

전기자동차 충전소용 양방향 DC-DC 컨버터 기능을 갖는 전압 밸런서

남현택¹, 김상훈¹, 차현녕², 김흥근[†]

A New Voltage Balancer With Bidirectional DC - DC Converter Function for EV Charging Station

Hyun-Taek Nam¹, Sanghun Kim¹, Honnyong Cha², and Heung-Geun Kim[†]

Abstract

This study proposes a new voltage balancer with bidirectional DC-DC converter function. The proposed balancer can serve as a voltage balancer and a bidirectional DC-DC converter. Thus, the balancer can be applied to battery management systems or fast chargers in electric vehicles (EVs) charging stations while balancing bipolar DC bus voltages. The proposed system has unlimited voltage balancing range unlike the conventional voltage balancing control using a three-level DC-DC converter. A comparison of the voltage balancing range between the proposed and conventional scheme is explored to confirm this superiority. Simulation and experimental results are provided to validate the effectiveness of the proposed system.

Key words: Bidirectional DC-DC converter, Bipolar DC bus, SC(Series-Capacitor) DC-DC converter, Voltage balancer, VBC(Voltage Balancing Control)

1. 서 론

최근 신재생 에너지를 이용한 분산전원과 직류 기반 디지털 부하의 증가로 인해, 직류 배전에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 직류 배전 방식은 교류 배전 방식에 비해서 전력효율과 전력밀도를 높일 수 있으며, 무효전력이 발생하지 않고 계통 동기화가 필요 없다^[1]. 직류 배전망은 구현 가능한 전압 레벨의 수에 따라 단극성(Unipolar) 배전망과 양극성(Bipolar) 배전망으로 구분된다. 양극성 배전망은 단극성 배전망에 비해서 다음과 같은 장점이 있는데, 첫째로 두 종류의 전압 레벨을 제공하여 다양한 정격을 갖는 부하와 배전망과의 연계가 훨씬 용이하고, 계통 신뢰성을 높일 수 있으며, 중성선이 접지와 연결되어 있으므로 인체 안정성을 높일 수 있다^{[1]-[3]}.

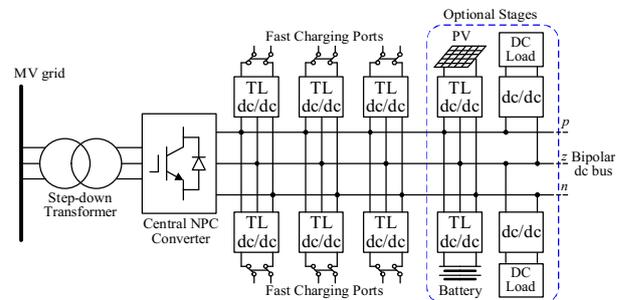


Fig. 1. Bipolar dc bus EV charging station architecture^[7].

하지만 각 극의 부하 소비전력이 서로 다를 경우 전압 불평형이 발생하는 결점이 있다. 이러한 전압 불평형은 전압품질을 저하시키고 정밀한 부하에 고장을 야기할 수 있으며, 또한 스위칭 소자를 파손 시킬 수 있다. 이러한 불평형 현상을 해결하기 위해 항시적으로 양극성 배전 전압의 균형을 유지해주는 전압 밸런서가 추가적으로 필요하다^[4]. 최근 논문에서 buck-boost^[1], three-level^[5], dual-buck^[6] 컨버터를 활용한 전압 밸런서가 제시되었다.

앞서 설명한 전압 밸런서를 이용하는 방법과는 달리 TL(Three-Level) DC-DC 컨버터를 기반으로 한 전기자동차용 급속 충전기를 이용해서 전압 불평형을 해결하

Paper number: TKPE-2018-23-5-3

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

[†] Corresponding author: kimhg@knu.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Kyungpook National University
Tel: +82-53-950-5605 Fax: +82-53-950-8979

¹ Dept. of Electrical Eng., Kyungpook National University

² School of Energy Eng., Kyungpook National University

Manuscript received Jun. 26, 2018; revised Jun. 30, 2018; accepted Jul. 10, 2018

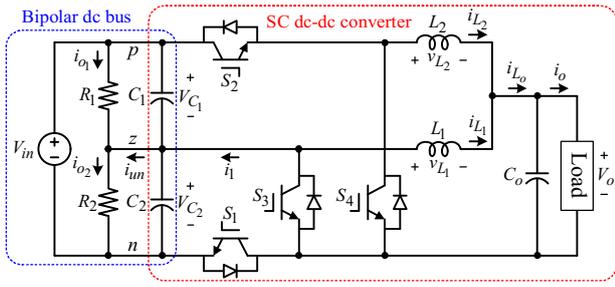


Fig. 2. Proposed voltage balancer.

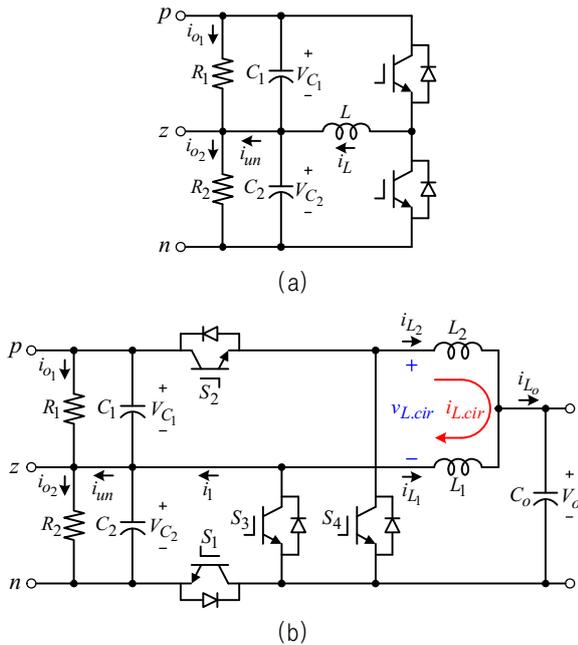


Fig. 3. Voltage balancers. (a) Traditional voltage balancer^[1]. (b) The proposed voltage balancer when the output load is eliminated.

