

# 基于半桥LLC具有电流限制的电池均衡器

李 炎<sup>1</sup>, 阚加荣<sup>1</sup>, 陈鹤鸣<sup>2</sup>, 刘志鹏<sup>1</sup>, 徐苏东<sup>1</sup>, 周 斌<sup>1</sup>

<sup>1</sup>盐城工学院电气工程学院, 江苏 盐城

<sup>2</sup>国网南京供电公司, 江苏 南京

收稿日期: 2023年7月26日; 录用日期: 2023年8月30日; 发布日期: 2023年9月6日

## 摘 要

自动均衡器一般不需要传感电路, 这使得设计简单, 尺寸更小, 但为了电路能够安全运行, 一般会在均衡路径中加入电阻和二极管, 这使得均衡效率和速度都大打折扣。故本文采用了一种基于半桥LLC谐振变换器的电池均衡器, 该均衡器可通过更改电容等器件参数控制均衡电流大小从而提高均衡速度, 又由于软开关操作, 提升了均衡效率。本文首先介绍均衡拓扑和工作模式, 然后通过建立电路等效模型分析了均衡原理、软开关条件, 最后通过搭建仿真验证该均衡器的可行性。

## 关键词

自动均衡器, 电流限制, LLC变换器, 软开关, 多绕组变压器, 电路等效模型, 均衡原理

# Half-Bridge LLC-Based Battery Equalizer with Current Limit

Yan Li<sup>1</sup>, Jiarong Kan<sup>1</sup>, Heming Chen<sup>2</sup>, Zhipeng Liu<sup>1</sup>, Sudong Xu<sup>1</sup>, Bin Zhou<sup>1</sup>

<sup>1</sup>School of Electrical Engineering, Yancheng Institute of Technology, Yancheng Jiangsu

<sup>2</sup>State Grid Nanjing Power Supply Company, Nanjing Jiangsu

Received: Jul. 26<sup>th</sup>, 2023; accepted: Aug. 30<sup>th</sup>, 2023; published: Sep. 6<sup>th</sup>, 2023

## Abstract

Automatic equalizers generally do not require sensing circuitry, which makes the design simple and smaller in size, but resistors and diodes are generally added to the equalization path for safe operation of the circuit, which makes the equalization efficiency and speed much worse. Therefore, this paper adopts a battery equalizer based on a half-bridge LLC resonant converter, which can

control the equalization current size by changing the capacitor and other device parameters to improve the equalization speed, and enhance the equalization efficiency due to soft switching operation. This paper first introduces the equalization topology and operation mode, and then analyzes the equalization principle and soft-switching conditions by building an equivalent model of the circuit. Finally, the feasibility of the equalizer is verified by building a simulation and experimental platform.

## Keywords

Automatic Equalizer, Current Limitation, LLC Converter, Soft Switch, Multi Winding Transformer, Equivalent Circuit Model, Equilibrium Principle

Copyright © 2023 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

## 1. 引言

锂离子电池具有循环寿命长、能量密度大以及自放率低等优点，广泛应用于电动汽车、航空航天以及光伏系统等应用领域[1] [2] [3] [4] [5]。为了满足要求，大量的锂离子电池可以串联或并联，以提高电池的终端电压和容量。然而，串联电池可能存在电压不一致，这可能随着反复充放电而增加。因此，均衡器通常用于平衡电池能量，延长电池组寿命。

近年来，人们提出了许多平衡方法，一般可分为被动均衡和主动均衡两种。被动均衡利用电阻和晶体管来耗散高压电池的多余能量，成本低，结构紧凑。然而，由于其多余的能量被耗散，所以减少了可用的容量，并且散热也会加速电池的老化，故被动均衡有一定的缺陷。

在主动均衡的方法中，高电压电池的多余能量通过均衡器转移到低电压电池，它由有源开关和无源元件组成，如电容器，电感或变压器。通常，传感电路检测电池电压来估计荷电状态(SOC)。然而，大量传感电路的使用增加了成本、尺寸和控制难度。

