리튬-이온 배터리 충방전 균등화를 위한 3-단자 양방향 모듈 회로

이귀준, 박남주, 왕웅비, 현동석
한양대학교

A Three-Port Bidirectional Modular Circuit for Li-Ion Battery Strings Charge/Discharge Equalization Applications

Kui-Jun Lee, Nam-Ju Park, Xiongfei Wang, Dong-Seok Hyun
Hanyang University

ABSTRACT

In this paper, a three-port bidirectional modular circuit applied in charging and discharging equalization for lithium-ion battery strings is proposed. This circuit consists of four MOSFETs and one transformer which provide a simple structure to be easily modularized. Compared to conventional individual cell equalization schemes, it utilizes the transformer as the energy transfer element, allowing direct transfer of energy between arbitrary two cells of three-cell battery module, thus improving the equalization efficiency significantly by using much less number of equalizers for long battery strings. Simulation results are presented to validate the circuit operation and confirm its capability to equalize the three-cell battery module.

1. 서 론

리튬-이온 배터리는 고 에너지 밀도와 낮은 자가 방전율을 갖고 일반적인 배터리보다 높은 동작 전압으로 인해 차세대 전기 에너지 저장장치로 주목받고 있다. 그러나 단위 셀 전압이 낮기 때문에, 하이브리드 자동차, 재생에너지 시스템 등의 고전압 응용에 있어서 배터리의 직렬연결이 필수적이다[1]. 이러한 직렬 구조에서는 반복적인 충전 시 셀마다 동일하지 않는 파라미터 오차가 셀 전압의 불균형을 야기한다. 그러므로 각각의 셀을 동일한 전압 레벨로 유지하는 추가적인 균등화 기법이 중요하다[2]. 이를 위해 단순한 구조와 확장성을 갖고 부피를 최소화하는 많은 셀 균등화 기법들이 제안되어졌다[3-5]. 그 중, voltage controlled current shunt 기법은 단순한 구조와 저 가격의 장점을 갖지만 에너지 손실이 고 충전 전류 부근에서 크다는 단점을 갖는다[4]. 양방향 컨버터에서는 모듈 구조와 양방향 에너지 전달 능력을 갖는 무손실 셀 균등화 기법들이 제안되었다[4-5]. 그러나 직렬 연결된 배터리 구조에서 과충전된 에너지는 여러 중간단계를 거쳐 방전되며, 이는 단일 균등화 회로가 고효율이라도 전체적인 시스템의 효율을 감소시킨다.

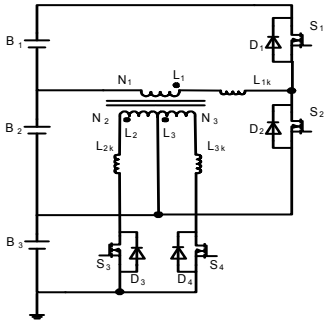

그림 1 제안된 3-단자 양방향 회로
Fig. 1 Proposed three-port bidirectional circuit

본 논문에서는 직렬 연결된 리튬-이온 배터리 전압의 균등화를 위한 3-단자 양방향 모듈 회로가 제안된다. 제안된 회로는 네 개의 MOSFET 과 하나의 변압기를 가지며 쉽게 모듈화 할 수 있는 단순한 구조를 갖는다. 또한 세 개의 셀을 갖는 배터리 스택에서 임의의 두 셀 사이의 직접적인 에너지 전달을 허용한다. 배터리의 셀을 N 개로 확장시키게 되면, 기존의 N-1 개보다 작은 (N-1)/2 의 제안된 균등화 회로가 요구되기 때문에, 모듈 회로의 수가 반으로 줄며 시스템의 효율이 크게 향상된다.

2. 제안된 3-단자 양방향 회로

A. 회로 구성

그림 1은 제안된 3-단자 양방향 회로를 보여준다. D_1~D_4 는 MOSFET 스위치 S_1~S_4 의 역병렬 다이오드이고, L_{1k}~L_{3k} 는 변압기의 누설 인덕터이다. 일반적인 셀 균등화 기법들과 마찬가지로, 셀 전압 차이와 제어되는 스위치는 전류 경로를 결정한다.

B. 동작 원리

표 1의 조건하에서 그림 2는 등가회로를 보여주며, 그림 3은 전형적인 전류 파형을 보여준다. 그리고 동작모드는 다음과 같다.

