(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2022-0099020
(43) 공개일자 2022년07월12일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H02J 7/00 (2006.01) *H01M 10/42* (2014.01)
H02M 3/335 (2006.01)
(52) CPC특허분류
H02J 7/0016 (2013.01)
H02M 3/33584 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2021-0001035
(22) 출원일자 2021년01월05일
심사청구일자 2021년01월05일

(71) 출원인
울산대학교 산학협력단
울산광역시 남구 대학로 93(무거동)
(72) 발명자
최성진
울산광역시 남구 동산로69번길 13, 101동 802호 (신정동, 문수로2차아이파크)
라 프엉 하
울산광역시 남구 대학로37번길 16, 101호 (무거동)
(74) 대리인
김종선, 이형석

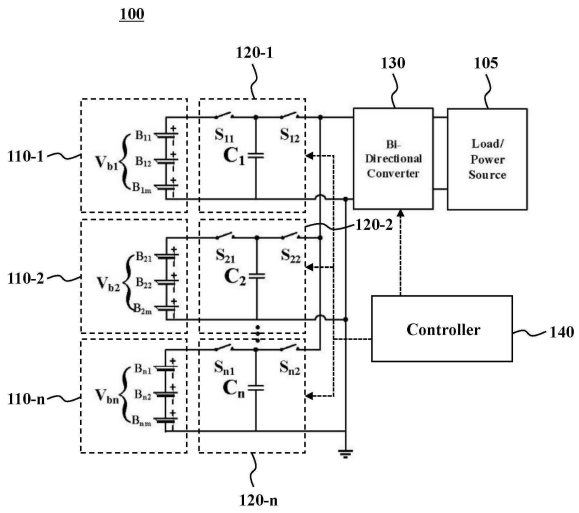
전체 청구항 수 : 총 8 항

(54) 발명의 명칭 **배터리 밸런싱 시스템**

(57) 요 약

배터리 모듈의 병렬 구성에서 배터리간 불균일 현상(inconsistency)을 해소하기 위한 배터리 밸런싱 시스템이 제공된다. 본 발명의 일 실시예에 따른 배터리 밸런싱 시스템은, 복수의 배터리 셀을 구비하는 제1 내지 제n 배터리 모듈; 상기 제1 내지 제n 배터리 모듈의 각각에 직렬 연결되는 하나의 스위치와, 상기 직렬 연결된 스위치에 병렬 연결되는 하나의 커패시터 및 다른 하나의 스위치를 구비하는 제1 내지 제n 스위칭 모듈; 상기 제1 내지 제n 배터리 모듈 및 상기 제1 내지 제n 스위칭 모듈에 병렬 연결되는 양방향 컨버터; 및 상기 제1 내지 제n 스위칭 모듈 각각에 구비되는 한 쌍의 스위치를 제어하기 위한 제어 신호를 생성하는 컨트롤러를 포함한다.

대 표 도 - 도2



(52) CPC특허분류
H01M 2010/4271 (2013.01)
H02J 2207/20 (2020.01)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업
과제고유번호 1711107753
과제번호 2020R1A2C2009303
부처명 과학기술정보통신부
과제관리(전문)기관명 한국연구재단
연구사업명 이공분야기초연구사업
연구과제명 불균일한 특성의 재사용 배터리로 구성된 에너지저장장치를 위한 공생형 배터리관리 시스템 요소기술 연구
기 여 율 1/1
과제수행기관명 울산대학교
연구기간 2020.03.01 ~ 2021.02.28

명 세 서

청구범위

청구항 1

복수의 배터리 셀을 구비하는 제1 내지 제n 배터리 모듈;

상기 제1 내지 제n 배터리 모듈의 각각에 직렬 연결되는 하나의 스위치와, 상기 직렬 연결된 스위치에 병렬 연결되는 하나의 커패시터 및 다른 하나의 스위치를 구비하는 제1 내지 제n 스위칭 모듈;

상기 제1 내지 제n 배터리 모듈 및 상기 제1 내지 제n 스위칭 모듈에 병렬 연결되는 양방향 컨버터; 및

상기 제1 내지 제n 스위칭 모듈 각각에 구비되는 한 쌍의 스위치를 제어하기 위한 제어 신호를 생성하는 컨트롤러를 포함하는, 배터리 밸런싱 시스템.

청구항 2

제 1항에 있어서,

상기 컨트롤러는,

한 쌍의 상보적인 PWM 신호를 생성하여 상기 제1 내지 제n 스위칭 모듈 각각에 구비되는 한 쌍의 스위치를 제어하는, 배터리 밸런싱 시스템.

청구항 3

제 2항에 있어서,

상기 컨트롤러는,

서로 다른 듀티 사이클 또는 스위칭 주파수를 사용하여 상기 한 쌍의 상보적인 PWM 신호를 생성하는, 배터리 밸런싱 시스템.

청구항 4

제 1항에 있어서,

상기 컨트롤러는,

상기 제1 내지 제n 배터리 모듈과 외부의 전원 또는 부하와 에너지 교환이 있는 비유휴(non-idle) 모드의 경우, 듀티 비 제어 또는 주파수 제어를 통해 등가 임피던스를 변조하는, 배터리 밸런싱 시스템.

청구항 5

제 4항에 있어서,

상기 컨트롤러는,

방전 시에 최저 전압 상태인 배터리 모듈에 대응되는 스위칭 모듈을 최소 스위칭 주파수로 동작시키며, 충전 시에 최고 전압 상태인 배터리 모듈에 대응되는 스위칭 모듈을 최소 스위칭 주파수로 동작시키는, 배터리 밸런싱 시스템.

청구항 6

제 1항에 있어서,

상기 컨트롤러는,

상기 제1 내지 제n 배터리 모듈과 외부의 전원 또는 부하와 에너지 교환이 없는 유휴(idle) 모드의 경우, 상기 제1 내지 제n 배터리 모듈 간 전압을 밸런싱하는, 배터리 밸런싱 시스템.

청구항 7

제 6항에 있어서,

상기 컨트롤러는,

상기 제1 내지 제n 스위칭 모듈 중에서, 최저 전압 상태인 배터리 모듈에 대응되는 스위칭 모듈 및 최고 전압 상태인 배터리 모듈에 대응되는 스위칭 모듈을 제어하여 동작시키는, 배터리 밸런싱 시스템.

청구항 8

제 7항에 있어서,

상기 컨트롤러는,

상기 제1 내지 제n 배터리 모듈의 전압이 소정 레벨에 도달할 때까지 최저 전압 상태인 배터리 모듈에 대응되는 스위칭 모듈 및 최고 전압 상태인 배터리 모듈에 대응되는 스위칭 모듈을 감지하고, 상기 감지된 한 쌍의 스위칭 모듈을 제어하여 동작시키는, 배터리 밸런싱 시스템.

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 배터리 밸런싱 시스템에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 일반적으로, 배터리 시스템은 신뢰성을 보장하고 용량을 확장하기 위해, 병렬 연결된 여러 개의 배터리 모듈로 구성될 수 있다. 즉, 복수 개의 배터리 모듈을 병렬로 연결함으로써, 충방전 전류를 증가시켜 에너지 용량을 증대할 수 있다.

[0003] 그러나, 배터리 모듈의 병렬 구성에서는 배터리간 불균일 현상(inconsistency)으로 인해 배터리 시스템의 가용 용량을 저감할 수 있으며, 분기 간에 전류가 불균일하게 분배되어 과충전 또는 과방전 문제가 발생할 수 있다.

[0004] 이러한 불균일 현상을 해결하기 위해, 종래 스위치 기반 시퀀싱(switch-based sequencing) 방법이나 동적 저항 균등화(dynamic resistance equalizer) 방법 등이 제안되고 있다.

[0005] 그러나, 종래의 방법으로 분기 전류를 조절할 수 있지만, 여전히 회로와 배터리 내부 모두에서 전력 손실을 증가시키는 문제가 있다.

선행기술문헌

특허문헌

[0006] (특허문헌 0001) 대한민국 공개특허 10-2019-0048972호 (2019.05.09. 공개)

(특허문헌 0002) 대한민국 공개특허 10-2020-0103534호 (2020.09.02. 공개)

(특허문헌 0003) 대한민국 등록특허 10-1165593호 (2012.07.09. 등록)

발명의 내용

해결하려는 과제

[0007] 본 발명은 상기 문제점을 해결하기 위한 것으로, 배터리 모듈을 균등화하여 불일치를 제거하고, 전력 손실을 방지할 수 있는 배터리 밸런싱 시스템을 제공한다.

[0008] 본 발명이 해결하고자 하는 과제들은 이상에서 언급한 과제들로 제한되지 않으며, 언급되지 않은 또 다른 과제들은 아래의 기재로부터 당업자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

과제의 해결 수단

[0009] 상기 과제를 달성하기 위한 본 발명의 일 실시예에 따른 배터리 밸런싱 시스템은, 복수의 배터리 셀을 구비하는 제1 내지 제n 배터리 모듈; 상기 제1 내지 제n 배터리 모듈의 각각에 직렬 연결되는 하나의 스위치와, 상기 직렬 연결된 스위치에 병렬 연결되는 하나의 커패시터 및 다른 하나의 스위치를 구비하는 제1 내지 제n 스위칭 모듈; 상기 제1 내지 제n 배터리 모듈 및 상기 제1 내지 제n 스위칭 모듈에 병렬 연결되는 양방향 컨버터; 및 상기 제1 내지 제n 스위칭 모듈 각각에 구비되는 한 쌍의 스위치를 제어하기 위한 제어 신호를 생성하는 컨트롤러를 포함한다.

[0010] 또한, 상기 컨트롤러는, 한 쌍의 상보적인 PWM 신호를 생성하여 상기 제1 내지 제n 스위칭 모듈 각각에 구비되는 한 쌍의 스위치를 제어할 수 있다.

[0011] 또한, 상기 컨트롤러는, 서로 다른 듀티 사이클 또는 스위칭 주파수를 사용하여 상기 한 쌍의 상보적인 PWM 신호를 생성할 수 있다.

[0012] 또한, 상기 컨트롤러는, 상기 제1 내지 제n 배터리 모듈과 외부의 전원 또는 부하와 에너지 교환이 있는 비유휴(non-idle) 모드의 경우, 듀티 비 제어 또는 주파수 제어를 통해 등가 임피던스를 변조할 수 있다.

[0013] 또한, 상기 컨트롤러는, 방전 시에 최저 전압 상태인 배터리 모듈에 대응되는 스위칭 모듈을 최소 스위칭 주파수로 동작시키며, 충전 시에 최고 전압 상태인 배터리 모듈에 대응되는 스위칭 모듈을 최소 스위칭 주파수로 동작시킬 수 있다.

[0014] 또한, 상기 컨트롤러는, 상기 제1 내지 제n 배터리 모듈과 외부의 전원 또는 부하와 에너지 교환이 없는 유휴(idle) 모드의 경우, 상기 제1 내지 제n 배터리 모듈 간 전압을 밸런싱할 수 있다.