는 방법이 최근 제안되었다^[7]. 그림 1은 이 시스템의 전체적 개념도를 나타낸다. 여기서 TL 컨버터는 급속 충전기의 역할을 수행하는 동시에 각 극의 전압 균형을 유지할 수 있다. 그리고 NPC(Neutral-Point-Clamped)와 TL 컨버터의 연계된 전압 평형 제어를 통해, 이 시스템은 NPC만으로 전압 평형 제어를 수행하는 기존 시스템에 비해 전압 보상 범위를 증가시킬 수 있고, 추가적인 전압 밸런서 회로가 필요 없다. 그러나 시스템의 전압 보상 범위는 TL 컨버터의 출력 전력에 의해서 제한되는 단점이 있고 결과적으로 모든 급속 충전기가 동작하고 있지 않을 경우 불평형 전압을 보상할 수 없다.

본 논문에서는 DC-DC 컨버터 기능을 갖는 새로운 전압 밸런서를 제안한다. 제안하는 전압 밸런서는 SC(Series-Capacitor) DC-DC 컨버터^[8]로부터 도출된다. 결과적으로 제안된 전압 밸런서는 기존 전압 밸런서로는 불가능한 전압 밸런서와 양방향 DC-DC 컨버터의 역할을 동시에 수행할 수 있다. 전술한 TL 컨버터 기반

급속 충전기 시스템과 비교했을 때, 제안된 시스템은 양극성 배전망과 ESS(Energy Storage Systems)와의 전력 전달이 없더라도 불평형 전압을 보상할 수 있고 전압 보상 범위가 제한되지 않는다. 따라서 제안된 전압 밸런서는 전기자동차 충전소에 적용된 급속 충전기나 ESS에 효과적으로 사용될 수 있다.

2. 제안하는 전압 밸런서의 기본 동작원리

그림 2는 제안하는 전압 밸런서를 나타낸다. 입력 전압원 V_{in} 은 NPC 컨버터에 의해서 일정하게 제어되고 있는 양극(p)과 음극(n) 사이의 전압을 나타낸다. 저장 R_1 과 R_2 는 불평형 상황을 쉽게 모의하기 위해 도입된 가상의 저항이고 상/하단(Positive/Negative) 직류 모선(DC Bus)에 각각 연결되어 있다. 출력 부하로는 전기자동차(EVs)나 배터리와 같은 에너지 저장 장치가 연결될 수 있다. 제안된 전압 밸런서의 회로 구성요소인 SC 컨버터는 양극성 직류 모선(Bipolar DC Bus)에 병렬로 직접 연결된다. SC 컨버터는 TL 컨버터에 비해 2중 강압 및 승압이 가능하며 스위칭 소자의 전류 정격이 낮으며 효율이 높은 장점이 있다. SC 컨버터의 강압 동작 시 정상상태 해석은 이미 이전 논문에서 자세히 소개되어 졌고^[8], 본 논문에서는 이전에 언급되지 않았던 SC 컨버터의 밸런싱 동작특성에 대해 자세히 살펴본다.

앞서 언급했듯이, 제안된 전압 밸런서는 전압밸런서와 양방향 DC-DC 컨버터의 기능을 동시에 수행할 수 있는 독특한 특성을 가지고 있다. 양극성 직류 모선과 출력 부하간의 전력 이동이 존재하면 제안된 전압 밸런서는 전압밸런서와 양방향 DC-DC 컨버터로 동시에 동작하게 되고, 양극성 직류 모선과 출력 부하간의 전력 이동이 없거나 출력 부하가 SC 컨버터로부터 분리되게 되면 오직 전압 밸런서로만 동작하게 된다.

2.1 출력 부하가 분리되어 있을 경우 제안된 전압 밸런서의 동작원리

먼저 제안된 전압 밸런서가 오직 전압 밸런서만으로 동작할 때에 대한 동작원리를 살펴본다. 그림 3(a)는 기존 전압 밸런서, 그림 3(b)는 출력 부하가 분리되어 있을 경우의 제안된 전압 밸런서를 각각 나타낸다. 우선 기존 전압 밸런서의 밸런싱 기본 원리를 알아본다. 평균 불평형 전류 I_{un} 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{un} = I_{o2} - I_{o1} \tag{1}$$

식 (1)에서 대문자는 평균값을 나타낸다.

그림 3(a)에서 양극성 전압(V_{C1} , V_{C2})이 평형 유지하기 위해서는 입력 커패시터 C_1 과 C_2 를 통해서 평균 직류 성분 전류가 흐르지 않아야 한다. 그렇게 하기 위해선

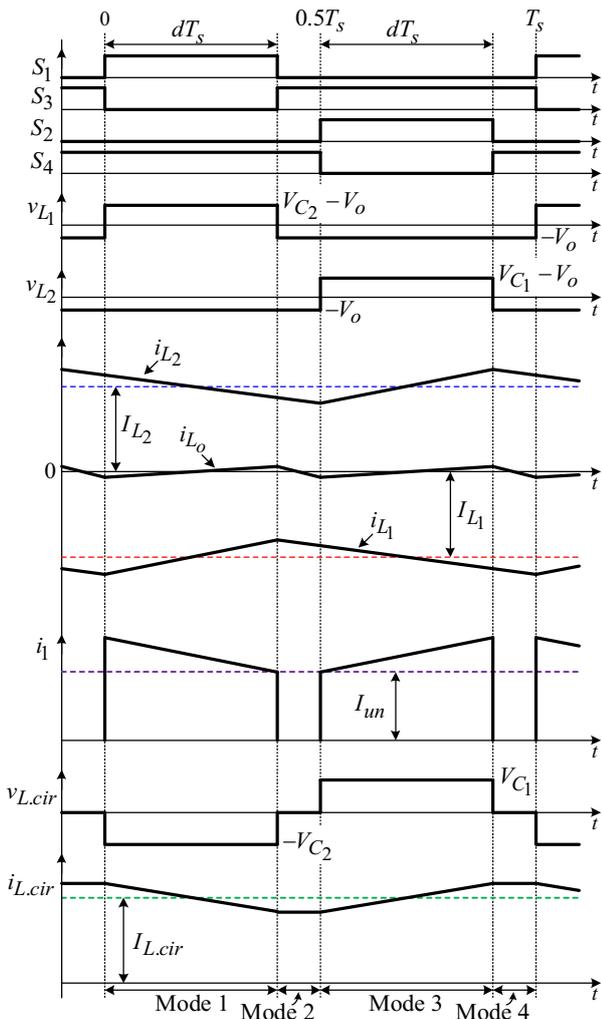


Fig. 4. Key steady-state waveforms of the proposed balancer without the output load connected.