(a) t_0~t_1

표 1 셀 전압 차이에 따른 동작 모드

Table 1 Operational modes of possible cell voltage difference

Operating Switch	Voltage Difference	Operational Mode
S_1 V_{B1}(Highest)	$V_{B1}-V_{B3} \geq V_{S1}+V_{D4}$	Inductor-less forward $B_1 \rightarrow B_3$
	$V_{B1}-V_{B3} < V_{S1}+V_{D4}$	Flyback $B_1 \rightarrow B_3$
		Buck-boost $B_1 \rightarrow B_2$
S_2 V_{B2}(Highest)	$V_{B2}-V_{B3} \geq V_{S2}+V_{D3}$	Inductor-less forward $B_2 \rightarrow B_3$
	$V_{B2}-V_{B3} < V_{S2}+V_{D3}$	Flyback $B_2 \rightarrow B_3$
		Buck-boost $B_2 \rightarrow B_1$
S_3 ($V_{B3} \geq V_{B2} > V_{B1}$)	$V_{B3}-V_{B2} \geq V_{S3}+V_{D2}$	Inductor-less forward $B_3 \rightarrow B_2$
	$V_{B3}-V_{B2} < V_{S3}+V_{D2}$	Flyback $B_3 \rightarrow B_1$
S_1 ($V_{B3} \geq V_{B1} \geq V_{B2}$)	$V_{B3}-V_{B1} \geq V_{S4}+V_{D1}$	Inductor-less forward $B_3 \rightarrow B_1$
	$V_{B3}-V_{B1} < V_{S4}+V_{D1}$	Flyback $B_3 \rightarrow B_2$

스위치 S_1 과 스위치 S_4 의 역병렬 다이오드 D_4 가 턴 온 되며, 그림 2(a)에서 볼 수 있듯이 에너지는 누설 인덕터 L_{3k} 를 통해 B_1 에서 B_3 로 전달된다. B_3 를 충전하는 최대 전류는 다음과 같이 주어진다.

$$I_{L3k}(t_1)=\frac{(V_{B1}-V_{B3})-(V_{S1on}+V_{D4on})}{L_{3k}}(t_1-t_0) \quad (1)$$

$$t_1-t_0=D/f_s \quad (2)$$

식 (1)과 (2)에 의해 균등화하기 위한 최대 전류 $I_{L3k}(t_1)$, 스위칭 듀티비 D, 스위칭 주파수 f_s 가 누설 인덕터의 값을 결정한다.

(b) $t_1 \sim t_2$

스위치 S_1 은 턴 오프 되며, 변압기의 일차측 누설 인덕터 L_{1k} 에 저장된 에너지를 B_2 로 전달하기 위해 스위치 S_2 의 역병렬 다이오드 D_2 가 도통된다. 이때, D_4 는 L_{3k} 에 저장된 에너지를 B_3 로 전달하기 위해 그림 2(b)에서처럼 계속 턴 온 상태이다.

$$i_{L1k}=i_{L1M}+i_{D4} \quad (3)$$

(c)

t_2 시점에서 전류 i_{D4} 는 처음으로 0으로 감소하며, D_4 는 역전압이 인가된다. B_2 와 B_3 의 전압 차이에 따라, 자화전류가 다음의 세 가지 경우로 흐르게 된다.

(c-1.1) $t_2 \sim t_3$

$V_{B2} > V_{B3}$ 인 경우, D_3 가 도통하며, 자화 인덕터 L_{1M} 에 저장된 에너지는 B_3 에 의해 초기화 되고, D_3 에 흐르는 전류는 식 (4)의 기울기로 감소한다.

$$\frac{di_{D3}}{dt}=\frac{V_{B3}-V_{D3}}{L_{1M}} \quad (4)$$

이때, 누설 인덕터 L_{1k} 에 흐르는 전류는 식 (5)의 기울기로 감소한다.