为了去除传感电路，人们研制了自动均衡器。文献[6]提出了一种双层开关电容器(SC)均衡器，其电容器交替连接到相邻的电池，状态在电池之间以固定频率来回切换，而不考虑SOC，故具有局限性。另外，一些均衡器使用LC谐振网络来平衡电池[7]，这些均衡器消除了传统SC均衡器存在的涌流问题。为了减少开关数量和改善平衡路径，文献[8]提出了一种基于多绕组变压器的平衡方法，能量可以直接从高压电池传输到低压电池。为了进一步减小电路尺寸，在文献[9]中提出了一种改进的均衡器，即相邻电池共用一个变压器绕组，这与电池数量相比，线圈的数量减少了一半。对于前面提到的自动均衡器，能量转移是由电池之间的电压差驱动的[10]，尤其是在电压差较小的情况下(平衡电流与电压差正相关)，整体平衡速度较慢。此外，为了保证电路运行安全，还必须考虑一些系统约束[11]，如最大电流和最大电压，通常的方法是增加串联电阻，这反过来又增加了传导损失和热量[12]。

为了克服这些缺点，本文采用了一种基于半桥LLC谐振变换器的电压均衡器，所有的开关管都由一对具有固定死区时间的互补控制信号驱动，能量可以直接从高压电池转移到低电压电池，以实现电池电压均衡。该均衡器通过引入软开关操作，实现了较低的开关损耗，谐振电容器的并联二极管对最大功率施加限制，以实现平衡电流限制。这样，在平衡路径中就不需要额外的电阻和二极管，即使电池之间的电压差很小，平衡速度也大大提高。

## 2. 均衡电路基本结构

所提出的均衡器结构如图 1 所示, 其思路是由半桥 LLC 谐振拓扑演变而来, 电池组中有  $n$  个电池, 每个电池需要多绕组变压器的一个绕组, 两个开关管和一个谐振回路。谐振回路由一个谐振电感( $L_i, i = 1, 2, \dots, n$ ), 两个谐振电容( $C_{ij}, j = 1, 2$ )和两个钳位二极管( $D_{ij}$ )组成。谐振频率  $f_r$  计算为

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{2LC}} \quad (1)$$

其中  $L$  为谐振电感  $L_i$  的电感,  $C$  为谐振电容  $C_{ij}$  的电容。

本文以三电池均衡器( $n = 3$ )为例, 详细分析了均衡器的工作原理。

为便于分析, 给出以下定义和假设。

- 1) 所有绕组匝数相同,  $L_M$  为励磁电感,  $L_i$  含有变压器绕组的漏感。
- 2) 上管  $S_{i1}$  由信号 PWM+ 驱动, 其余  $S_{i2}$  由信号 PWM- 驱动, 驱动信号的开通时间被控制为谐振周期的一半。
- 3)  $U_i$ 、 $u_{Cij}$ 、 $u_{Sij}$ 、 $U_M$  分别为电池  $B_i$  和谐振电容  $C_{ij}$  的电压、开关管上的电压  $S_{ij}$  和励磁电压。 $i_{B_i}$ 、 $i_i$ 、 $i_{Dij}$ 、 $i_M$  分别为电池  $B_i$ 、谐振电感器  $L_i$ 、钳位二极管  $D_{ij}$ 、励磁电感  $L_M$  的电流。

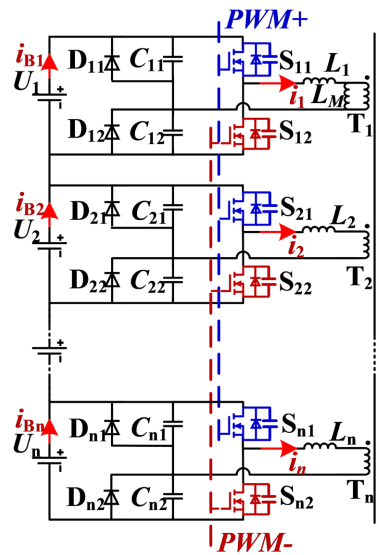


Figure 1. Circuit equalization topology

图 1. 电路均衡拓扑

## 3. 均衡电路工作原理

### 3.1. 功率传输模式

该模式的工作阶段如图 2 所示, 关键波形如图 3 所示。在此模式下, 钳位二极管不导通, 电流限制将不会触发。假设电池单体的初始电压满足  $U_1 > U_2 > U_3$ , 且各电池间压差较大, 能量从  $B_1$  传递到  $B_2$  和  $B_3$ 。