I_{un} 과 평균 인덕터 전류 I_L 이 같은 값이 되어야 한다. 예를 들어, 평형 부하 조건일 경우($R_1 = R_2$), I_{un} 과 I_L 은 0이 되고 즉, 양극성 전압은 평형을 유지한다. 하지만 불평형 부하 조건일 경우($R_1 \neq R_2$), I_{un} 는 특정 값을 가지게 되고 전압 밸런서가 동작하여 I_L 을 I_{un} 과 같은 값이 되도록 한다. 제안된 전압 밸런서의 밸런싱 원리도 이와 동일하다.

그림 4는 R_1 이 상단 직류 모선(Positive DC Bus)에서 분리된 심각한 불평형 부하 조건에서 제안된 전압 밸런서의 정상상태 핵심 파형을 나타낸다. 여기서 출력 부하는 분리되어 있다. 그림 5는 동작 모드별 등가회로를 나타낸다. 연결점 p, n, z 는 각각 양극성 직류 모선의 양극, 음극, 중성선을 나타낸다. 스위치 S_1 과 S_2 의 시비율(d)은 동일하며 180° 의 위상차를 가진다. S_3 와 S_1, S_4 와 S_2 는 각각 상보적으로 동작한다. S_1 과 S_2 의 시비율이 0.5보다 크게 되면 $d < 0.5$ 인 경우에 비해 스위치 전압 및 전류의 정격이 높아지고 결과적으로 효율이 저하된다. 따라서 제안된 밸런서는 $d < 0.5$ 인 큰 강압이 필요한

응용회로 및 시스템에 적합하며 본 논문에서는 $d < 0.5$ 인 경우에 대해서만 해석한다.

그림 3(b)에서 해석의 용이성을 위해 두 개의 인덕터 L_1, L_2 는 하나의 인덕터 L_{cir} 처럼 해석할 수 있고 이로 인해 순환전류 $i_{L_{cir}}$ 과 L_{cir} 에 인가되는 전압 $v_{L_{cir}}$ 을 도입할 수 있다. 제안된 전압 밸런서는 불평형 전압 보상을 위해 $i_{L_{cir}}$ 를 필요한 값으로 조정하고 기존 전압 밸런싱 원리와 유사하게 평균전류 I_1 은 I_{un} 과 값이 같아야 한다.

모드 해석에 앞서, 전압 평형 제어가 구현되고 있고 ($V_{C_1} = V_{C_2}$), $C_1 = C_2$, $L_1 = L_2$ 이라 가정하였고 스위치의 데드타임(Dead Time)은 고려하지 않았다. 중첩의 원리, 공통모드(Common Mode) 전류의 원리, 키르히호프의 법칙에 의해서 모드에 관계없이 다음 수식은 항상 성립한다.

$$\begin{cases} i_{L_1} = \frac{i_{L_o}}{2} - i_{L_{cir}} \\ i_{L_2} = \frac{i_{L_o}}{2} + i_{L_{cir}} \end{cases} \quad (2)$$

$$i_{L_{cir}} = \frac{i_{L_2} - i_{L_1}}{2} \quad (3)$$

$$i_{L_o} = i_{L_1} + i_{L_2} \quad (4)$$

모드 1: S_1 과 S_4 는 턴 온 되고 S_2 와 S_3 는 턴 오프 된다. 인덕터 전류 i_{L_1}, i_{L_2} 는 각각 S_1, S_4 를 통해 흐르고, i_1 은 $-i_{L_1}$ 과 같은 파형이 된다. 인덕터 전압 v_{L_1} 는 $V_{C_2} - V_o$ 이고, v_{L_2} 는 $-V_o$ 가 된다. 그리고 $v_{L_{cir}}$ 는 $-V_{C_2}$ 이고 $i_{L_{cir}}$ 은 선형적으로 감소한다.

모드 2: S_3 은 턴 온 되고 S_1 은 턴 오프 된다. S_2 와 S_4 는 이전 상태를 유지한다. i_{L_1}, i_{L_2} 는 각각 S_3, S_4 를 통해 흐르고, i_1 은 0이 된다. v_{L_1}, v_{L_2} 는 $-V_o$ 가 되고 $v_{L_{cir}}$ 는 0이다. 따라서 $i_{L_{cir}}$ 의 기울기는 0이 된다.

모드 3: S_2 와 S_3 는 턴 온 되고 S_1 과 S_4 는 턴 오프 된다. i_{L_1} 는 S_3 을 통해 흐르고 i_{L_2} 는 S_2 와 S_3 을 통해 흐른다. 따라서 i_1 은 i_{L_2} 와 같은 파형이 된다. v_{L_1} 은 $-V_o$ 를 유지하며 v_{L_2} 는 $V_{C_1} - V_o$ 가 된다. 그리고 $v_{L_{cir}}$ 는 V_{C_1} 이고 $i_{L_{cir}}$ 은 선형적으로 증가한다.

모드 4: 모드 4는 모드 2와 같다.

