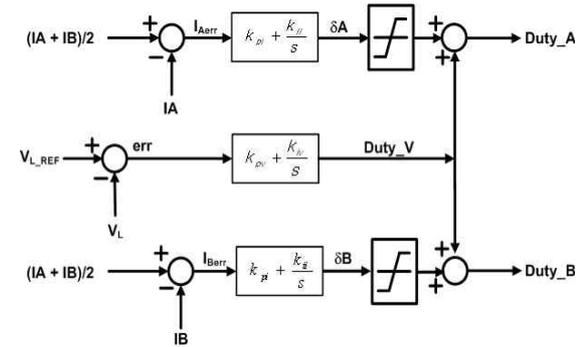


Fig. 8 Voltage controller using average current sharing in buck mode

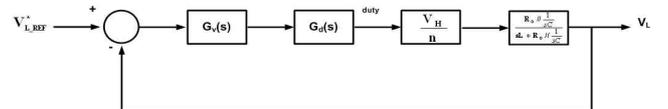


Fig. 9 Voltage controller in buck mode

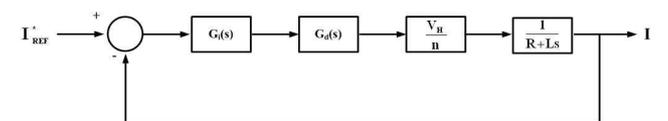


Fig. 10 Current controller in buck mode

Table 1 Parameter of three-phase interleaved DC-DC converter

Circuit Element	Value
Boost Inductance L1 ~ L3	35 (uH)
Transformer Leakage Inductance Llk	2.5 (uH)
Transformer Turns Ratio n	13 (=N2/N1)
Switching Period TS	40 (us)
Input Voltage Vi	12 (V)
Output Voltage Vo	400 (V)
Output Power Po	2500 (W)

4. 실험결과

제안된 병렬 제어기의 성능을 검증하기 위하여 2.5kW 급 양방향 3상 절연형 인터리브드 DC-DC 컨버터의 시작품을 제작하였다. 그림 11는 제작된 시작품을 나타내며 표 1은 시작품에 대한 파라미터들을 나타낸다.

4.1 부스트 모드

그림 12은 부스트 모드에서 제안된 전류제어기를 적용하지 않고 전압제어기만을 사용하여 VL을 제어했을때의 컨버터 A와 B의 전류가 불평형이 발생하는 것을 나타낸다. 컨버터 A와 B의 전류는 그림 2의 IBAT을 측정하였다. 입력전압은 12V이며 이때 흐르는 총 입력전류는 75A이다. 이때 컨버터 A와 B의 전류의 불균형은 6A 정도로 8%의 불평형을 보인다. 그림 13은 같은 실험 조건에서 제안된 전류제어기를 적용한 후의 파형이다. 평균전류 분담 기법을 사용하여 전압제어기와 병렬로 구성되는 전류제어기를 적용하여 컨버터 A와 B의 전류의 불평형이 1A정도로 개선이 되고 이때의 불평형은 1% 인것으로 보아 제안된 전류제어기가 정상적으로 동작한



Fig. 11 Prototype of 5kW parallel three-phase bi-directional isolated interleaved dc-dc converter

다고 할 수 있다. 그림 14는 저전압 측에 전류가 유입되면 부스트 모드로 동작하여 전류를 고압측으로 흘려주는 초기 상태의 파형을 나타낸다. 배터리 충·방전기의 출력이 단계적으로 증가함에 따라서 유입되는 전류가 증가하면 전압제어기의 출력도 단계적으로 증가하는 것을 확인할 수 있고, 병렬로 구성되어 있는 전류제어기가 정상적으로 동작하면서 각 컨버터간의 전류는 평형을 유지함을 확인할 수 있다.