[0015] 또한, 상기 컨트롤러는, 상기 제1 내지 제n 스위칭 모듈 중에서, 최저 전압 상태인 배터리 모듈에 대응되는 스위칭 모듈 및 최고 전압 상태인 배터리 모듈에 대응되는 스위칭 모듈을 제어하여 동작시킬 수 있다.

[0016] 그리고, 상기 컨트롤러는, 상기 제1 내지 제n 배터리 모듈의 전압이 소정 레벨에 도달할 때까지 최저 전압 상태인 배터리 모듈에 대응되는 스위칭 모듈 및 최고 전압 상태인 배터리 모듈에 대응되는 스위칭 모듈을 감지하고, 상기 감지된 한 쌍의 스위칭 모듈을 제어하여 동작시킬 수 있다.

[0017] 본 발명의 기타 구체적인 사항들은 상세한 설명 및 도면들에 포함되어 있다.

발명의 효과

[0018] 본 발명에 따르면, 배터리 모듈의 균등화 성능을 개선하고 배터리 용량을 최적화할 수 있다.

[0019] 또한, 배터리 밸런싱을 통해 전력 손실을 줄일 수 있고, 배터리 수명을 증대할 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0020] 도 1a는 복수 개의 배터리 셀을 병렬 연결한 회로를 나타내는 도면이며, 도 1b는 스위치 기반 시퀀싱(switch-based sequencing) 방법의 구성을 나타내는 도면이고, 도 1c는 동적 저항 균등화(dynamic resistance equalizer) 방법의 구성을 나타내는 도면이다.

도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 배터리 밸런싱 시스템의 구성을 나타내는 도면이다.

도 3a는 본 발명의 일 실시예에 따른 배터리 밸런싱 시스템의 스위칭 모듈의 등가 회로를 나타내는 도면이며, 도 3b는 상보적인 PWM 신호를 나타내는 도면이다.

도 4a 및 도 4b는 각각 상보적인 PWM 신호에 따른 스위칭 모듈의 S 영역 등가 회로를 나타내는 도면이다.

도 5는 듀티 비 및 스위칭 주파수에 따른 등가 임피던스를 도시한 그래프이다.

도 6a는 비유휴(non-idle) 모드에서 스위칭 모듈의 동작을 도시한 도면이며, 도 6b 및 도 6c는 각각 유휴(idle) 모드에서 스위칭 모듈의 동작을 도시한 도면이다.

도 7a는 유휴(idle) 모드에서 균등화 프로세스의 SOC 프로파일을 도시한 그래프이며, 도 7b는 전압 프로파일을 도시한 그래프이고, 도 7c는 분기 전류 프로파일을 도시한 그래프이다.

도 8a는 유휴(idle) 모드에서 동작 파형의 분기 전류를 도시한 그래프이며, 도 8b는 배터리 전압을 도시한 그래

프이고, 도 8c는 커패시터 전압을 도시한 그래프이다.

도 9a 내지 도 9c는 각각 순서대로 비유휴(non-idle) 모드에서, 종래의 스위치 기반 시퀀싱(switch-based sequencing) 방법, 종래의 동적 저항 균등화(dynamic resistance equalizer) 방법, 본 발명의 동적 커패시턴스 변조(dynamic capacitance modulation) 방법에 따른 충전(charging) 상태의 SOC 프로파일을 도시한 그래프이다.

도 10a 내지 도 10c는 각각 순서대로 비유휴(non-idle) 모드에서, 종래의 스위치 기반 시퀀싱(switch-based sequencing) 방법, 종래의 동적 저항 균등화(dynamic resistance equalizer) 방법, 본 발명의 동적 커패시턴스 변조(dynamic capacitance modulation) 방법에 따른 충전(charging) 상태의 분기 전류 프로파일을 도시한 그래프이다.

도 11a 내지 도 11c는 각각 순서대로 비유휴(non-idle) 모드에서, 종래의 스위치 기반 시퀀싱(switch-based sequencing) 방법, 종래의 동적 저항 균등화(dynamic resistance equalizer) 방법, 본 발명의 동적 커패시턴스 변조(dynamic capacitance modulation) 방법에 따른 방전(discharging) 상태의 SOC 프로파일을 도시한 그래프이다.

도 12a 내지 도 12c는 각각 순서대로 비유휴(non-idle) 모드에서, 종래의 스위치 기반 시퀀싱(switch-based sequencing) 방법, 종래의 동적 저항 균등화(dynamic resistance equalizer) 방법, 본 발명의 동적 커패시턴스 변조(dynamic capacitance modulation) 방법에 따른 방전(discharging) 상태의 분기 전류 프로파일을 도시한 그래프이다.

도 13a 및 도 13b는 각각 비유휴(non-idle) 모드에서, 본 발명의 동적 커패시턴스 변조(dynamic capacitance modulation)에 따른 충전(charging) 상태의 분기 전류 동작 파형 및 전압 동작 파형을 도시한 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0021] 이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예를 상세히 설명한다. 본 발명의 이점 및 특징, 그리고 그것들을 달성하는 방법은 첨부되는 도면과 함께 상세하게 후술되어 있는 실시예들을 참조하면 명확해질 것이다. 그러나 본 발명은 이하에서 개시되는 실시예들에 한정되는 것이 아니라 서로 다른 다양한 형태로 구현될 것이며, 단지 본 실시예들은 본 발명의 개시가 완전하도록 하며, 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 발명의 범주를 완전하게 알려주기 위해 제공되는 것이며, 본 발명은 청구항의 범주에 의해 정의될 뿐이다. 명세서 전체에 걸쳐 동일 참조 부호는 동일 구성 요소를 지칭한다.

[0022] 비록 제1, 제2 등이 다양한 소자, 구성요소 및/또는 섹션들을 서술하기 위해서 사용되나, 이들 소자, 구성요소 및/또는 섹션들은 이들 용어에 의해 제한되지 않음은 물론이다. 이들 용어들은 단지 하나의 소자, 구성요소 또는 섹션들을 다른 소자, 구성요소 또는 섹션들과 구별하기 위하여 사용하는 것이다. 따라서, 이하에서 언급되는 제1 소자, 제1 구성요소 또는 제1 섹션은 본 발명의 기술적 사상 내에서 제2 소자, 제2 구성요소 또는 제2 섹션일 수도 있음은 물론이다.

[0023] 본 명세서에서 사용된 용어는 실시예들을 설명하기 위한 것이며 본 발명을 제한하고자 하는 것은 아니다. 본 명세서에서, 단수형은 문구에서 특별히 언급하지 않는 한 복수형도 포함한다. 명세서에서 사용되는 "포함한다(comprises)" 및/또는 "이루어지다(made of)"는 언급된 구성요소, 단계, 동작 및/또는 소자는 하나 이상의 다른 구성요소, 단계, 동작 및/또는 소자의 존재 또는 추가를 배제하지 않는다.

[0024] 다른 정의가 없다면, 본 명세서에서 사용되는 모든 용어(기술 및 과학적 용어를 포함)는 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 공통적으로 이해될 수 있는 의미로 사용될 수 있을 것이다. 또 일반적으로 사용되는 사전에 정의되어 있는 용어들은 명백하게 특별히 정의되어 있지 않는 한 이상적으로 또는 과도하게 해석되지 않는다.

[0025] 이하, 본 발명에 대하여 첨부된 도면에 따라 보다 상세히 설명한다.

[0026] 먼저, 본 발명의 실시예를 설명하기에 앞서 다양한 형태의 병렬 연결 회로들을 설명한다.

[0027] 도 1a는 복수 개의 배터리 셀을 병렬 연결한 회로를 나타내는 도면이며, 도 1b는 스위치 기반 시퀀싱(switch-based sequencing) 방법의 구성을 나타내는 도면이고, 도 1c는 동적 저항 균등화(dynamic resistance equalizer) 방법의 구성을 나타내는 도면이다.

[0028] 도 1a를 참조하면, 배터리간 셀 불균일현상(cell inconsistency)을 방지하기 위해, 배터리는 일반적으로 조립

공정 전에 선택되어 유사한 특성을 가진 배터리 셀(B1, B2, B3, B4)만 직접 연결하여 조립할 수 있다. 그러나, 유사한 특성을 가진 배터리들만 고르기 위한 노동력이 필요하고, 배터리의 노화로 인한 추가 임피던스로 인해 밸런싱 성능을 보장할 수 없다.

[0029] 도 1b를 참조하면, n개의 병렬 연결 배터리 셀들을 포함하는 회로를 구성할 수 있다. 종래의 스위치 기반 시퀀싱을 이용한 시스템(10)은 n개의 배터리 셀(B1, B2, ... , Bn), 상기 n개의 배터리 셀(B1, B2, ... , Bn)에 각각 직렬 연결되는 n개의 스위치(S1, S2, ... , Sn), 외부 충전기(12), DC/DC 컨버터(14), BMS(16; Battery Management System)를 포함할 수 있다. 이때, 외부 충전기(12)의 일단에는 전압 소스(DC)가 연결되며, DC/DC 컨버터(14)의 일단에는 부하(Load)가 연결될 수 있다.

[0030] 여기에서, n개의 배터리 셀(B1, B2, ... , Bn)은 서로 병렬 연결되며, DC/DC 컨버터(14)는 상기 n개의 배터리 셀(B1, B2, ... , Bn)과 연결될 수 있다. n개의 배터리 셀(B1, B2, ... , Bn)의 전력은 DC/DC 컨버터(14)로 통합되어 전달되며, DC/DC 컨버터(14)에서 부하(Load)에 맞는 전압으로 변환된다. 즉, DC/DC 컨버터(14)는 V_bus 전압을 입력받아 변환시켜 부하에 공급한다.

[0031] 종래의 스위치 기반 시퀀싱을 이용한 시스템(10)은 SOC의 균형을 맞추기 위해 BMS(16)에서 스위치부(310)의 각 스위치(S1, S2, ... , Sn)를 제어함으로써 DC 버스에 배터리 셀(B1, B2, ... , Bn)을 교대로 연결 또는 분리시켜 연결된 셀의 개수를 조절한다. 이때, BMS(16)는 배터리 셀(B1, B2, ... , Bn)의 전압과 SOC 및 부하 전류를 측정하여 스위칭 순서를 결정한다. 충전 전류 또는 방전 전류가 셀 하나가 감당할 수 있는 전류보다 높으면 셀의 과충전 또는 과방전을 방지하기 위해 여러 배터리 셀이 동시에 직접 연결된다. 그러나, 이러한 경우에도 셀 불균일 현상은 여전히 존재하게 되고, DC 버스(bus) 전압이 불규칙적으로 변하면서 스위칭 순간에 펄스 형태의 배터리 전류가 각 셀로 흐르고, 분기 간에 불균등한 전류가 공유될 수 있다.

[0032] 도 1c를 참조하면, 3개의 병렬 연결 배터리 셀들을 포함하는 회로를 구성할 수 있다. 동적 저항 균등화를 이용한 시스템(20)은 3개의 배터리 셀(B1, B2, B3), 상기 3개의 배터리 셀(B1, B2, B3)에 각각 직렬 연결되는 한 쌍의 저항(R1, R2), 한 쌍의 저항 (R1, R2) 중에서 하나의 저항(R2)에 병렬 연결되는 스위치(S1, S2, S3), 양방향 컨버터(22), BMS(26)를 포함할 수 있다. 즉, 3개의 병렬 연결 배터리 셀(B1, B2, B3)의 각 저항(R2)에 각각 스위치(S1, S2, S3)가 병렬 연결될 수 있다. 이때, 양방향 컨버터(22)의 일단에는 전압 소스(DC) 또는 부하(Load) 중 하나가 연결될 수 있다.