$$\frac{di_{L1k}}{dt}=\frac{V_{B2}-V_{B3}}{L_{1k}} \quad (5)$$

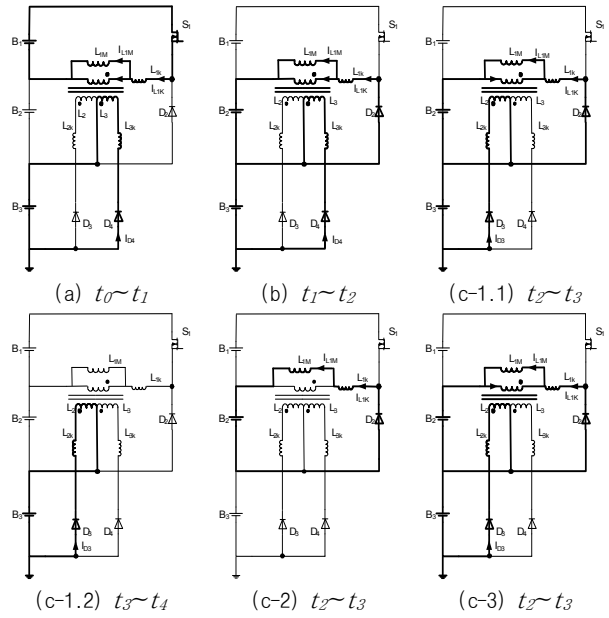

그림 2 Inductor-less forward 모드의 등가회로

Fig. 2 Equivalent circuit for inductor-less forward mode

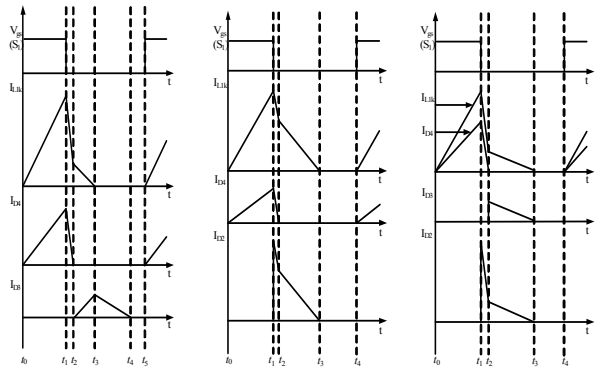

그림 3 Inductor-less forward 모드의 전형적인 전류 파형

Fig. 3 Typical current waveform of inductor-less forward mode

$$i_{L1k}=i_{L1M}-i_{D3} \quad (6)$$

t_3 시점에서 전류 i_{L1k} 는 0이 되며, i_{D3} 는 최대로 증가한다. 그림 2(c-1.1) 은 등가회로를 보여준다.

(c-1.2) $t_3 \sim t_4$

전류 i_{D3} 는 식 (7)의 기울기를 가지며 0으로 감소한다.

$$\frac{di_{D3}}{dt}=\frac{V_{B3}-V_{D3}}{L_2+L_{2k}} \quad (7)$$

등가회로는 그림 2(c-1.2)에서 볼 수 있고, 전류 파형은 그림 3(a)에서 보여진다.

(c-2) $t_2 \sim t_3$

그림 2(c-2)는 $V_{B2} < V_{B3}$ 인 두 번째 경우를 보여준다. 자화 전류 i_{L1M} 은 D_2 를 통해 0이 되며, D_3 는 역전압이 인가되고, 에너지는 B_2 로 전달된다. 전형적인 전류 파형은 그림 3(b)에서 볼 수 있다.

$$\frac{di_{L1M}}{dt}=\frac{V_{B2}-V_{D2}}{L_1+L_{1k}} \quad (8)$$

표 2 시뮬레이션 조건
Table 2 Simulation Conditions

Components		Parameters
Battery Cell	Capacitor	5mF
	ESR	0.01Ω
Initial Battery Cell Voltage	V_{B1}	4.0V
	V_{B2}	3.4V(2.8V)
	V_{B3}	2.8V(3.4V)
Transformer	Turn Ratio	1:1:1
	Inductor	30uH
	Leakage inductor	600nH
f_s	Switching frequency	50kHz
D	Fixed duty ratio	0.4

(c-3) $t_2 \sim t_3$

그림 2(c-3)은 $V_{B2}=V_{B3}$ 인 세 번째 경우를 보여준다. 자화 전류 i_{L1M} 은 동시에 D_2, D_3 를 통해 0이 되며, 에너지는 B_2 와 B_3 로 전달된다. 전형적인 전류 파형은 그림 3(c)에서 볼 수 있다.

Flyback 모드나 buck-boost 모드에서는 S_1 이 턴 온 되며, 에너지는 자화 인덕터에 저장된다. S_1 이 턴 오프 되면, 에너지는 B_3 나 B_2 로 전달될 것이며, B_2 와 B_3 의 전압 차이에 따라서 균등화 회로는 buck-boost 나 flyback 모드로 동작할 것이다. 이 두 가지 모드의 동작 원리는 앞선 inductor-less forward 모드의 3가지 경우들과 유사하다.