그림 4에서 I_1 은 I_{un} 과 같은 값을 가짐을 확인할 수 있으므로 전압 평형 제어가 이루어짐을 알 수 있다. i_1 파형으로부터 평균 인덕터 전류와 I_{un} 과의 관계는 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

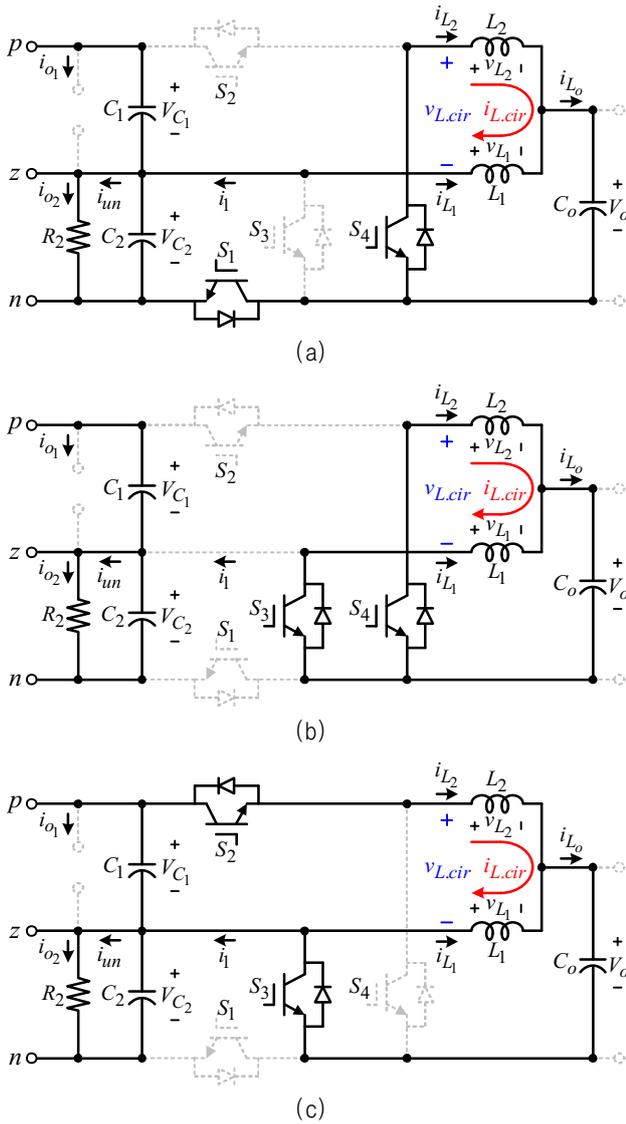


Fig. 5. Equivalent operational modes of the proposed balancer. (a) Mode 1. (b) Mode 2 and 4. (c) Mode 3.

$$I_{un} = d(I_{L_2} - I_{L_1}) \quad (5)$$

식 (3)와 (5)을 이용하여 $I_{L.cir}$ 과 I_{un} 과의 관계식을 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$I_{L.cir} = \frac{I_{un}}{2d} \quad (6)$$

출력 부하가 분리된 상태이므로 I_{L_o} 는 0이고 식 (2)를 통해서 평균 인덕터 전류 I_{L_1} , I_{L_2} 는 각각 $-I_{L.cir}$, $I_{L.cir}$ 이 된다는 것을 알 수 있다.

오직 밸런서로만 동작할 때, 제안된 전압 밸런서는 특정 시비율 값으로 동작되는 것이 바람직하다. 특정 시비율 값이 결정되는 원리는 다음과 같다. 암단락 방지 측면에서 모드 2 부분 즉, $i_{L.cir}$ 의 기울기가 0이 되는 부분이

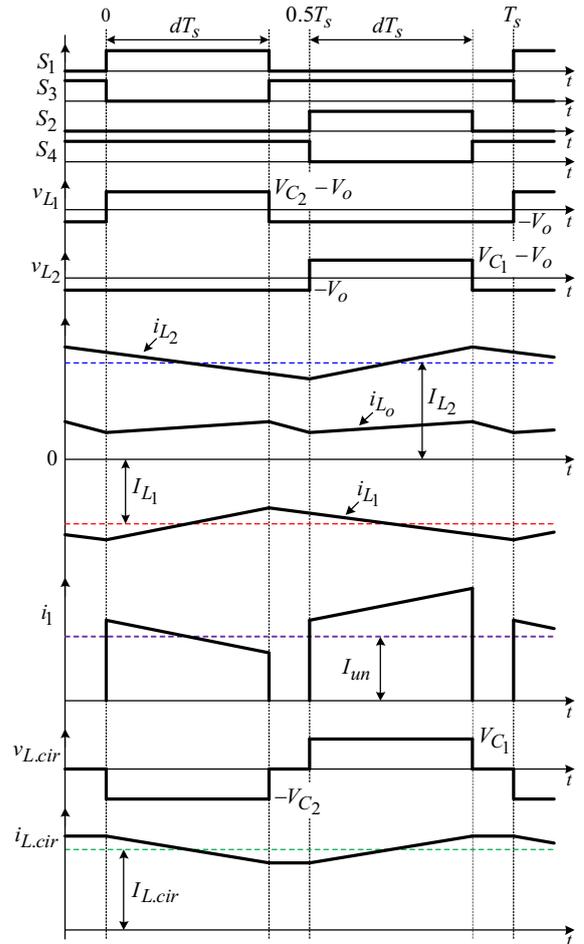


Fig. 6. Key steady-state waveforms of the proposed balancer with the output load connected.

필연적으로 존재해야 한다. 하지만 모드 2 구간이 증가하면 d 가 감소하므로 식 (6)에 의해 $I_{L.cir}$ 값이 증가하게 된다. 따라서 스위칭 소자의 도전 손실 절감 측면에서 시비율 값은 약간의 모드 2 구간을 갖게 하는 0.4 부근의 값을 갖는 것이 좋다.

2.2 출력 부하가 연결되어 있을 경우 제안된 전압 밸런서의 동작원리

그림 6은 R_1 이 상단 직류 모선에서 분리된 심각한 불평형 부하 조건에서 출력 부하가 연결되어 있을 경우 제안된 전압 밸런서의 정상상태 핵심 파형을 나타낸다. 앞서 해석과 마찬가지로 전압 평형 제어가 구현되고 있다고 가정한다. 그림 6의 i_{L_o} 파형을 통해서 SC 컨버터는 충전모드로 동작함을 알 수 있다. $I_{L.cir}$ 은 그림 4와 마찬가지로 전압 밸런서에 의해서 식 (6)의 값으로 제어된다. 모드 해석은 앞서 설명한 출력 부하가 분리된 상태와 동일하고 다만 출력 전류 i_o 의 존재로 인해 인덕터 전류의 평균치가 변하는 차이점이 있다. 식 (2), (6), $I_{L_o} = I_o$ 를 이용하여 평균 인덕터 전류를 다음과 같이 구할 수 있다.