[0033] BMS(26)는 스위치(S1, S2, S3)를 제어하여 배터리 셀(B1, B2, B3)의 전류 흐름을 제어할 수 있다. 또한, BMS(26)는 충전 모드에서, 양방향 컨버터(22)가 전압 소스(DC)에 연결되도록 제어하며, 방전 모드에서, 상기 양방향 컨버터(22)가 부하(Load)에 연결되도록 제어할 수 있다.

[0034] 구체적으로, BMS(26)는 각 배터리 셀(B1, B2, B3)의 충전 상태(state of charge; SOC)를 확인하여 각 스위치(S1, S2, S3)를 제어할 수 있다.

[0035] 여기에서, 3개의 배터리 셀이 병렬 연결된 예를 설명하였으나, 상기 3개의 배터리 셀에 한정되는 것은 아니며, 4개 이상의 배터리 셀이 병렬 연결된 경우에도 동일하게 적용될 수 있다.

[0036] 이러한 동적 저항 균등화를 이용한 시스템(20)은 SOC를 균등화하는 효과적인 방법을 제공한다. 그러나, 여전히 이러한 균등화 저항에서 전력 손실이 발생할 수 있으며, 회로와 배터리 내부 모두에서 전력 손실을 증대시킬 수 있다.

[0037] 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 배터리 밸런싱 시스템의 구성을 나타내는 도면이다.

[0038] 도 2를 참조하면, 본 발명의 일 실시예에 따른 배터리 밸런싱 시스템(100)은, 배터리 모듈(110), 스위칭 모듈(120), 양방향 컨버터(130), 컨트롤러(140)를 포함한다.

[0039] 배터리 모듈(110)은 복수의 배터리 셀을 구비할 수 있으며, 각 배터리 셀은 직렬 연결된다. 구체적으로 n(n은 임의의 자연수)개의 배터리 모듈(110)을 고려할 수 있다. 즉, 배터리 밸런싱 시스템(100)은 제1 내지 제n 배터리 모듈(110-1 내지 110-n)을 포함할 수 있다.

[0040] 각각의 배터리 모듈(110)은 직렬 연결된 복수의 배터리 셀을 구비할 수 있다. 예를 들어, 도 2에 도시한 바와 같이, 제1 배터리 모듈(110-1), 제2 배터리 모듈(110-2), ? , 제n 배터리 모듈(110-n)은 각각 m(m은 임의의 자연수)개의 배터리 셀을 구비할 수 있다.

[0041] 배터리 모듈(110) 간 불일치를 방지하기 위해, 제1 내지 제n 배터리 모듈(110-1, ? , 110-n)의 배터리 셀의 개

수는 동일할 수 있다. 도 2에서, 제1 배터리 모듈(110-1)은 B11, B12, ? , B1m 배터리 셀, 제2 배터리 모듈(110-2)은 B21, B22, ? , B2m 배터리 셀, 제n 배터리 모듈(110-n)은 Bn1, Bn2, ? , Bnm 배터리 셀을 각각 구비하고 있다. 그러므로, 도 2에서, 배터리 밸런싱 시스템(100)은 n x m 개의 배터리 셀을 구비한다.

[0042] 스위칭 모듈(120)은 배터리 모듈(110)에 대응하여 n개일 수 있다. 즉, 배터리 밸런싱 시스템(100)은 제1 내지 제n 스위칭 모듈(120-1 내지 120-n)을 포함할 수 있다.

[0043] 각 스위칭 모듈(120)은 각 배터리 모듈(110)에 일대일 연결된다. 또한, 각각의 스위칭 모듈(120)은 한 쌍의 스위치(S1, S2)와 커패시터(C)를 구비할 수 있다. 구체적으로, 하나의 스위치(S1)는 배터리 모듈(110)에 직렬 연결되며, 상기 직렬 연결된 스위치(S1)에 하나의 커패시터(C) 및 다른 하나의 스위치(S2)가 병렬 연결된다.

[0044] 예를 들어, 도 2에 도시한 바와 같이, 제1 배터리 모듈(110-1), 제2 배터리 모듈(110-2), ? , 제n 배터리 모듈(110-n)의 각각에 제1 스위칭 모듈(120-1), 제2 스위칭 모듈(120-2), ? , 제n 스위칭 모듈(120-n)이 일대일 대응되어 연결된다.

[0045] 보다 구체적으로, 제1 배터리 모듈(110-1)의 일단에 제1 스위칭 모듈(120-1)의 하나의 제1 스위치(S11)가 연결되며, 상기 제1 배터리 모듈(110-1)이 연결되지 않은 상기 제1 스위치(S11) 측에 제1 스위칭 모듈(120-1)의 커패시터(C1) 및 다른 하나의 제2 스위치(S12)가 각각 병렬 연결된다.

[0046] 그리고, 상기 제1 스위칭 모듈(120-1)의 제2 스위치(S12)는 양방향 컨버터(130)에 연결되며, 상기 제1 스위칭 모듈(120-1)의 커패시터(C1)는 상기 제1 배터리 모듈(110-1)의 타단 및 상기 제1 스위칭 모듈(120-1)의 제2 스위치(S12)가 연결되지 않은 양방향 컨버터(130) 측에 연결된다. 이러한 방식으로, 제2 내지 제n 스위칭 모듈(120-2, ? , 120-n)이 연결되며, 제1 내지 제n 스위칭 모듈(120-1, ? , 120-n)은 양방향 컨버터(130)에 병렬 연결된다.

[0047] 여기에서, 스위칭 모듈(120)의 한 쌍의 스위치(S1, S2) 및 커패시터(C)의 동작에 의해, 외부의 전원 소스 또는 부하(105)와 에너지 교환이 일어나거나 또는 제1 내지 제n 배터리 모듈(110-1 내지 110-n)의 충방전이 일어난다. 이에 대해서는 후술하여 구체적으로 살펴 보도록 한다.

[0048] 양방향 컨버터(130)는 제1 내지 제n 배터리 모듈(110-1 내지 110-n) 및 이에 대응되는 제1 내지 제n 스위칭 모듈(120-1 내지 120-n)에 병렬 연결된다. 즉, 하나의 배터리 모듈(110) 및 이에 대응되어 연결된 하나의 스위칭 모듈(120)은 양방향 컨버터(130)에 연결되며, 배터리 모듈(110) 및 스위칭 모듈(120)을 하나의 단위 모듈로 볼 경우에 전체 단위 모듈들은 양방향 컨버터(130)에 병렬 연결된다.

[0049] 양방향 컨버터(130)는 컨트롤러(140)의 제어 신호에 따라 충전 또는 방전의 밸런싱을 수행할 수 있으며, 스위치(S1, S2)의 온/오프 제어 등을 통해 전압을 변환하여 전달할 수 있다.

[0050] 컨트롤러(140)는 제어 신호를 생성하여 한 쌍의 스위치(S1, S2), 양방향 컨버터(130) 등을 제어한다. 예를 들어, 컨트롤러(140)는 한 쌍의 상보적인 PWM 신호를 생성하여 제1 내지 제n 스위칭 모듈(120-1 내지 120-n) 각각에 구비되는 한 쌍의 스위치들(S11, S12, ? , Sn1, Sn2)을 제어할 수 있다.

[0051] 보다 구체적으로, 컨트롤러(140)는 유휴(idle) 모드에서 배터리 모듈(110) 및 이에 연결된 스위칭 모듈(110, 120)의 각각의 전압 균형을 맞추고, 비유휴(non-idle) 모드에서 분기 전류를 효율적으로 조절할 수 있다. 이를 위해, 컨트롤러(140)는 가변 듀티 또는 가변 주파수를 가진 상보적인 PWM 신호 쌍에 의해 제어할 수 있다. 즉, 컨트롤러(140)는 서로 다른 듀티 사이클 또는 스위칭 주파수를 사용하여 한 쌍의 상보적인 PWM 신호를 생성하여 스위칭 모듈(120)을 제어할 수 있다. 도 2의 회로 구조를 통해, 유휴 모드에서 전압 밸런싱과 비유휴 모드에서 활성 전류 공유가 가능하다.

[0052] 이하에서는, 본 발명의 일 실시예에 따른 배터리 밸런싱 시스템(100)의 구체적인 동작에 대해 살펴 보도록 한다.

[0053] 도 3a는 본 발명의 일 실시예에 따른 배터리 밸런싱 시스템의 스위칭 모듈의 등가 회로를 나타내는 도면이며, 도 3b는 상보적인 PWM 신호를 나타내는 도면이다.

[0054] 도 3a를 참조하면, 스위칭 모듈(120)은 가변적인 임피던스 모사장치 (impedance emulator)의 기능을 한다. 배터리 모듈(110)이 전원 소스로 모델링될 때 Vbk 및 Rbk (k = 1, 2, … , n)는 커패시터 ESR(Equivalent Serial Resistance)과 스위치 저항의 총합을 나타낸다. 스위칭 모듈(120)은 2-단자망으로 볼 수 있고, 이때 도 3a의 두 노드(x, y) 간 전압 ΔVk 는 다음의 수학식 1과 같이 표현할 수 있다.

수학식 1

[0055] $$\Delta V_k = V_{bk} - V_{DC_link}$$

[0056] 도 3b를 참조하면, 스위칭 모듈(120)의 한 쌍의 스위치(S1, S2)는 두 개의 서로 다른 듀티 사이클 D1과 D2를 사용하는 한 쌍의 상보적인 PWM 신호에 의해 제어될 수 있다. 이때, 주기는 T(t0 ~ t4)이다.

[0057] 한 쌍의 스위치(S1, S2)의 각 동작은 Phase A(t0 ~ t1)와 Phase B(t2 ~ t3)로 나뉘며, Phase A 및 Phase B 단계 사이에 각각의 데드타임(Deadtime) 간격 (t0 ~ t1) 또는 (t3 ~ t4)가 삽입될 수 있다.

[0058] Phase A에서는 스위치 S1이 On 상태이고, 스위치 S2는 Off 상태이다. 반대로, Phase B에서는 스위치 S1이 Off 상태이고, 스위치 S2는 On 상태이다.

[0059] 도 4a 및 도 4b는 각각 상보적인 PWM 신호에 따른 스위칭 모듈의 S 영역 등가 회로를 나타내는 도면이다.

[0060] 도 4a를 참조하면, 시간 상수로 $\tau_1 = R_1 C$, $\tau_2 = R_2 C$ 를 고려할 경우, Phase A에서 스위치를 통과하는 전류는 다음의 수학식 2로 계산되며, 저항 R1의 에너지 손실은 다음의 수학식 3으로 표현할 수 있다.