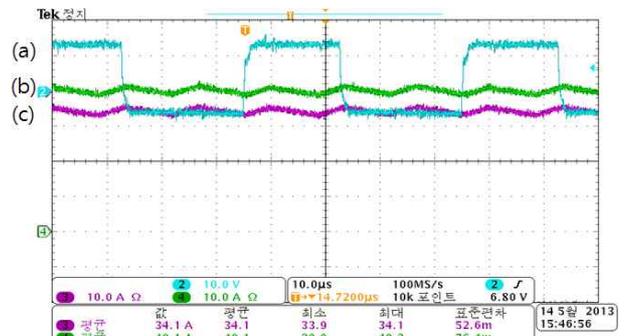


Fig. 12 Current unbalancing using voltage controller in boost mode
(a) PWM gate signal (b) A converter current (c) B converter current

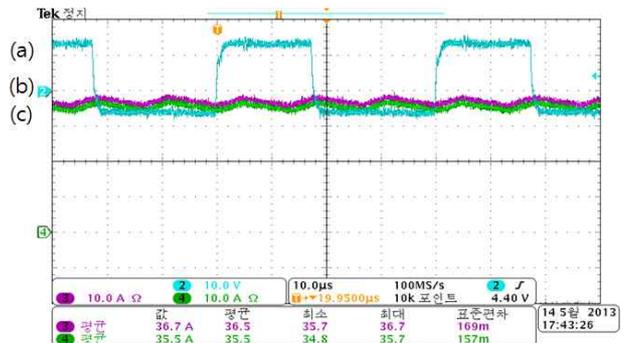


Fig. 13 Current balancing using average current sharing controller in boost mode
(a) PWM gate signal (b) A converter current (c) B converter current

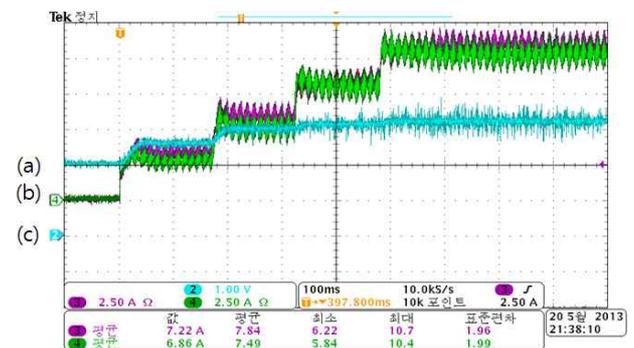


Fig. 14 Initial state of proposed controller in boost mode
(a) A converter current (b) B converter current (c) Output of voltage controller

4.2 벡 모드

그림 15는 벡 모드에서 제안된 전류제어기를 적용하지 않고 전압제어기만을 사용하여 V_L 을 제어했을 때의 컨버터 A와 B의 전류가 불평형이 발생하는 것과 그때의 전류제어기의 출력을 나타낸다. 출력전압은 12V이며 이때 흐르는 총 출력전류는 40A이다. 이때 컨버터 A와 B의 전류의 불균형은 6A정도이다. 전류가 불평형이 이룬 상태에서 전류제어기의 출력은 최대값으로 포화되어

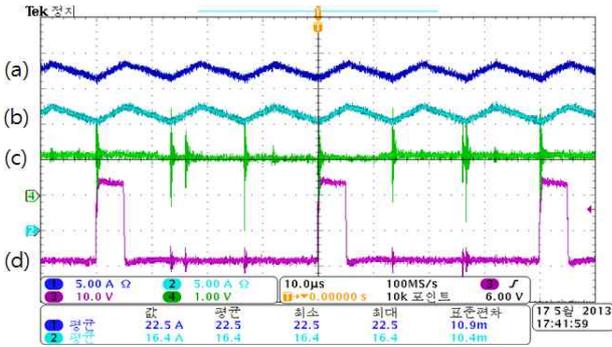


Fig. 15 Current unbalancing using voltage controller in buck mode
 (a) A converter current (b) B converter current
 (c) Output of current controller
 (d) PWM gate signal