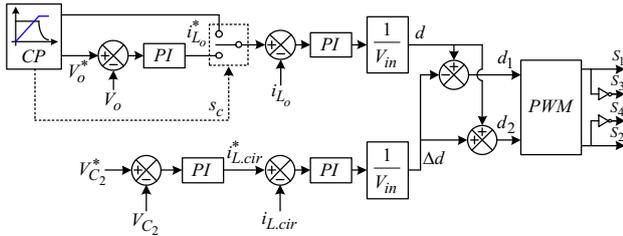


Fig. 7. System control block diagram for the proposed balancer.

$$I_{L_1} = \frac{I_o}{2} - \frac{I_{un}}{2d} \quad (7)$$

$$I_{L_2} = \frac{I_o}{2} + \frac{I_{un}}{2d} \quad (8)$$

2.3 제안된 전압 밸런서의 제어 방법

그림 7은 제안된 전압 밸런서의 제어 블록도를 나타낸다. 충전 모드 제어를 위해 본 제어 시스템은 그림 7의 왼쪽 상단부에 나와 있듯이 기존의 정전류/정전압 충전 방식을 사용한다^[7]. 실제 배터리 충전 과정을 기반으로 한 CP(Charging Profile)에서 전류지령 $i_{L_o}^*$, 전압지령 V_o^* , 정전류 모드와 정전압 모드를 결정해주는 신호인 s_c 가 생성된다. i_{L_o} 는 PI 제어기를 통해서 제어되고 PI 제어기를 거친 출력신호는 입력전압 V_{in} 으로 나누어져서 d 가 생성이 된다.

그림 7의 왼쪽 하단부는 전압 평형 제어를 위한 부분을 나타낸다. V_{in} 은 일정한 값으로 NPC에 의해서 제어되고 있다고 가정하였기 때문에, V_{C_2} 만 일정한 값으로 제어를 해준다. 제어기 구성은 V_{C_2} 전압제어기와 $i_{L_{cir}}$ 전류제어기가 직렬 연결된 2중 PI 루프 제어기로 구현된다. $i_{L_{cir}}$ 전류 제어루프의 출력신호를 입력전압 V_{in} 으로 나누면 최종적으로 Δd 가 생성된다. d 와 Δd 를 이용해서 그림 7과 같이 PWM에 직접 사용되는 수정된 시비율 d_1 , d_2 가 생성된다. d_1 은 S_1 의 시비율이고, d_2 는 S_2 의 시비율이다.

3. TL 컨버터 와 SC 컨버터의 불평형 전압 보상 범위 비교

앞서 서론에서 TL 컨버터는 출력 전력에 의해서 불평형 전압 보상 범위가 제한된다고 했는데 이에 대해 자세히 살펴본다. 그림 8은 TL 컨버터의 동작 모드 중 전압 평형 제어에 사용하는 두 가지 동작 모드를 나타낸다. S_1 과 S_3 가 턴 온 되면 평균 중성점 전류 I_{np} 는 양의 평균값을 가지게 되고, 상단 입력 커패시터가 방전된다. 반면, S_2 와 S_4 가 턴 온 되면 I_{np} 은 음의 평균값을 가지게 되고 결과적으로 하단 입력 커패시터가 방전된다.

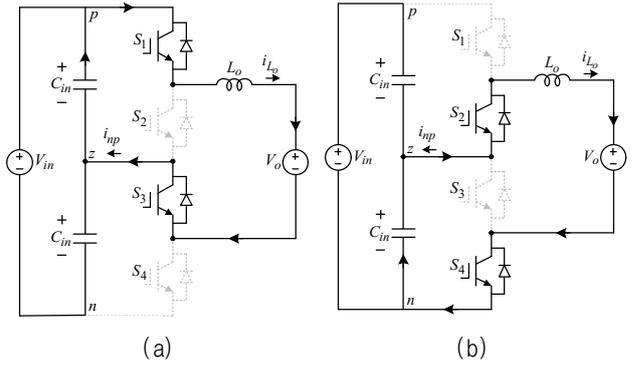


Fig. 8. Two equivalent operational modes of the TL dc-dc converter. (a) When S_1 and S_3 are turned on. (b) When S_2 and S_4 are turned on.

즉 위 두 모드는 전압 평형 제어에 서로 상반된 영향을 끼치고 두 모드의 시간을 적절히 제어해 주면 전압 평형 제어가 가능하다. 그러나 원리상 I_{np} 는 I_{L_o} 에 의해서 생성되므로 I_{np} 은 I_{L_o} 보다 클 수가 없다. 이러한 사실을 기반으로 TL 컨버터가 보상할 수 있는 상/하단 직류 모션간의 최대 불평형 전력 P_m 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_m = \begin{cases} P_o, & d \leq 0.5 \\ (1/d-1)P_o, & d > 0.5 \end{cases} \quad (9)$$

위 식으로부터, 전압 평형 제어는 양극성 직류 모션의 불평형 전력 P_{un} 이 TL 컨버터의 출력 전력 P_o 보다 작을 경우에만 가능하다. 또한 TL 컨버터가 동작하고 있지 않을 경우 불평형 전압을 보상하기 위한 전력을 전혀 발생 시킬 수 없으므로 추가적인 전압 밸런서가 필요하다. 요약하자면 TL 컨버터 기반 전압 평형 제어는 다음과 같은 단점을 지닌다.

- P_o 가 작을수록 불평형 전압 보상 범위가 줄어든다.
- $P_{un} > P_o$, $P_o = 0$ 일 경우, 전압 평형 제어는 불가능하다.