수학식 2

[0061] $$i_1(t) = \frac{\Delta V_1}{R_1} e^{\frac{-t}{\tau_1}} = \frac{V_{bk} - v_c(t_0)}{R_1} e^{\frac{-t}{\tau_1}}$$

수학식 3

[0062] $$E_1 = \int_{t_0}^{t_1} i_1^2(t) R_1 dt = \int_0^{D_1 T} \left(\frac{\Delta V_1}{R_1}\right)^2 e^{\frac{-2t}{\tau_1}} R_1 dt$$
$$= \frac{(\Delta V_1)^2 C}{2}(1 - e^{\frac{-2D_1 T}{\tau_1}})$$

[0063] 여기에서, v_c 는 커패시터 전압, C 는 커패시턴스이다.

[0064] 한편, Phase A에서 커패시터로 들어오는 전하(Qin)와 커패시터의 전압 증가는 각각 다음의 수학식 4와 수학식 5로 주어진다.

수학식 4

$$Q_{in} = \int_{t_0}^{t_1} i_1(t)dt = \int_{0}^{D_1T} \frac{\Delta V_1}{R_1} e^{\frac{-t}{\tau_1}} dt$$

$$= \Delta V_1 \, C(1 - e^{\frac{-D_1T}{\tau_1}})$$

[0065]

수학식 5

$$v_c(t_1) - v_c(t_0) = \frac{Q_{in}}{C} = \Delta V_1 (1 - e^{\frac{-D_1T}{\tau_1}})$$

[0066]

[0067] 도 4b를 참조하면, Phase B (t2 ~ t3)에서 스위치 S1은 꺼지고, 스위치 S2가 켜져 있고, 커패시터의 에너지가 DC 링크로 방전된다. 스위치 S2를 통한 전류 흐름은 다음의 수학식 6에 의해 계산되며, 저항 R2의 에너지 손실은 다음의 수학식 7과 같이 표현할 수 있다.

수학식 6

$$i_2(t) = \frac{\Delta V_2}{R_2} e^{\frac{-t}{\tau_2}} = \frac{v_c(t_2) - V_{DC_link}}{R_2} e^{\frac{-t}{\tau_2}}$$

[0068]

수학식 7

$$E_2 = \int_{t_2}^{t_3} i_2^2(t) R_2 dt = \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}+D_2T} \left(\frac{\Delta V_2}{R_2}\right)^2 e^{\frac{-2t}{\tau_2}} R_2 dt$$

$$= \frac{(\Delta V_2)^2 C}{2} e^{\frac{-T}{\tau_2}} (1 - e^{\frac{-2D_2T}{\tau_2}})$$

[0069]

[0070] 한편, Phase B에서 커패시터에서 나가는 전하(Qout)와 커패시터의 전압 감소는 각각 다음의 수학식 8과 수학식 9로 주어진다.

수학식 8

$$Q_{out} = \int_{t_2}^{t_3} i_2(t)dt = \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}+D_2T} \frac{\Delta V_2}{R_2} e^{\frac{-t}{\tau_2}} dt$$
$$= \Delta V_2 C e^{\frac{-T}{2\tau_2}} (1 - e^{\frac{-D_2T}{\tau_2}})$$

[0071]

수학식 9

$$v_c(t_2) - v_c(t_3) = \frac{Q_{out}}{C} = \Delta V_2 e^{\frac{-T}{2\tau_2}} (1 - e^{\frac{-D_2T}{\tau_2}})$$

[0072]

[0073] 비교적 느리게 변하는 배터리 전압의 특성을 감안할 때 스위칭 모듈(120)이 정상상태에서 작동한다고 가정하면, 전하균형 법칙에 의해 들어오는 전하와 나가는 전하가 같은 것(Qin=Qout)으로 간주할 수 있다. 이는 데드타임 기간 (t1~t2) 및 (t3~t4) 동안에는, $v_c(t_1) = v_c(t_2)$ 및 $v_c(t_3) = v_c(t_4)$ 와 같이 커패시터 전압이 변경되지 않은 것으로 가정할 수 있음을 의미한다. 그러므로, 평균 커패시터 전류 I_{c_avg}는 다음의 수학식 10으로 표현할 수 있다.

수학식 10

$$I_{c_avg} = Q_{in} f_s = Q_{out} f_s$$
$$= \Delta V_1 C f_s (1 - e^{\frac{-D_1}{f_s \tau_1}})$$
$$= \Delta V_2 C f_s e^{\frac{-1}{2 f_s \tau_2}} (1 - e^{\frac{-D_2}{f_s \tau_2}})$$

[0074]

[0075] 여기에서, f_s 는 스위칭 주파수이며, $T = 1/f_s$ 이다.

[0076] 이에, 전압차 ΔV_1 및 ΔV_2는 각각 다음의 수학식 11 및 수학식 12와 같다.

수학식 11

$$\Delta V_1 = \frac{I_{c_avg}}{f_s C(1-e^{\frac{-D_1}{f_s \tau_1}})}$$

[0077]

수학식 12

$$\Delta V_2 = \frac{1}{e^{\frac{-1}{2f_s \tau_2}}} \frac{I_{c_avg}}{f_s C(1-e^{\frac{-D_2}{f_s \tau_2}})}$$

[0078]

[0079] 상기 수학식 11 및 수학식 12를 상기 수학식 3 및 수학식 7에 대입하면 Phase A 및 Phase B에서 등가 임피던스에서 발생하는 에너지 손실은 다음의 수학식 13 및 수학식 14가 된다.

수학식 13

$$E_1 = I_{c_avg}^2 \frac{1}{2f_s^2 C} \frac{1+e^{\frac{-D_1}{f_s \tau_1}}}{1-e^{\frac{-D_1}{f_s \tau_1}}}$$

[0080]

수학식 14

$$E_2 = I_{c_avg}^2 \frac{1}{2f_s^2 C} \frac{1+e^{\frac{-D_2}{f_s \tau_2}}}{1-e^{\frac{-D_2}{f_s \tau_2}}}$$

[0081]

[0082] 그리고, 회로의 총 전력 손실은 총 에너지 손실 (E_1+E_2)에 스위칭 주파수 f_s를 곱하여 계산할 수 있으며, 다음의 수학식 15와 같다.

수학식 15

$$P_{loss} = (E_1+E_2) f_s = I_{c_avg}^2 \frac{1}{f_s C} \left[\frac{exp(\frac{D_1}{f_s \tau_1}) exp(\frac{D_2}{f_s \tau_2}) - 1}{\left[exp(\frac{D_1}{f_s \tau_1}) - 1\right]\left[exp(\frac{D_2}{f_s \tau_2}) - 1\right]}\right]$$

[0083]

[0084] 한편, 도 3a의 x-y 단자에서 본 스위칭 모듈(120)의 등가 임피던스를 R_{eq}로 표시한다면, 스위칭 모듈(120)의 전력 손실은 다음의 수학식 16과 같이 표현할 수 있다.

수학식 16

[0085] $$P_{loss} = I_{c_avg}^2 R_{eq}$$

[0086] 상기 수학식 15와 상기 수학식 16의 결과가 동일해야 하므로, 등가 임피던스 R_{eq}는 다음의 수학식 17과 같다.

수학식 17

[0087] $$R_{eq} = \frac{1}{f_s C} \frac{\exp(\frac{D_1}{f_s \tau_1})\exp(\frac{D_2}{f_s \tau_2}) - 1}{\left[\exp(\frac{D_1}{f_s \tau_1}) - 1\right]\left[\exp(\frac{D_2}{f_s \tau_2}) - 1\right]}$$

[0088] 여기에서, D_1, D_2는 듀티 비, C는 커패시턴스, f_s는 스위칭 주파수이다.

[0089] 상기 수학식 17에서, $D_1 = D_2 = D$, $\tau_1 = \tau_2 = \tau$로 가정하면, 등가 임피던스 R_{eq}는 다음의 수학식 18과 같다.

수학식 18

[0090] $$R_{eq} = \frac{1}{f_s C} \frac{1 + \exp(\frac{-D}{f_s \tau})}{1 - \exp(\frac{-D}{f_s \tau})}$$

[0091] 상기 수학식 18에서, 등가 임피던스 R_{eq}는 스위칭 주파수 f_s와 역의 관계이다. 따라서 듀티 비 D 및 스위칭 주파수 f_s의 값에 따른 등가 임피던스 R_{eq}가 가변적으로 조절 가능함을 고려할 수 있다.

[0092] 도 5는 듀티 비 및 스위칭 주파수에 따른 등가 임피던스를 도시한 그래프이다.

[0093] 도 5를 참조하면, 특정 커패시턴스 C에서, 스위칭 주파수 f_s 및 듀티 비 D를 변경하여 등가 임피던스 R_{eq}를 조절할 수 있으며, 스위칭 주파수 f_s 및 듀티 비 D와 역의 관계가 있음을 확인할 수 있다.

[0094] 도 6a는 비유휴(non-idle) 모드에서 스위칭 모듈의 동작을 도시한 도면이며, 도 6b 및 도 6c는 각각 유휴(idle) 모드에서 스위칭 모듈의 동작을 도시한 도면이다.

[0095] 배터리 모듈(110)은 외부의 전원 소스/부하(105)와 에너지 교환이 있는 경우와 에너지 교환이 없는 경우로 나눌 수 있다. 이때, 제1 내지 제n 배터리 모듈(110-1 내지 110-n)과 외부의 전원 또는 부하(105)와 에너지 교환이 없는 경우, 유휴(idle) 모드로 하며, 제1 내지 제n 배터리 모듈(110-1 내지 110-n)과 외부의 전원 또는 부하(105)와 에너지 교환이 있는 경우, 비유휴(non-idle) 모드로 한다.

[0096] 도 6a를 참조하면, 비유휴(non-idle) 모드의 경우, 외부의 전원 또는 부하와 병렬 연결되는 제1 내지 제n 배터리 모듈(110-1 내지 110-n)의 구성에서, 제1 내지 제n 스위칭 모듈(120-1 내지 120-n)의 각각은 연결된 제1 내지 제n 배터리 모듈(110-1 내지 110-n)의 각각과 전류를 공유한다. 즉, 제1 내지 제n 배터리 모듈(110-1 내지 110-n)의 각각은 전류 공유 회로가 된다.

[0097] 서로 다른 스위칭 주파수 및 듀티 비로 각 스위칭 모듈(120)을 제어함으로써, 각 분기 전류(branch currents)가 조절된다. 스위칭 주파수 또는 듀티 비가 낮을수록, 분기 전류를 줄이기 위하여 더 높은 등가 임피던스가 요구된다.

[0098] 그러므로, 컨트롤러(140)는 제1 내지 제n 배터리 모듈(110-1 내지 110-n)과 외부의 전원 또는 부하(105)와 에너지 교환이 있는 비유휴(non-idle) 모드의 경우, 주파수 제어를 통해 등가 임피던스를 변조할 수 있다.

[0099] 보다 구체적으로, 컨트롤러(140)는 방전 시에 최저 전압 상태인 배터리 모듈에 대응되는 스위칭 모듈을 최소 스위칭 주파수로 동작시키며, 충전 시에 최고 전압 상태인 배터리 모듈에 대응되는 스위칭 모듈을 최소 스위칭 주파수로 동작시킬 수 있다.