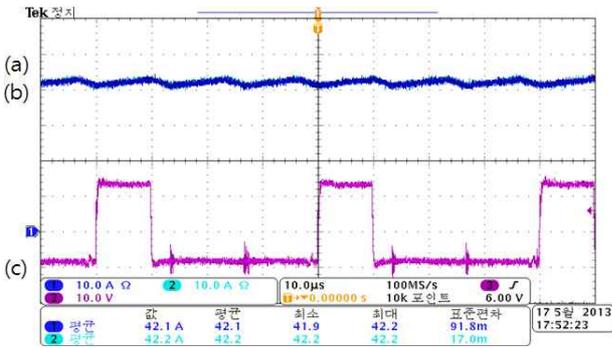


Fig. 16 Current balancing using average current sharing controller in buck mode
 (a) A converter current (b) B converter current
 (c) PWM gate signal

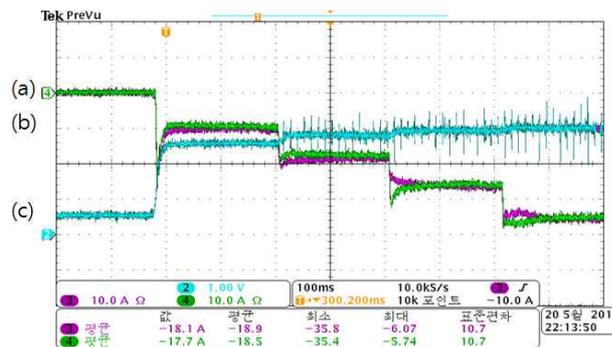


Fig. 17 Initial state of proposed controller in buck mode
 (a) A converter current (b) B converter current
 (c) Output of voltage controller

있는 것을 확인할 수 있다. 그림 16는 출력전압 12V에 총 출력전류는 85A에서 제안된 전류제어기를 적용한 후의 파형이다. 평균전류 분담 기법을 사용하여 전압제어기와 병렬로 구성되는 전류제어기를 적용하여 컨버터 A와 B의 전류의 불균형이 0.1A정도로 개선이 되고 이때의 불평형은 1% 미만인 것으로 보아 제안된 전류제어기가 정상적으로 동작한다고 할 수 있다. 그림 17는 저전압 측에 전류가 유입되면 벡 모드로 동작하여 전류를 배터리 측으로 흘려주는 초기 상태의 파형을 나타낸다. 배터리 충·방전기의 출력이 단계적으로 증가함에 따라 유입되는 전류가 증가하면 전압제어기의 출력도 단계적으로 증가하는 것을 확인할 수 있고, 병렬로 구성되어 있는 전류제어기가 정상적으로 동작하면서 각 컨버터간의 전류는 평형을 유지함을 확인할 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는, 배터리 충·방전기 시스템에 적용되는 2.5kW급의 3상 양방향 절연형 인터리브드 DC-DC 컨버터의 병렬제어 방법에 대하여 서술하였다. 부스트 모드에서는 에너지가 배터리로부터 계통으로 전달되고 벡 모드에서는 에너지가 계통으로부터 배터리로 전달된다. 이 때 2병렬로 3상 양방향 컨버터가 적용이 될 때 발생하는 전류 불평형을 개선하였다. 여러 분야에서 사용되어지고 있는 병렬운전 기법에 대하여 서술하였으며, 평균전류 분담 기법을 적용하여 저전압측의 전압을 제어하는 PI제어기에 병렬로 전류를 제어하는 PI제어기를 구현하여 이를 시작품을 제작하여 실험을 통해 증명하였고, 전류의 불평형률을 8%에서 1%이하로 개선하였다.