阶段 1 ( $t_0 \sim t_1$ ): 在  $t = t_0$  之前, 所有开关管关断, 磁化电流  $L_M$  为负, 流入低压电池  $B_2$  和  $B_3$ , 流动的电流使  $S_{21}$  和  $S_{31}$  的反并联二极管导通, 为  $S_{21}$  和  $S_{31}$  提供了零电压开关(ZVS)条件。在  $t = t_0$  之后, 开关  $S_{11}$  导通, 电池  $B_1$ ,  $C_{11}$ ,  $C_{12}$  和  $L_1$  之间发生共振。谐振电流  $i_1$  从零开始呈正弦增加。

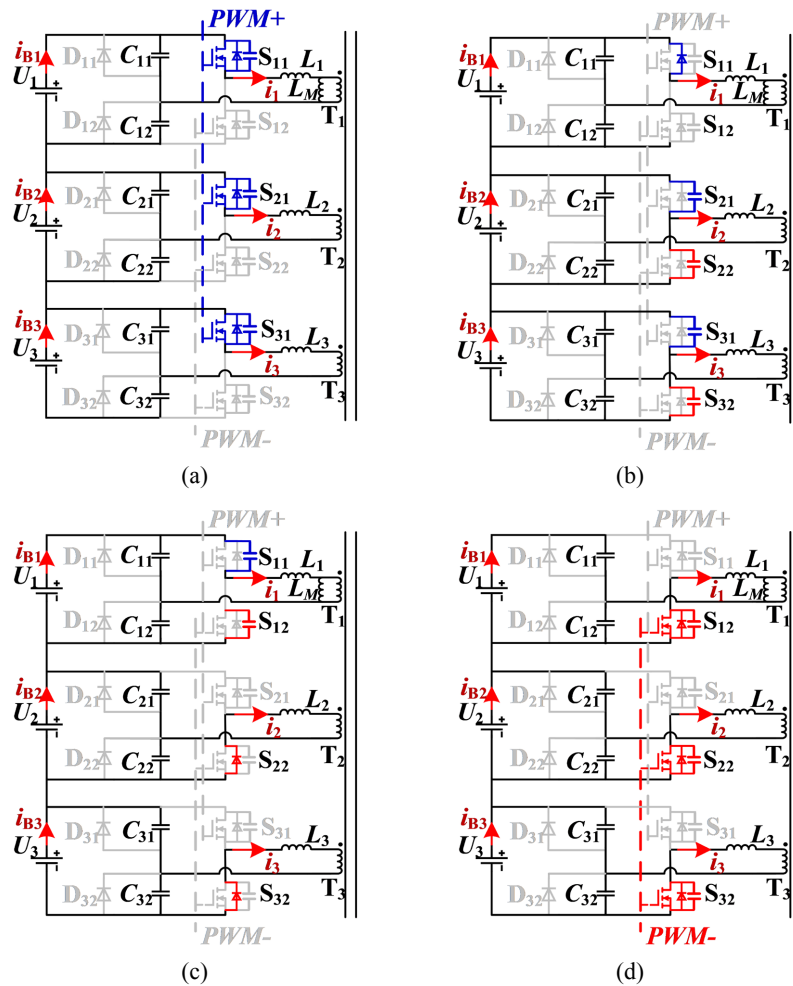


Figure 2. Power transmission mode status at each stage  
 图 2. 功率传输模式各阶段状态

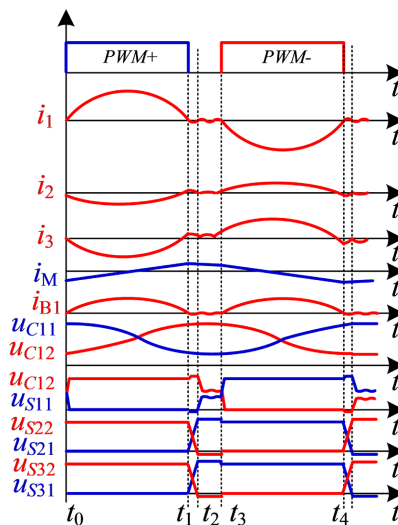


Figure 3. Key waveforms of power transmission mode  
 图 3. 功率传输模式关键波形

由于半桥结构, 电流  $i_{B1}$  为  $i_1/2$ 。由于每个半桥的阻抗对称且相似, 电压  $U_M$  被钳位在  $(U_1 + U_2 + U_3)/6$ , 电流  $i_M$  线性增加。这一阶段结束时, 电流  $i_1$  下降到零。

第二阶段( $t_1 \sim t_2$ ): 所有开关管关断, 在  $t = t_1$  时, 电流  $i_1$  继续减小,  $S_{11}$  的反并联二极管开始导电。由于磁化电流  $i_M (i_M = i_1 + i_2 + i_3)$ , 所以  $i_2$  和  $i_3$  为正, 谐振电感  $L_i$  和  $S_{2j}$  和  $S_{3j}$  的结电容器开始谐振, 直到  $u_{S22}$  和  $u_{S32}$  降为零。然后,  $S_{22}$  和  $S_{32}$  的反并联二极管开始导通, 这一阶段结束时, 电流  $i_1$  增加到零。

第三阶段( $t_2 \sim t_3$ ): 所有开关仍处于关断状态, 由于能量从  $B_1$  传输到  $B_2$  和  $B_3$ , 因此电容电压  $u_{C22}$  和  $u_{C32}$  比  $u_{C12}$  低, 所以, 当前的  $i_M$  会继续流入  $B_2$  和  $B_3$ 。