[0100] 즉, 방전의 경우, 제1 내지 제n 배터리 모듈(110-1 내지 110-n)의 측정된 전압을 기준으로 최저 전압 상태인 배터리 모듈에 대응되어 연결되는 스위칭 모듈이 최소 스위칭 주파수로 작동된다. 또한, 충전의 경우, 제1 내지 제n 배터리 모듈(110-1 내지 110-n)의 측정된 전압을 기준으로 최고 전압 상태인 배터리 모듈에 대응되어 연결되는 스위칭 모듈이 최소 스위칭 주파수로 작동된다. 그리하여, 해당 분기의 등가 임피던스를 증가시킴으로써 분기 전류를 감소시킬 수 있다.

[0101] 최저 전압의 모듈 또는 최고 전압의 모듈은 측정 기간 동안 변화하므로, 제1 내지 제n 배터리 모듈(110-1 내지 110-n)의 SOC는 스위칭 주파수의 조절에 의해 점진적으로 균등화된다. 또한, 제1 내지 제n 배터리 모듈(110-1 내지 110-n)에서 비정상인 모듈이 있을 경우, 상기 비정상 배터리 모듈에 대응 및 연결되는 스위칭 모듈이 완전히 꺼져 비정상인 배터리 모듈을 격리할 수 있다.

[0102] 도 6b 및 도 6c를 참조하면, 제1 내지 제n 배터리 모듈(110-1 내지 110-n)과 외부의 전원 또는 부하(105)와 에너지 교환이 없는 유휴(idle) 모드의 경우, 고전압 모듈에서 저전압 모듈로 에너지를 전달하는 SOC 밸런싱 역할을 한다. 즉, 컨트롤러(140)는 제1 내지 제n 배터리 모듈(110-1 내지 110-n)과 외부의 전원 또는 부하(105)와 에너지 교환이 없는 유휴(idle) 모드의 경우, 제1 내지 제n 배터리 모듈(110-1 내지 110-n) 간 전압을 밸런싱한다.

[0103] 개방 회로 전압을 기준으로, 최저 전압 상태인 배터리 모듈 및 최고 전압 상태인 배터리 모듈이 감지되고, 상기 감지된 배터리 모듈에 연결된 스위칭 모듈만 한 쌍의 상보적인 PWM 신호에 의해 활성화된다. 즉, 도 6b 및 도 6c에 도시한 바와 같이, 컨트롤러(140)는 제1 내지 제n 스위칭 모듈(120-1 내지 120-n) 중에서, 최저 전압 상태인 배터리 모듈에 대응되는 스위칭 모듈 및 최고 전압 상태인 배터리 모듈에 대응되는 스위칭 모듈을 제어하여 동작시킨다.

[0104] 구체적으로, Phase A에서, 최고 전압의 배터리 모듈 및 최저 전압의 배터리 모듈에 대응되는 각 커패시터가 연결되어 충전이 이루어지고, Phase B에서, 충전이 이루어진 한 쌍의 커패시터가 연결되어 서로 간에 충방전이 이루어진다.

[0105] 여기에서, 신호가 인가되는 개별 스위치의 활성구간의 듀티 비(on duty) 는 50%에 가깝게 유지하는 것이 바람직하고, 스위칭 주파수는 등가 임피던스를 최소화하도록 적절하게 선택되어 밸런싱 속도를 높일 수 있다. 이때 스위치간 단락(shoot through)을 방지하기 위해 두개의 인접한 스위치 동작구간 사이에 스위치가 모두 꺼지는 최소한의 휴지구간인 데드타임(deadtime)을 설정하는 것이 바람직하다. 예를 들어, on duty 45%로 두고 deadtime duty는 5%로 설정할 수 있다.

[0106] 충방전을 통해, 한 쌍의 PWM 신호로 제어되어 활성화된 두 배터리 모듈 간에 전력이 바로 전달되므로, 모듈의 전압이 점차 균등화된다. 몇 번의 주기 후에, 또 다른 최고 전압 배터리 모듈 및 최저 전압 배터리 모듈이 감지되어 균등화가 이루어지고, 이러한 과정이 여러 번 반복되면, 모든 배터리 모듈의 전압이 궁극적으로 비슷해진

다.

[0107] 배터리 전압이 SOC 레벨과 밀접한 관련이 있으므로, 제1 내지 제n 배터리 모듈(110-1 내지 110-n)의 각 SOC가 특정 레벨에서 균형을 이루게 된다.

[0108] 그러므로, 컨트롤러(140)는 제1 내지 제n 배터리 모듈(110-1 내지 110-n)의 전압이 소정 레벨에 도달할 때까지 최저 전압 상태인 배터리 모듈에 대응되는 스위칭 모듈 및 최고 전압 상태인 배터리 모듈에 대응되는 스위칭 모듈을 감지하고, 상기 감지된 한 쌍의 스위칭 모듈을 제어하여 동작시킬 수 있다. 즉, 컨트롤러(140)는 제1 내지 제n 배터리 모듈(110-1 내지 110-n)의 각 SOC가 특정 레벨에서 균형을 이루게 될 때까지, 최고 전압 배터리 모듈 및 최저 전압 배터리 모듈을 감지하고 두 배터리 모듈 간에 전력을 전달할 수 있다.

[0109] 이하에서는, 본 발명의 일 실시예에 따른 배터리 밸런싱 시스템(100)의 구체적인 테스트 결과를 살펴 보도록 한다.

[0110] 상술하여 설명한 본 발명의 배터리 밸런싱 시스템은 동적 커패시턴스 변조를 기반을 한다. 본 발명에서 제안된 배터리 밸런싱 시스템을 검증하기 위해, 8S4P(각 배터리 모듈 당 8개의 직렬 연결 배터리 셀이 구성된 후, 이를 다시 4개의 병렬 연결 배터리 모듈/스위칭 모듈로 구성)의 리튬 이온 배터리 모듈에 대해 HIL(hardware-in-the-loop) 테스트를 수행하였다.

[0111] 여기에서, 8 개의 배터리 셀이 스트링으로 직렬 연결되고, 4 개의 배터리 모듈 및 스위칭 모듈이 양방향 컨버터에 병렬 연결된다. 상보적인 PWM 신호의 스위칭 주파수는 10kHz로 설정되고 각 작동 단계에 대해 45 %의 on duty 및 5 %의 deadtime duty로 설정된다. 커패시턴스는 0.1Ω의 ESR을 가진 2200uF의 전해캐피시터로 설계되었으며, IRF8313 MOSFET의 온-저항은 21.6mΩ으로 간주된다.

[0112] 도 1c의 종래의 동적 저항 균등화 방법의 구현에서, 저항 R1과 R2는 각각 0.1Ω과 0.5Ω으로 설정된다.

[0113] 비유휴 모드 테스트에서, 배터리 모듈은 4A 정전류로 방전되고, 4A-4.2V CC-CV 방법에 의해 충전된다. 최고 전압 배터리 모듈(충전 모드) 및 최저 전압 배터리 모듈(방전 모드)의 제안된 회로에 대한 스위칭 주파수는 1kHz로 조정된다.

[0114] 모듈이 완전히 충전되거나 방전되면 테스트가 중지된다. 종래 방법과 본 발명에서 제안된 방법은 동일한 동작 시간과 동일한 조건에서 테스트를 수행하며, SOC 균등화도 (DoSE; degree of SOC equalization)와 전압 균등화도(DoVE; degree of voltage equalization)로 균등화 성능(equalization performance)을 평가한다. 이때, SOC 균등화도와 전압 균등화도는 https://doi.org/10.3390/en13133315에 공개된 논문 "Novel Dynamic Resistance Equalizer for Parallel-Connected Battery Configurations"을 참조한다.

[0115] 한편, 스위칭 모듈, 즉 이퀄라이저의 균등화 속도는 SOC 레벨 차이가 1 % 미만이 되는데 필요한 시간으로 평가된다.

[0116] 맥동 전류 파형의 영향을 조사하기 위해, 총 전력 손실은 (밸런싱 회로 에서 발생한) 총 외부 손실 및 (배터리 내부에서 발생한) 총 내부 손실을 고려할 수 있다.

[0117] 도 1c의 동적 저항 균등화를 이용한 방법 및 본 발명에서 제안된 배터리 밸런싱 시스템을 이용한 방법의 외부 손실은 다음의 수학식 19와 같이 계산할 수 있다.

수학식 19

[0118]
$$P_{loss_external} = \sum_{m=1}^{N} \frac{1}{t_3} \int_0^{t_3} i_m^2(t) Z_m(t) dt$$

[0119] 또한, 도 1b의 스위치 기반 시퀀싱을 이용한 방법의 외부 손실은 다음의 수학식 20과 같이 계산할 수 있다.

수학식 20

[0120] $$P_{loss_external} = \sum_{m=1}^{N} \frac{1}{t_3} \int_{0}^{t_3} i_m^2(t) R_{d_on} dt$$

[0121] 여기에서, $i_m(t)$ 는 각 분기를 흐르는 측정된 전류이고, $Z_m(t)$ 는 분기 임피던스이다. 이때, 임피던스는 (최저 전압 모듈의 역할을 하지 않을 때) R_{eq_high} 또는 (최저 전압 모듈의 역할을 하는 동안) R_{eq_low} 중 하나에 의해 결정된다. 그리고, R_{d_on} 은 MOSFET의 온-저항(on-resistance) 이다.

[0122] 또한, 배터리의 내부 손실은 다음의 수학식 21에 의해 계산될 수 있다.

수학식 21

[0123] $$P_{loss_internal} = \sum_{m=1}^{N} I_{rms_m}^2 R_b$$

[0124] 여기에서, R_b 는 데이터 시트(datasheet)에서 제공되는 직렬 스트링 배터리의 총 내부 DC 임피던스이다.

[0125] 구체적인 결과는 후술하여 살펴 보도록 한다.

[0126] 도 7a는 유휴(idle) 모드에서 균등화 프로세스의 SOC 프로파일을 도시한 그래프이며, 도 7b는 전압 프로파일을 도시한 그래프이고, 도 7c는 분기 전류 프로파일을 도시한 그래프이다. 또한, 도 8a는 유휴(idle) 모드에서 동작 파형의 분기 전류를 도시한 그래프이며, 도 8b는 배터리 전압을 도시한 그래프이고, 도 8c는 커패시터 전압을 도시한 그래프이다.

[0127] 유휴 모드에서 배터리 모듈의 초기 SOC는 다르게 설정된다. 구체적으로, $SOC_{init1,2,3,4} = 100,\ 80,\ 90,\ 70\%$ 이다.

[0128] 균등화 프로세스(equalization process)가 7200 초 후에 중지된 후 제안 된 배터리 밸런싱 시스템을 이용한 방법의 SOC 프로파일, 전압 프로파일, 분기 전류 프로필이 도 7a 내지 도 7c에 도시되어 있다.

[0129] 도 7a를 참조하면, 10% SOC 차이에 도달하는데 3200초, 5% SOC 차이에 도달하는데 7200초가 필요한 것을 보여주고 있다.