3. 시뮬레이션 결과

제안된 회로의 타당성을 검증하기 위해 표 2의 조건하에서 시뮬레이션을 수행하였다. 배터리 시뮬레이션 모델은 내부등가저항(ESR)을 포함한 직렬로 연결된 커패시터로 구현하였다. 3가지 동작 가능한 시뮬레이션 결과를 관찰하기 위해 가장 높은 전압차를 1.2V로 하였다.

그림 4는 inductor-less forward 모드에 대한 전류 파형을 보여주고 있다. 그림 4에서 보는바와 같이 그림 3의 이론적인 파형과 잘 일치함을 알 수 있다. 그림 5는 각 전압조건에 따른 전압 균등화를 보여준다. 그림에서 보듯이 전압조건들이 다른 경우에 대하여 제안된 균등화 회로에 의해서 각각의 전압들이 동일한 전압들로 수렴함을 보여준다.

5. 결 론

본 연구에서는 3-단자 양방향 모듈 회로를 제안하였다. 일반적으로 각 셀 전압들의 차가 매우 작기 때문에 반도체소자의 순방향 전압강하를 고려하여 이론적 해석을 하였다. 제안된 방식의 장점은 간단한 회로 구조를 가지고 있을 뿐만 아니라 우수한 균등화 능력, 크기의 제한을 갖는 응용에 용이하다는 장점을 가진다. 제안된 방식의 타당성은 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

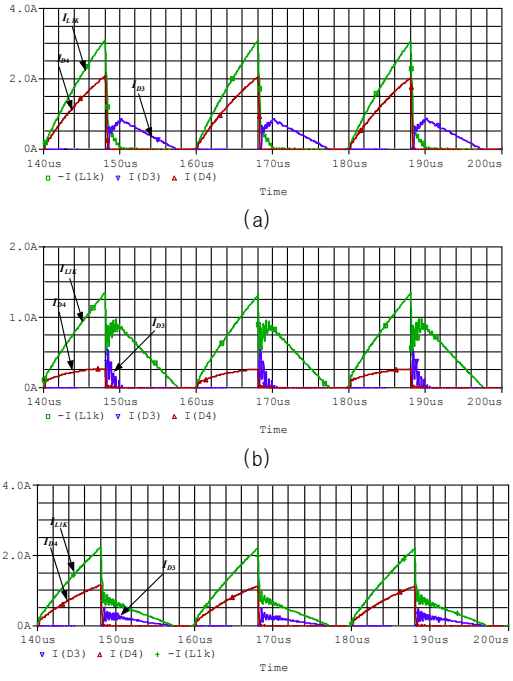

그림 4 Inductor-less forward 모드의 전류 파형
Fig. 4 Current waveforms of the inductor-less forward mode

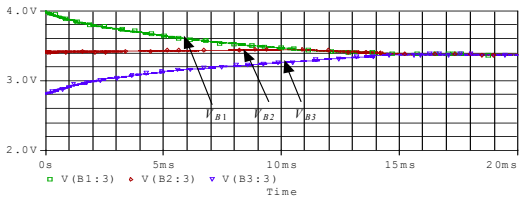

그림 5 $V_{B1}>V_{B2}>V_{B3}$ 경우의 균등화 결과
Fig. 5 Equalization result of the condition that $V_{B1}>V_{B2}>V_{B3}$

참 고 문 헌

[1] A. Affanni, A. Bellini, G. Franceschini, P. Guglielmi, and C. Tassoni, "Battery Choice and Management for New-Generation Electric Vehicles", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 52, no.5, pp.1343-1349, October 2005.

[2] N. H. Kutkut, H. L. N. Wiegman, D. M. Divan and D. W. Novotny, "Design Considerations for Charge Equalization of an Electric Vehicle Battery System," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 35, pp. 28-35, February 1999.

[3] Z. G. Kong, C. B. Zhu, R. G. Lu, and S. K. Cheng, "Comparison and Evaluation of Charge Equalization Technique for Series Connected Batteries", in Proc. IEEE PESC'06, pp.1-6, Korea, June 2006.

[4] N. H. Kutkut, "A modular non dissipative current diverter for EV battery charge equalization", in Proc. IEEE APEC'98, pp. 686-690, Anaheim, USA, February 1998.

[5] Y. S. Lee, C. Y. Duh, G. T. Cheng and S. C. Yang, "Battery Equalization Using Bi-directional Cuk Converters in DCVM Operation," in Proc. IEEE PESC'05, pp.765-771, June 2005.