在  $t = t_2$  时,  $S_{11}$  的反并联二极管截止。谐振电感  $L_i$  和  $S_{1j}$  的结电容器开始谐振, 直到出现一个新的稳态, 电容器之间的电压关系可以通过短路电感和二极管得到

$$u_{C12} - u_{S12} = \frac{u_{C22} + u_{S32}}{2} \quad (2)$$

因此, 电压  $u_{S12}$  将趋向于式(3)的偏置值, 并伴有轻微谐振。磁化电流持续减小但始终为正, 这保证了  $S_{22}$  和  $S_{32}$  的反并联二极管一致处在导通状态, 这为后续低电压电池的零电压开通创造了条件。

阶段 4 ( $t_3 \sim t_4$ ):  $S_{12}$  导通,  $S_{11}$  关断。由于它们的反并联二极管是导通的, 所以开关  $S_{22}$  和  $S_{32}$  实现零电压 ZVS。因为  $S_{12}$  上的电压高于零, 低于  $U_1$  所以开关  $S_{12}$  实现了改进的硬开关, 这一阶段的状态与阶段 1 相似。

### 3.2. 放电限制模式

该模式的工作阶段如图 4 所示, 关键波形如图 5 所示。当高压电池放电电流较大时, 相应谐振电容电压降为零, 钳位二极管开始导通。然后, 高压电池将被绕过, 触发放电电流限制特性。由于模式 1 中的阶段( $t_0 \sim t_1$ )和( $t_3 \sim t_5$ )与模式 2 中的阶段( $t_0 \sim t_1$ )和( $t_2 \sim t_4$ )是相同的, 这里省略了它们的分析。

阶段 1 ( $t_1 \sim t_2$ ): 开关  $S_{11}$  导通, 开关  $S_{12}$  关断。在  $t = t_1$  之前, 所有谐振回路工作正常, 电压  $u_{C11}$  从  $U_1$  开始下降。在  $t = t_1$  时刻, 电压  $u_{C11}$  降为零,  $D_{11}$  开始导通。谐振回路停止工作,  $B_1$  电池被旁路, 没有能量从  $B_1$  释放出来。此外, 谐振电感两端的电压发生变化, 谐振电流  $i_1$  不能在这一阶段结束时下降到零。