[0130] 도 7b를 참조하면, 모듈 전압은 0.4V 이내에서 균등화된다. 모듈 간의 전압 차이가 작기 때문에 균등화 속도는 3200초 후에 느려지고 있다. 실제로 모듈의 SOC는 더 균등화 할 수 있으나, 작은 균등화 전류로 인해 이때부터는 많은 시간이 걸리게 되는 것이다.

[0131] 도 7c와 도 8a 내지 도 8c를 참조하면, 균등화 전략을 확인할 수 있다. 동시에 두 개의 모듈만 균등화되며, 이에 따라 모듈 #1과 모듈 #4는 처음에 가장 높은 전압과 가장 낮은 전압 모듈의 역할을 한다. SOC1이 SOC2와 같고, SOC3이 SOC4와 같으면, 모듈 #3과 모듈 #2가 최고 전압 모듈 및 최저 전압 모듈의 역할을 대신한다. 결과적으로, 에너지는 다음 차례에 모듈 #3과 모듈 #2 간에 전달된다. 이러한 프로세스로 모든 모듈의 SOC는 결국 균등화된다.

[0132] 도 9a 내지 도 9c는 각각 순서대로 비유휴(non-idle) 모드에서, 종래의 스위치 기반 시퀀싱(switch-based sequencing) 방법, 종래의 동적 저항 균등화(dynamic resistance equalizer) 방법, 본 발명의 동적 커패시턴스

변조(dynamic capacitance modulation) 방법 에 따른 충전(charging) 상태의 SOC 프로파일을 도시한 그래프이다. 또한, 도 10a 내지 도 10c는 각각 순서대로 비유휴(non-idle) 모드에서, 종래의 스위치 기반 시퀀싱(switch-based sequencing) 방법, 종래의 동적 저항 균등화(dynamic resistance equalizer) 방법, 본 발명의 동적 커패시턴스 변조(dynamic capacitance modulation) 방법에 따른 충전(charging) 상태의 분기 전류 프로파일을 도시한 그래프이다. 또한, 도 11a 내지 도 11c는 각각 순서대로 비유휴(non-idle) 모드에서, 종래의 스위치 기반 시퀀싱(switch-based sequencing) 방법, 종래의 동적 저항 균등화(dynamic resistance equalizer) 방법, 본 발명의 동적 커패시턴스 변조(dynamic capacitance modulation) 방법에 따른 방전(discharging) 상태의 SOC 프로파일을 도시한 그래프이다. 또한, 도 12a 내지 도 12c는 각각 순서대로 비유휴(non-idle) 모드에서, 종래의 스위치 기반 시퀀싱(switch-based sequencing) 방법, 종래의 동적 저항 균등화(dynamic resistance equalizer) 방법, 본 발명의 동적 커패시턴스 변조(dynamic capacitance modulation) 방법에 따른 방전(discharging) 상태의 분기 전류 프로파일을 도시한 그래프이다. 그리고, 도 13a 및 도 13b는 각각 비유휴(non-idle) 모드에서, 본 발명의 동적 커패시턴스 변조(dynamic capacitance modulation)에 따른 충전(charging) 상태의 분기 전류 동작 파형 및 전압 동작 파형을 도시한 그래프이다.

[0133] 비유휴 모드 테스트의 경우 배터리 모듈의 초기 SOC가 다르게 설정된다. 구체적으로, 충전 상태 동안, $SOC_{init1,2,3,4} = 15, 40, 20, 30\%$ 이며, 방전 상태 동안, $SOC_{init1,2,3,4} = 100, 80, 90, 70\%$ 이다.

[0134] 도 9a 내지 도 11c의 충전 및 방전 상태의 각 SOC 프로파일과, 각 분기 전류 프로파일을 살펴 보면, 종래의 스위치 기반 시퀀싱(switch-based sequencing) 방법, 종래의 동적 저항 균등화(dynamic resistance equalizer) 방법, 본 발명의 동적 커패시턴스 변조(dynamic capacitance modulation) 방법 모두 1% SOC 차이 내에서 균등화가 달성된다. 이때, 배터리 모듈은 배터리 수명을 연장하기 위해, Phase B 동안 휴식을 취할 수 있다.

[0135] 도 13a 및 도 13b를 참조하면, 분기 전류와 모듈 전압의 파형은 방전 상태에서 제안된 본 발명의 밸런싱 시스템에 따른 방법의 세부적인 동작을 설명한다. 모듈 #4의 전압이 가장 낮기 때문에 모듈 #4의 밸런싱 회로의 스위칭 주파수는 1kHz로 설정되고, 나머지는 10kHz로 설정된다. 결과적으로, 모듈 #4는 그 중 가장 낮은 전류로 방전되고, SOC는 점차적으로 서로 균등화된다. SOC가 변경되면 최하위 모듈의 역할이 동적으로 모듈들에 할당되며, 모든 모듈의 SOC가 유사해지면 모든 밸런싱 회로의 스위칭 주파수가 10kHz로 설정되어 전력 손실을 최소화하고 분기 간에 전류를 고르게 분배한다.

[0136] HIL 테스트 결과를 바탕으로 외부 및 내부 손실을 계산하여 다음의 표 1에 정리 하였다.

표 1

[0137]

구분	성능 지수	스위치 기반 시퀀싱	동적 저항 균등화	본 발명의 동적 커패시턴스 변조
충전	SOC균등화도 (%)	98	98	98
	균등화 시간(S)	2000	3000	4200
	외부 손실(W)	0.28	1.37	0.51
	내부 손실(W)	2.6	1.3	1.32
	총 전력 손실(W)	2.88	2.67	1.83
방전	SOC균등화도 (%)	98	98	98
	균등화 시간(초)	1600	2400	3200
	외부 손실(W)	0.64	2.56	1.03
	내부 손실(W)	5.13	2.41	2.61
	총 전력 손실(W)	5.77	4.97	3.64

[0139] 상기 표 1을 참조하면, 본 발명의 동적 커패시턴스 변조 방법의 총 전력 손실이 가장 낮으며, 가장 효율적인 방법임을 확인할 수 있다. 이는, 본 발명의 동적 커패시턴스 변조 방법의 외부 손실은 스위치 기반 시퀀싱 방법과 큰 차이가 없으나, 도 13a와 같이 전류의 스위칭 패턴으로 인해 내부 손실은 가장 낮기 때문이다.

[0140] 본 발명의 동적 커패시턴스 변조 방법의 총 전력 손실은 스위치 기반 시퀀싱 방법의 총 전력 손실의 63.5% (충전 모드)와 63.1% (방전 모드)에 불과하다. 또한, 본 발명의 동적 커패시턴스 변조 방법의 총 전력 손실은 동적

저항 균등화 방법의 총 전력 손실의 68.5% (충전 모드)와 73.2% (방전 모드)에 불과하다.

[0141] 상술하여 설명한 바와 같이, 본 발명의 일 실시예에 따른 배터리 밸런싱 시스템(100)은 유휴 모드에서 두 배터리 모듈 간에 충전을 차례로 교환하여 모든 모듈의 SOC를 점진적으로 균등화하며, 비유휴 모드에서 주파수 제어를 통해 등가 임피던스를 변조하여 전류 분포를 조절한다. HIL 테스트 결과, 병렬 연결된 배터리 모듈을 위해, 본 발명에서 제안된 유휴 모드에서 모듈 전압의 균형을 맞추고 비유휴 모드에서 분기 전류를 효율적으로 조절하는 동적 커패시턴스 변조를 적용함으로써, 균등화 성능이 전체 전력 손실 측면에서 종래 스위치 기반 시퀀싱이나 동적 저항 균등화 방법보다 우수함을 확인하였다.

[0142] 이에 따라, 본 발명의 실시예에 따른 배터리 밸런싱 시스템 및 이를 적용한 방법은 균등화 성능을 개선하고 배터리 가용 용량을 최적화하며 에너지 손실을 줄일 수 있다. 결과적으로, 셀 분균일 현상이 제거되어 배터리의 안정성이 확보되고 수명도 연장된다.

[0143] 본 발명은 특정 기능들 및 그의 관계들의 성능을 나타내는 방법 단계들의 목적을 가지고 위에서 설명되었다. 이러한 기능적 구성 요소들 및 방법 단계들의 경계들 및 순서는 설명의 편의를 위해 여기에서 임의로 정의되었다. 상기 특정 기능들 및 관계들이 적절히 수행되는 한 대안적인 경계들 및 순서들이 정의될 수 있다. 임의의 그러한 대안적인 경계들 및 순서들은 그러므로 상기 청구된 발명의 범위 및 사상 내에 있다. 추가로, 이러한 기능적 구성 요소들의 경계들은 설명의 편의를 위해 임의로 정의되었다. 어떠한 중요한 기능들이 적절히 수행되는 한 대안적인 경계들이 정의될 수 있다. 마찬가지로, 흐름도 블록들은 또한 어떠한 중요한 기능성을 나타내기 위해 여기에서 임의로 정의되었을 수 있다. 확장된 사용을 위해, 상기 흐름도 블록 경계들 및 순서는 정의되었을 수 있으며 여전히 어떠한 중요한 기능을 수행한다. 기능적 구성 요소들 및 흐름도 블록들 및 순서들 둘 다의 대안적인 정의들은 그러므로 청구된 본 발명의 범위 및 사상 내에 있다.

[0144] 본 발명은 또한 하나 이상의 실시 예들의 용어로, 적어도 부분적으로 설명되었을 수 있다. 본 발명의 실시 예는 본 발명, 그 측면, 그 특징, 그 개념, 및/또는 그 예를 나타내기 위해 여기에서 사용된다. 본 발명을 구현하는 장치, 제조의 물건, 머신, 및/또는 프로세스의 물리적인 실시 예는 여기에 설명된 하나 이상의 실시 예들을 참조하여 설명된 하나 이상의 측면들, 특징들, 개념들, 예들 등을 포함할 수 있다. 더구나, 전체 도면에서, 실시 예들은 상기 동일한 또는 상이한 참조 번호들을 사용할 수 있는 상기 동일하게 또는 유사하게 명명된 기능들, 단계들, 모듈들 등을 통합할 수 있으며, 그와 같이, 상기 기능들, 단계들, 모듈들 등은 상기 동일한 또는 유사한 기능들, 단계들, 모듈들 등 또는 다른 것들일 수 있다.

[0145] 이상 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 실시예를 설명하였지만, 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자는 본 발명이 그 기술적 사상이나 필수적인 특징을 변경하지 않고서 다른 구체적인 형태로 실시될 수 있다는 것을 이해할 수 있을 것이다. 그러므로 이상에서 기술한 실시예들은 모든 면에서 예시적인 것이며 한정적이 아닌 것으로 이해해야만 한다.