TL 컨버터와 SC 컨버터의 가장 큰 차이점은 i_{L_o} 의 존재 유무와는 별개로 순환전류 $i_{L_{cir}}$ 이 흐를 수 있도록 SC 컨버터의 인덕터가 배치되어 있다는 것이다. 즉, $i_{L_{cir}}$ 의 흐름으로 인해 SC 컨버터는 $P_o = 0$ 일 경우에도 전압 평형 제어가 가능하다. 게다가 SC 컨버터는 전압 밸런서의 기능을 갖고 있기 때문에 불평형 전력의 크기에 관계없이 전압 평형 제어를 위해 $i_{L_{cir}}$ 를 필요한 값으로 쉽게 가변할 수 있다. 따라서 SC 컨버터는 $P_{un} > P_o$ 인 경우에도 불평형 전압 보상이 가능하다. 결과적으로 제안된 전압 밸런서의 불평형 전압 보상 범위는 제한되지 않는다.

TABLE I
ELECTRICAL SPECIFICATION OF THE PROPOSED
BALANCER

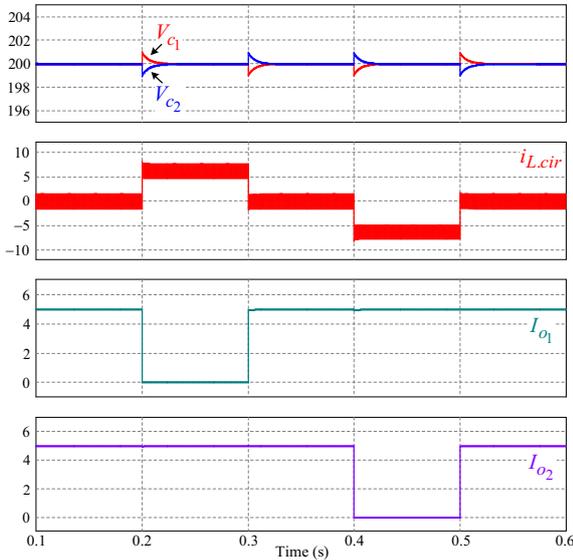
Parameter	Symbol	Value
Input voltage	V_{in}	400 V
Output voltage	V_o	50 ~ 70 V
Switching frequency	f_{sw}	20 kHz
Switches	$S_1 \sim S_4$	FGH40N60SMD
Resistances	R_1, R_2	40 Ω
Maximum unbalanced power	P_{un}	1 kW
Inductors	L_1, L_2	700 μH
Input capacitors	C_1, C_2	1.4 mF
Output capacitor	C_o	200 μF

4. 시뮬레이션 및 실험결과

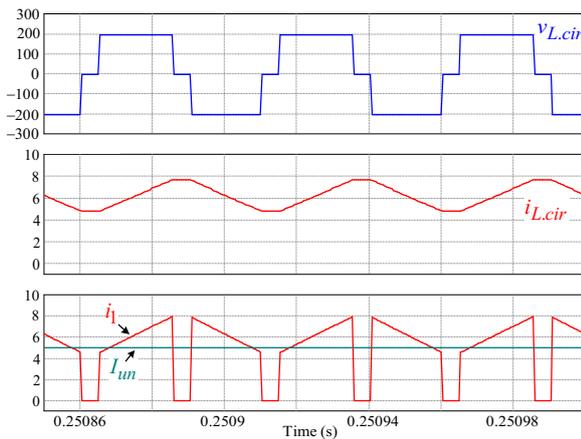
제안된 전압 밸런서의 성능 검증을 위해 PSIM 소프트웨어를 이용해서 시뮬레이션을 진행하였고, 불평형 전력 1-kW까지 보상 가능한 시제품을 제작하여 실험을 진행하였다. 표 1은 시뮬레이션과 실험에서 사용되는 제안된 전압 밸런서의 사양을 나타낸다. 실험의 간략화를 위해 출력 부하로는 순수 저항부하가 사용되었다. 입력 전압 V_{in} 은 400 V로 일정하게 제어되고 있다고 가정한다. 심각한 불평형 부하 조건을 주기 위해 의도적으로 저항 R_1, R_2 중에 하나를 번갈아 가면서 직류 모션으로부터 분리시켰다.

우선 전압 밸런서로만의 동작을 확인하기 위해서 출력 부하를 분리하고 $d=0.4$ 인 조건에서 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 결과는 그림 9에 나타내었다. 그림 9(a)에서 $t=0.2s$ 전에는 평형부하 상태이다. 이때, 불평형 전류가 흐르지 않기 때문에 $I_{L.cir}$ 은 0이다. $t=0.2s$ 가 되었을 때, R_1 이 상단 직류 모션으로부터 분리된다. 이 때, 전압 평형 제어를 통해 $I_{L.cir}$ 는 증가하고 과도 상태가 지난 후, 식 (6)에 의해 구해진 값을 유지하게 된다. $t=0.3s$ 에서 R_1 이 다시 상단 직류 모션에 재 연결되어 평형 부하 조건이 되므로 $I_{L.cir}$ 은 다시 0이 된다. $t=0.4s$ 일 때, R_2 가 하단 직류 모션으로부터 분리되고 $I_{L.cir}$ 은 식 (6)에 의해 구해진 값이 될 때까지 감소하게 된다. 마지막으로 $t=0.5s$ 이면 다시 평형 부하 상태가 된다. 시뮬레이션 전 구간 동안 제안된 전압 밸런서가 완벽하게 전압 평형 제어를 수행하고 있음을 확인할 수 있다. 주목해야 될 사실은 출력 전력이 0인 상황에서 제안된 전압 밸런서는 불평형 전압을 보상할 수 있다는 것이다. 그림 9(b)는 그림 9(a)의 $t=0.25s$ 부근 확대파형을 나타낸다. 그림 9(b)의 모든 파형들은 그림 4의 이론적 파형과 상당히 유사하다는 것을 확인할 수 있다.