第二阶段( $t_2 \sim t_3$ ): 所有开关关断,  $S_{12}$  的反并联二极管导通, 直到电流  $i_1$  降为零。电流  $i_2$  和  $i_3$  由负变正, 相应的  $S_{2j}$  和  $S_{3j}$  的反并联二极管自动导通。当电流  $i_1$  减小到零时, 这一阶段结束。

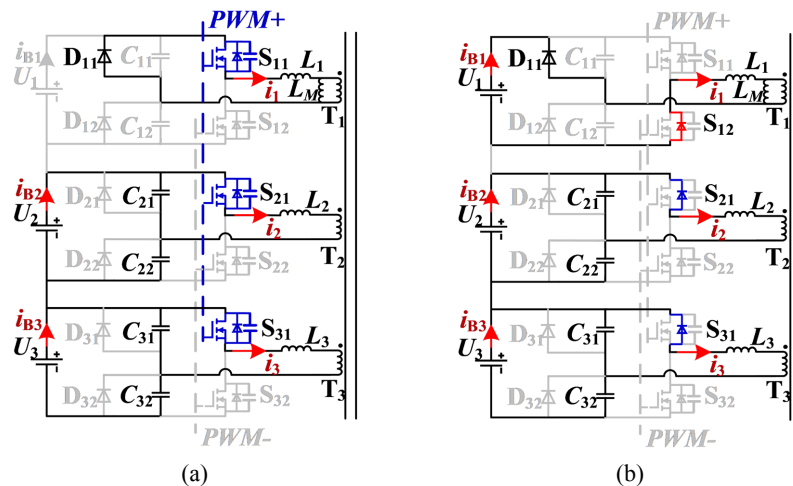


Figure 4. Discharging limitation mode status by stage  
图 4. 放电限制模式各阶段状态

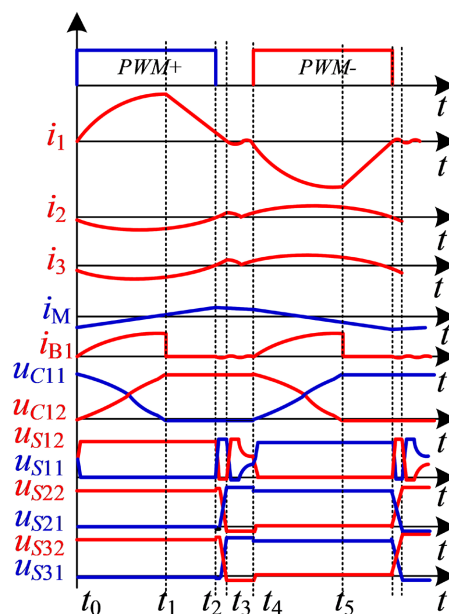


Figure 5. Key waveforms of discharging limitation mode

图 5. 放电限制模式关键波形

### 3.3. 充电限制模式

充电限制模式工作阶段如图 6 所示，关键波形如图 7 所示。当低压电池的充电电流比较大时，相应的谐振电容电压也会被钳位，触发限流特性。当钳位二极管导通后，能量将继续流入低压电池。然而，电流限制可以通过限制初始条件和谐振振幅来实现，由于模式 2 中的( $t_0 \sim t_1$ )和( $t_2 \sim t_5$ )阶段和模式 1 中( $t_0 \sim t_1$ )和( $t_2 \sim t_5$ )阶段相似，故省略分析。

阶段 1 ( $t_1 \sim t_2$ ): 开关  $S_{11}$  导通，开关  $S_{12}$  关断。在  $t = t_1$  时，电压  $u_{C32}$  从  $U_3$  降至零， $D_{32}$  开始导通。谐振回路停止工作，电流  $i_3$  直接流入  $B_3$ 。在这个阶段，能量传递不会立即停止，对于后期谐振来说，谐振回路的初始条件被钳位，谐振幅度不会增大，进而间接实现了电流限制。