부호의 설명

[0146] 100: 배터리 밸런싱 시스템

110: 배터리 모듈

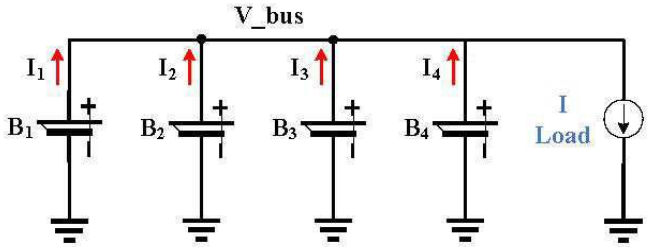
120: 스위칭 모듈

130: 양방향 컨버터

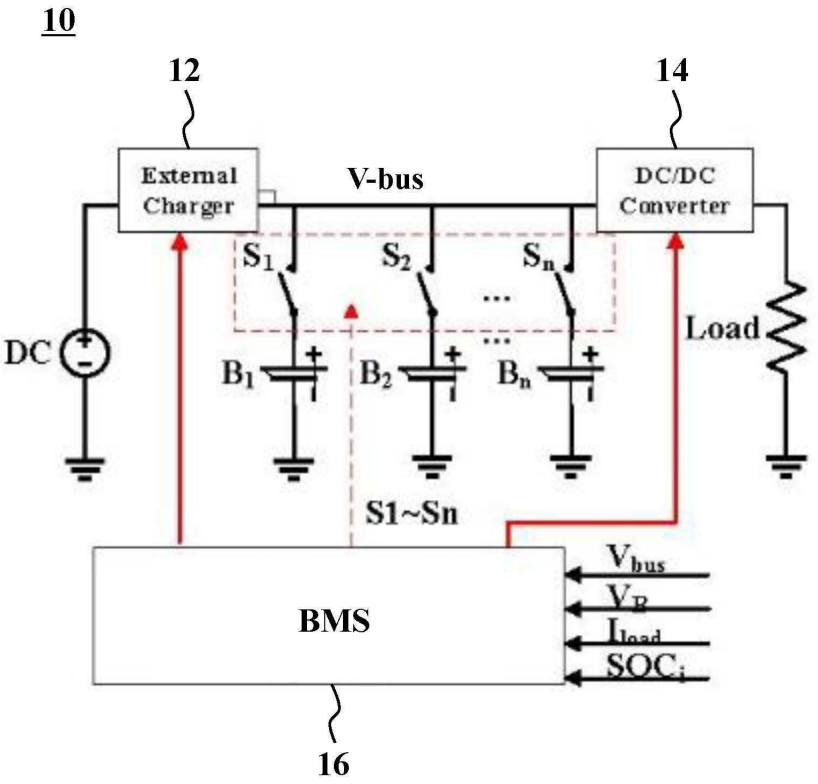
140: 컨트롤러

도면

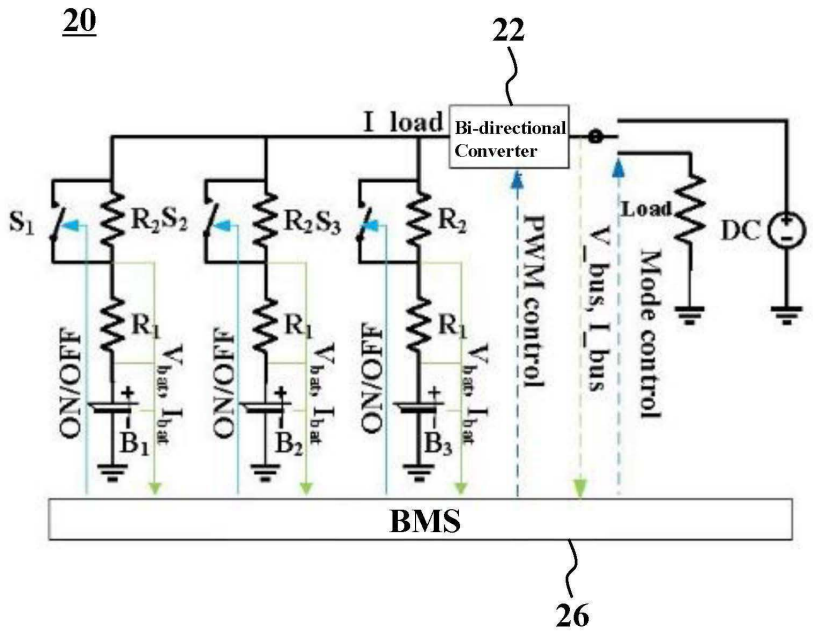
도면1a


V_bus
I1
I2
I3
I4
B1
B2
B3
B4
I
Load

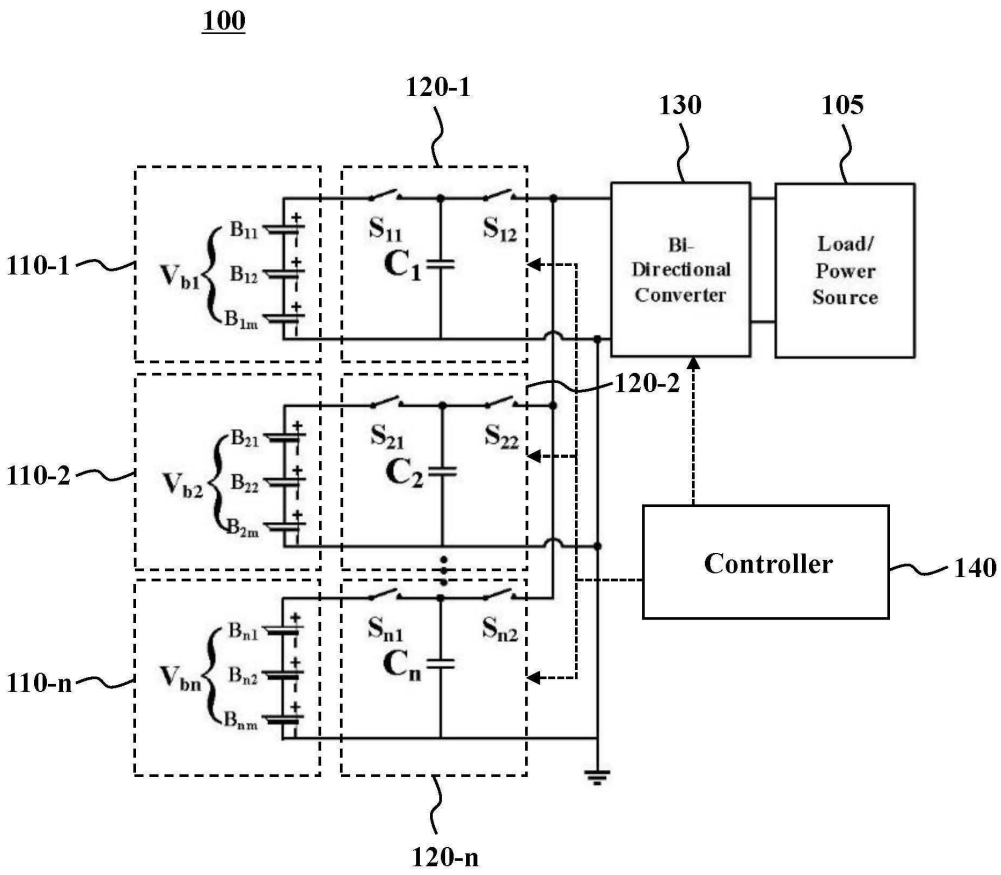
도면1b


10
12
14
External Charger
V-bus
DC/DC Converter
S1
S2
Sn
DC
B1
B2
Bn
Load
S1~Sn
BMS
Vbus
VB
Iload
SOCi
16

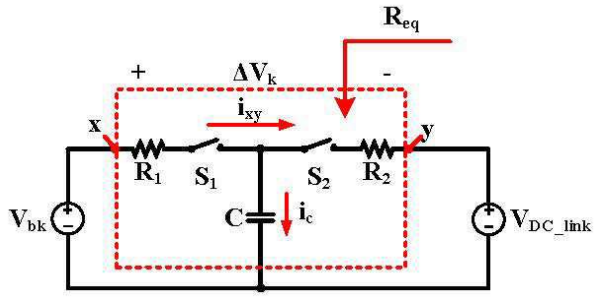
도면1c


20
22
I load
Bi-directional Converter
S1
R2S2
R2S3
R2
PWM control
V_bus, I_bus
Load
Mode control
DC
R1
ON/OFF
Vbat, Ibat
B1
B2
B3
BMS
26

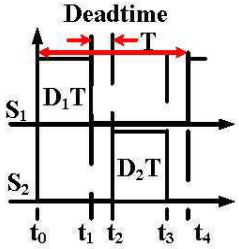
도면2


100
120-1
130
105
110-1
Vb1
B11
B12
B1m
S11
S12
C1
Bi-Directional Converter
Load/ Power Source
120-2
110-2
Vb2
B21
B22
B2m
S21
S22
C2
Controller
140
110-n
Vbn
Bn1
Bn2
Bnm
Sn1
Sn2
Cn
120-n