그림 10은 충전 모드를 포함한 제안된 전압 밸런서의 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 출력 부하는 저항 부하를 사용하였으므로 편의상 정전압 모드로만 충전 제어를 수행하였다. 그림 10(a)는 그림 9(a)와 같은 심각한 불평형 부하 모의 상황을 주었을 때의 시뮬레이션 결과이다. 심각한 불평형 상황에서도 양극성 전압이 균등하다는 것을 확인할 수 있고, 출력 전압 V_o 제어 또한 잘 수행됨을 확인 가능하다. 또한 $i_{L.cir}$ 이 불평형 전류를 보상하기 위해 조정되고 있음을 알 수 있다. 그림 10(b)는 그림 10(a)의 $t=0.06s$ 부근 확대파형을 나타낸다. 이 시점은 R_1 이 상단 직류 모션으로부터 분리되어 있고 1-kW의 불평형 전력 P_{un} 이 발생되고 있는 상황이다. 그림 10(b)에서 I_L 는 약 3.3 A이고 이때 V_o 는 50 V이다. 따라서 출력 전력 P_o 는 약 165 W이다. 위 사실로부터 제안된 전압 밸런서는 $P_o < P_{un}$ 인 상황에서도 불평형



(a)



(b)

Fig. 9. Simulation results of the proposed balancer without the output load connected ($d=0.4$). (a) Dynamic performance of the system. (b) Steady-state waveforms of $v_{L.cir}$, $i_{L.cir}$, i_1 , and I_{un} .

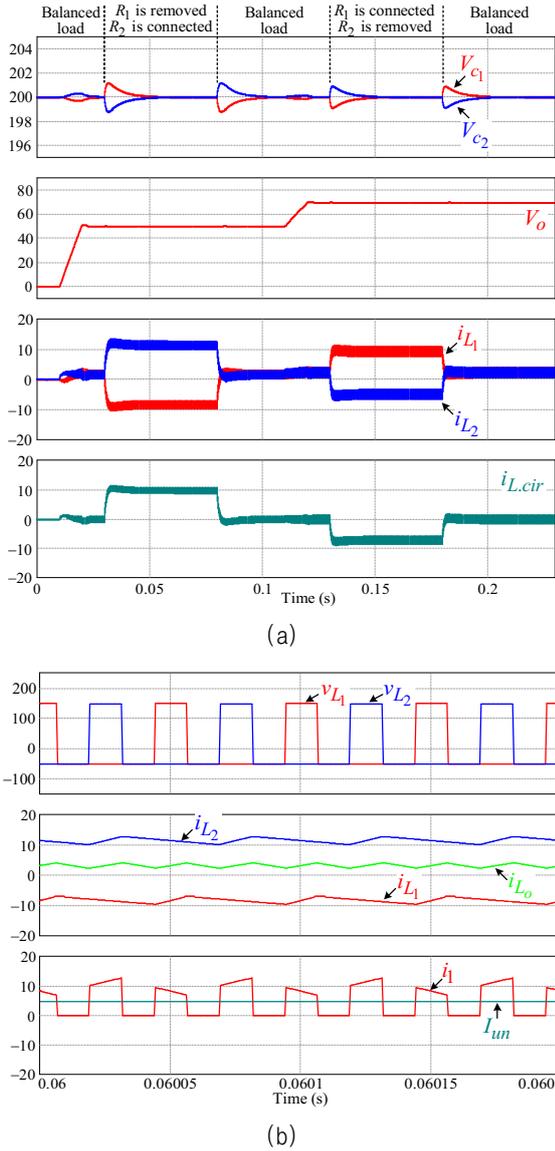


Fig. 10. Simulation results of the proposed balancer with the output load connected. (a) Dynamic performance of the system. (b) Steady-state waveforms of voltage and current of inductors, i_{L_o} , i_1 , and I_{un} .

전압 보상이 가능하다는 것을 확인할 수 있다. 즉, 제안된 전압 밸런서는 기존 TL 컨버터를 기반으로 한 전압 평형 제어 방식에 비해 현저히 넓은 전압 보상 범위를 갖는다는 것이 증명되었다.

그림 11은 제안된 전압 밸런서의 실험 결과를 나타낸다. 시뮬레이션에서 사용된 심각한 불평형 부하를 주는 모의 상황이 본 실험에 똑같이 적용되었다. 그림 11(a)는 출력 부하가 분리 되었을 때의 파형을 나타낸다. 심각한 불평형 상황에서 d_2 가 약간씩 변하면서 V_{C1} 를 일정한 값으로 유지함을 확인할 수 있다. 그림 11(b)는 출력 부하가 연결되었을 때의 파형을 나타낸다. 불평형 부하 모의 상황(VBC test)을 제외한 부분은 모두 평형 부하 상태이다. 그림 10의 시뮬레이션과 마찬가지로 정전압