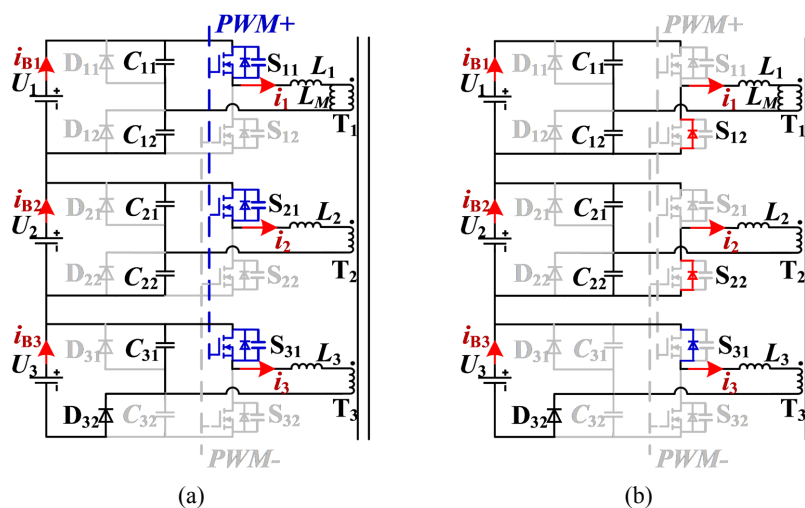


Figure 6. Status of each stage of charging limitation mode

图 6. 充电限制模式各阶段状态

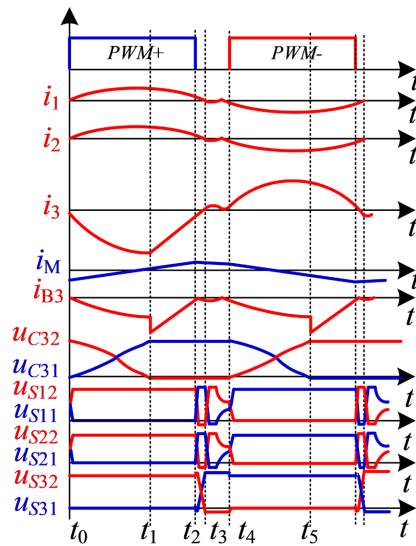


Figure 7. Key waveforms of charging limitation mode  
图 7. 充电限制模式关键波形

#### 4. 均衡原理

##### 4.1. 建立等效模型

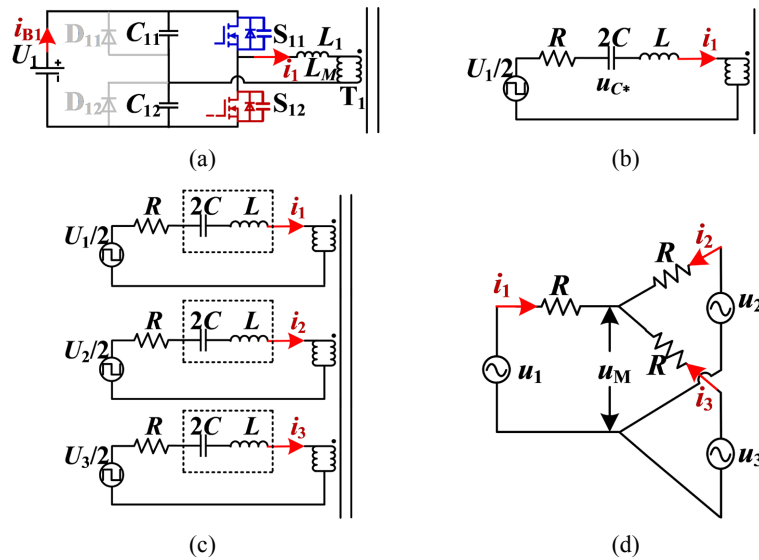


Figure 8. Equivalent circuit model  
图 8. 电路等效模型

在分析该均衡器的平衡原理之前，首先建立了等效电路。在不失一般性的前提下，以  $B_1$  电池为例介绍等效电路的推导过程。如图 8(a)所示，开关  $S_{11}$  导通，开关  $S_{12}$  关断，得到如下微分方程：

$$\begin{cases} C \frac{du_{11}(t)}{dt} + i_1(t) = C \frac{du_{12}(t)}{dt} \\ L \frac{di_1(t)}{dt} = u_{11}(t) - U_M - Ri_1(t) \end{cases} \quad (3)$$