본 연구는 2012년도 지식경제부의 재원으로 한국 에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구과제입니다.(No.20123010020080)

References

- [1] J. Allen Byrne, "An Update on the Codes, Standards and Guides Applicable to stationary Lead-Acid Batteries," *Telecommunications Energy Conference(INTELEC)*, pp. 1-5, June 2010.
- [2] Nadia M. L. Tan, Takahiro Abe, Hirofumi Akagi, "A 6-kW, 2-kWh Lithium-Ion Battery Energy Storage System Using a Bidirectional Isolated DC-DC Converter," *Power Electronics Conference(IPEC)*, pp. 46-52, 2010.
- [3] Hanju Cha, Jungwan Choi, Woojung Kim, V. Blasko, "A New Bi-directional Three-phase Interleaved Isolated

- Converter with Active Clamp,” *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*, pp. 1766-1772, 2009.
- [4] R. Leandro, I. Barbi, “A Three-Phase Current-Fed Push-Pull DC-DC Converter,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 24, Issue 2, pp. 358-368, Feb. 2009.
- [5] Jungwan Choi, Hanju Cha, Byung-Moon Han, “A Three-Phase Interleaved DC-DC Converter With Active Clamp for Fuel Cells,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 25, No. 9, pp. 2115-2123, Aug. 2010.
- [6] Jung-Won Kim, Hang-Seok Choi, Bo Hyung Cho, “A Novel Droop Method for Converter Parallel Operation,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 17, No. 1, pp. 25-32, 2002.
- [7] A.M. Roslan, K.H. Ahmed, S.J. Finney, B.W. Williams, “Improved Instantaneous Average Current-Sharing Control Scheme for Parallel-Connected Inverter Considering Line Impedance Impact in Microgrid Networks,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 26, No. 3, pp. 702-716, Mar. 2011.
- [8] Hong Mao, Liangbin Yao, Caisheng Wang, I. Batarseh, “Analysis of Inductor Current Sharing in Nonisolated and Isolated Multiphase dc-dc Converters,” *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 6, pp. 3379-3388, Dec. 2007.
- [9] Xiao Sun, Y.-S. Lee, Dehong Xu, “Modeling, Analysis, and Implementation of Parallel Multi-Inverter Systems With Instantaneous Average-Current-Sharing Scheme,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 18, No. 3, pp. 844-856, May 2003.
- [10] Y. Panov, M.M. Jovanovic, “Loop Gain Measurement of Paralleled DC-DC Converters With Average Current Sharing Control,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 23, No. 6, pp. 2942-2948, Nov. 2008.
- [11] Y. J. Cheng, E. K. K. Sng, “A novel communication strategy for decentralized control of paralleled multi-inverter systems,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 21, No. 1, pp. 148-156, Jan. 2006.
- [12] S. Sun, L.-K. Wong, Y.-S. Lee, D. Xu, “Design and analysis of an optimal controller for parallel multi-inverter systems,” *IEEE Transaction on Circuits Sysy. I I, Exp. Briefs*, Vol. 52, No. 1, pp. 56-61, Jan. 2006.
- [13] S. J. Chiang, C. H. Lin, C. Y. Yen, “Current Limitation Control Technique for Parallel Operation of UPS Inverters,” in *Proc. IEEE PESC*, pp. 1922-1926, 2004.
- [14] Kwang-Min Yoo, Won-Yong Kim, Seung-Hee Park, Dong-Hoo Lee, Yun-Sung Kim, Yu-Seok Jeong, Jun-Young Lee, “Digital Load Sharing Method for Converter parallel Operation,” *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 17, No. 2, pp. 150-157, April 2012.
- [15] Kyung-Bae Lim, Jaeho Choi, “Droop Control for

Parallel Inverters in Islanded Microgrid Considering Unbalanced Low-Voltage Line Impedances,” *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 18, No. 4, pp. 387-396, Aug. 2013.



조현식(曹賢植)

1987년 2월 18일생. 2011년 충남대 전기공학과 졸업. 2013년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2013년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



이재도(李在道)

1973년 12월 5일생. 2000년 충남대 전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2012~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정. 2005년~현재 한국원자력안전기술원 선임연구원.



차한주(車翰周)

1988년 서울대 전기공학과 졸업. 1990년 포항공대 졸업(석사). 2004년 미국 Texas A&M University, College station(공박). 1990년~2001년 LG산전 연구소 책임연구원. 2005년~현재 충남대 전기공학과 부교수.