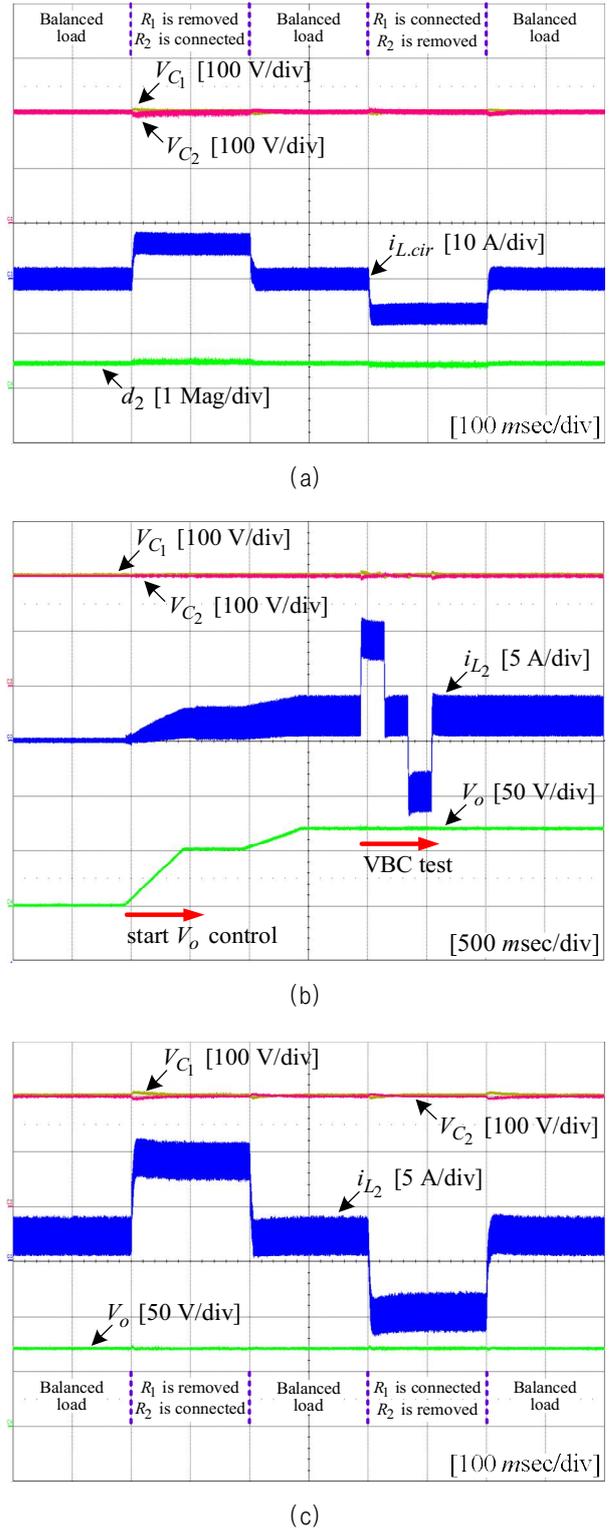


Fig. 11. Experimental results of the proposed balancer. (a) Dynamic performance without the output load connected. (b) Dynamic performance with the output load connected. (c) Expanded waveforms of (b).

충전 모드로만 동작하고 있다. 그림 11(c)는 불평형 부하 모의 상황 부분을 확대한 파형이다. 모든 실험파형이 시뮬레이션 파형과 유사함을 확인할 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 양방향 DC-DC 컨버터 기능을 갖는 새로운 전압 밸런서를 제안했다. 제안된 전압 밸런서는 기존 TL 컨버터를 사용한 전압 평형 제어 방식에 비해 다음과 같은 특별한 장점을 가지고 있다.

1. 제안된 전압 밸런서의 구성요소인 SC 컨버터는 이 중 강압 및 승압이 가능하며 스위칭 소자의 전류 정격이 더 낮고 결과적으로 높은 효율을 갖는다^[8].
2. 제안된 전압 밸런서는 기존 전압 밸런서와는 달리 양방향 DC-DC 컨버터의 기능과 전압 밸런서의 기능을 동시에 수행할 수 있다.
3. 제안된 전압 밸런서는 출력 전력이 존재하지 않거나 출력 전력이 불평형 전력보다 작다 하더라도 심각한 불평형 부하 조건에서 전압 평형 제어를 완벽히 수행할 수 있다.

정상 상태 특성에 대해 자세히 분석하였고 TL 컨버터와 SC 컨버터의 불평형 전압 보상 범위를 비교분석하였다. 최대 불평형 전력 1-kW까지 보상 가능한 시제품을 제작하여 제안된 시스템의 특성을 검증하였다. 향후 여러 대의 제안된 밸런서가 급속 충전기로 사용될 경우 각 밸런서가 불평형 전력을 균등하게 나누어 보상하는 제어 방법에 대해 연구할 예정이다.

이 논문은 2016년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (NRF-2016R1D1A1B03934577)

References

- [1] F. Wang, Z. Lei, X. Xu, and X. Shu, "Topology deduction and analysis of voltage balancers for DC microgrid," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, Vol. 5, No. 2, pp. 672-680, Jun. 2017.
- [2] E. R. Diaz, F. Chen, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, R. Burgos, and D. Boroyevich, "Voltage-level selection of future two-level LVdc distribution grids: A compromise between grid compatibility, safety, and efficiency," *IEEE Electrific. Mag.*, Vol. 4, No. 2, pp. 20-28, Jun. 2016.
- [3] Y. Li, A. J. Ferre, and J. M. R. Bernuz, "A three-phase active rectifier topology for bipolar DC distribution," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 33, No. 2, pp. 1063-1074, Feb. 2018.
- [4] Y. Gu, W. Li, and X. He, "Analysis and control of bipolar LVDC grid with DC symmetrical component method," *IEEE Trans. Power Syst.*, Vol. 31, No. 1, pp. 685-694, Jan. 2016.
- [5] X. Zhang, C. Gong, and Z. Yao, "Three-level DC converter for balancing DC 800-V voltage," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 7, pp. 3499-3507, Jul. 2015.
- [6] X. Zhang and C. Gong, "Dual-buck half-bridge voltage balancer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 60, No. 8, pp. 3157-3164, Aug. 2013.
- [7] L. Tan, B. Wu, V. Yaramasu, S. Rivera, and X. Guo, "Effective voltage balance control for bipolar-dc-bus-fed EV charging station with three level DC-DC fast charger," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 63, No. 7, pp. 4031-4041, Jul. 2016.
- [8] K. Kim, H. Cha, S. Park, and I. O. Lee, "A modified series-capacitor high conversion ratio DC-DC converter eliminating start-up voltage stress problem," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 33, No. 1, pp. 8-12, Jan. 2018.



남현택(南炫宅)

1974년 10월 16일생. 2000년 경북대 전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2016년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



김상훈(金相勳)

1988년 1월 27일생. 2013년 경북대 전기공학과 졸업. 2015년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2015년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



차헌녕(車憲寧)

1972년 10월 17일생. 1999년 경북대 전자공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2001년~2003년 (주)피에스텍 근무. 2009년 미국 Michigan State University 전기공학과 졸업(공학박사). 2010년~2011년 한국전기연구원 스마트그리드연구본부 선임연구원. 2016년~2017년 미국 Virginia Tech 방문교수. 2011년~현재 경북대 에너지공학부 부교수. 당 학회 국제이사.



김흥근(金興根)

1956년 4월 24일생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1990년~1991년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문교수. 2006년~2007년 미국 Michigan State University 방문교수. 경북대 IT대학 전기공학과 교수. 당 학회 명예회장.