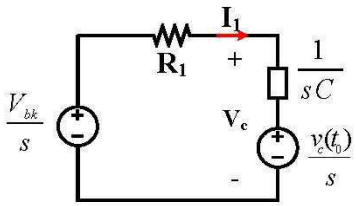
도면3a



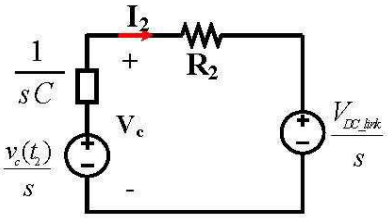
도면3b



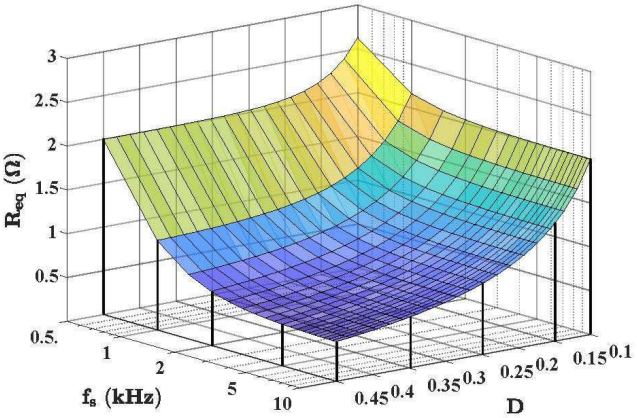
도면4a



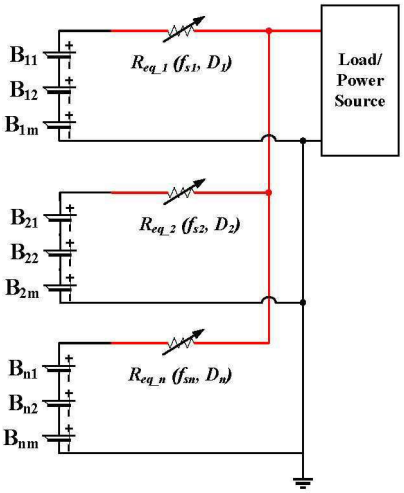
도면4b



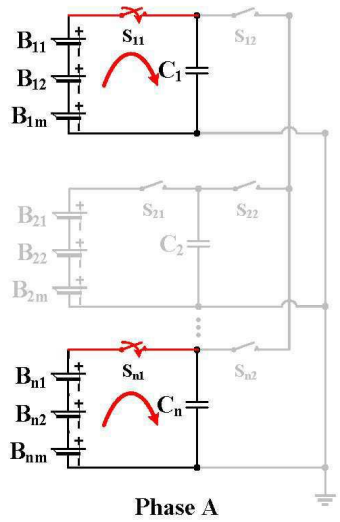
도면5



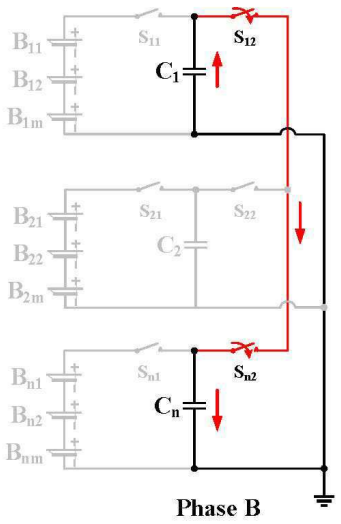
도면6a



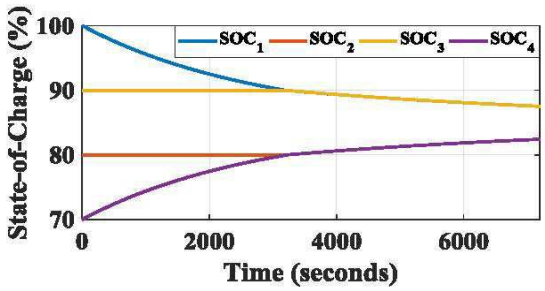
도면6b



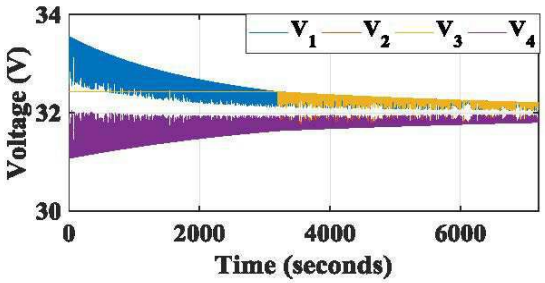
도면6c



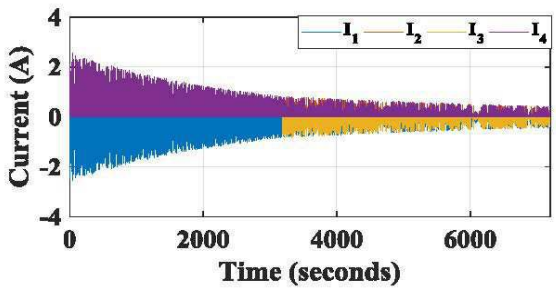
도면7a



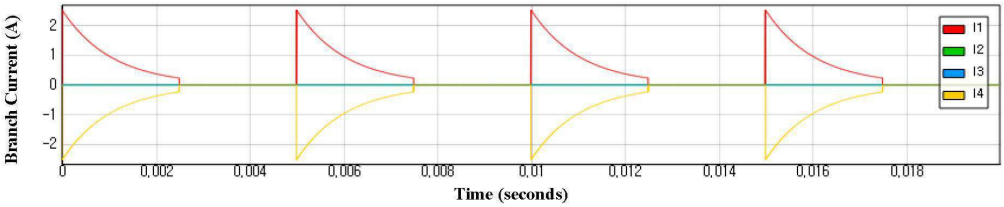
도면7b



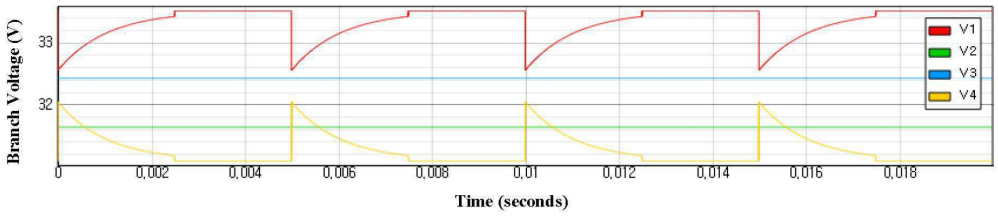
도면7c



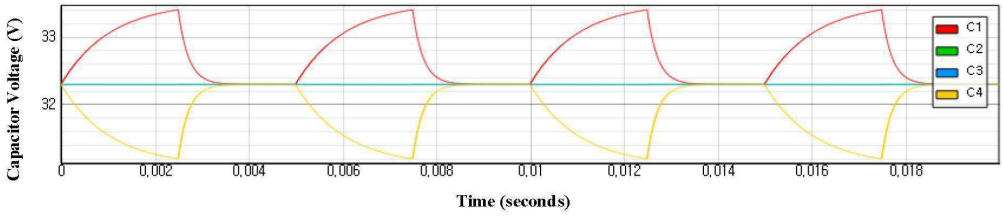
도면8a



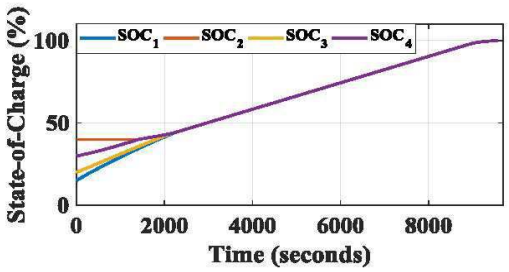
도면8b



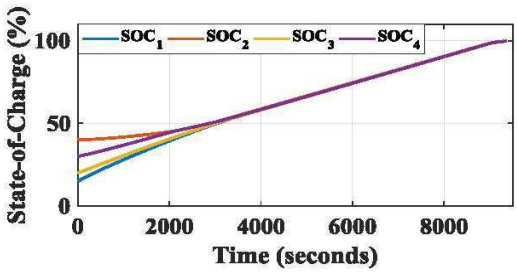
도면8c



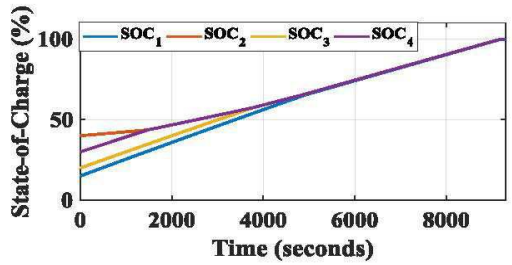
도면9a



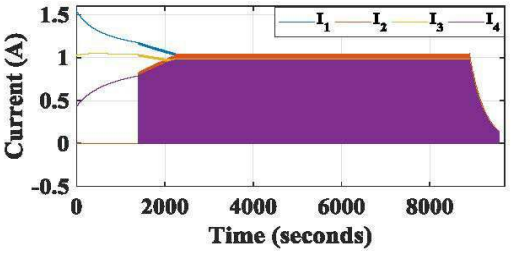
도면9b



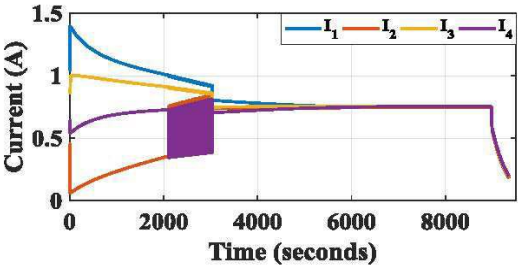
도면9c



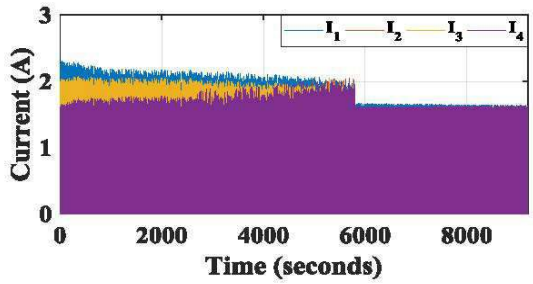
도면10a



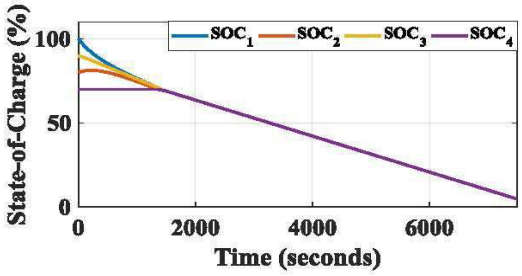
도면10b



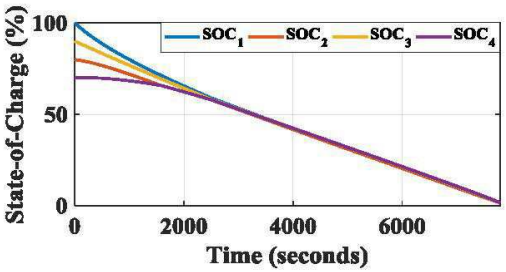
도면10c



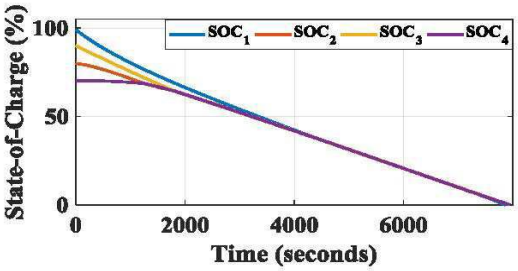
도면11a



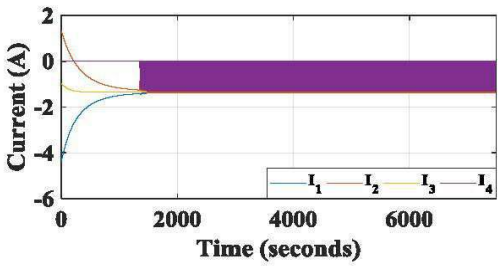
도면11b



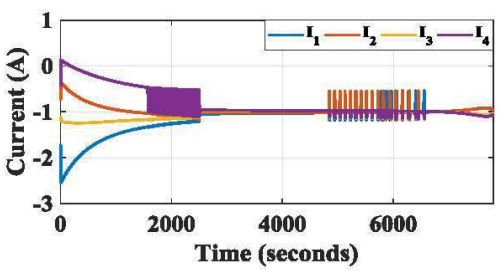
도면11c



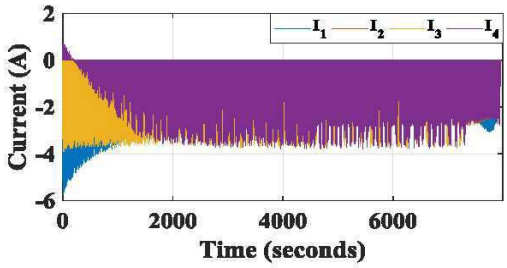
도면12a



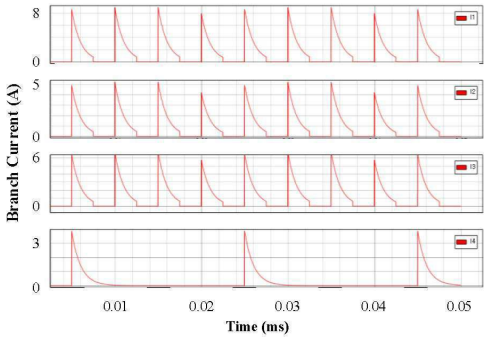
도면12b



도면12c



도면13a



도면13b