化简为:

$$\begin{cases} 2C \frac{du_{C^*}(t)}{dt} = i_1(t) \\ L \frac{di_1(t)}{dt} + U_M + Ri_1(t) + u_{C^*}(t) = \frac{U_1}{2} \end{cases} \quad (4)$$

其中  $u_{C^*}(t)$  和  $U_1$  分别为:

$$u_{C^*}(t) = \frac{u_{12}(t) - u_{11}(t)}{2} \quad (5)$$

$$U_1 = u_{11}(t) + u_{12}(t) \quad (6)$$

当开关  $S_{11}$  关断, 开关  $S_{12}$  导通时, 通过类似的计算, 得到如下微分方程:

$$\begin{cases} 2C \frac{du_{C^*}(t)}{dt} = i_1(t) \\ L \frac{di_1(t)}{dt} + U_M + Ri_1(t) + u_{C^*}(t) = -\frac{U_1}{2} \end{cases} \quad (7)$$

可以看出式(5)与式(8)的唯一区别是等效输出电压的极性。根据式(4)和式(7)可得到等效电路, 如图 8(b)所示。然后构建一个三电池等效电路, 如图 8(c)所示。采用一阶谐波近似(FHA)方法, 去掉变压器和谐振回路。图 8(d)进一步简化了等效模型, 根据 FHA 法, 交流电压  $u_1, u_2, u_3$  可表示为

$$\begin{cases} u_1(t) = \frac{2}{\pi} U_1 \sin(\omega(t-t_0)) \\ u_2(t) = \frac{2}{\pi} U_2 \sin(\omega(t-t_0)) \\ u_3(t) = \frac{2}{\pi} U_3 \sin(\omega(t-t_0)) \end{cases} \quad (8)$$

式中  $\omega = 2\pi f_r$ , 中心点电压表示为

$$u_M = \frac{1}{3}(u_1(t) + u_2(t) + u_3(t)) \quad (9)$$

根据图 8(d), 电流  $i_1, i_2, i_3$  表示为

$$\begin{cases} i_1(t) = \frac{u_1(t) - u_M}{R} = \frac{2}{3\pi R} (2U_1 - U_2 - U_3) \sin(\omega(t-t_0)) \\ i_2(t) = \frac{u_2(t) - u_M}{R} = \frac{2}{3\pi R} (2U_2 - U_1 - U_3) \sin(\omega(t-t_0)) \\ i_3(t) = \frac{u_3(t) - u_M}{R} = \frac{2}{3\pi R} (2U_3 - U_1 - U_2) \sin(\omega(t-t_0)) \end{cases} \quad (10)$$

由式(10)可以发现, 端电压最大的电池的电流为正, 而端电压最小的电池的电流为负, 这表明能量从电压较高的电池转移到电压较低的电池。中等电压的电池可以吸收高压电池的能量, 并向低压电池释放能量。

接下来, 分析了三种电池的平均传输功率  $P_i > 0$  ( $i = 1, 2, 3$ )。由式(8)和式(10)可得:



$$\begin{cases} P_1 = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_0+T_r} u_1(t) i_1(t) dt = \frac{2T_r U_1 (2U_1 - U_2 - U_3)}{3\pi^2 R T_S} \\ P_2 = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_0+T_r} u_2(t) i_2(t) dt = \frac{2T_r U_2 (2U_2 - U_1 - U_3)}{3\pi^2 R T_S} \\ P_3 = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_0+T_r} u_3(t) i_3(t) dt = \frac{2T_r U_3 (2U_3 - U_2 - U_1)}{3\pi^2 R T_S} \end{cases} \quad (11)$$

其中  $T_S$  是开关周期,  $T_r$  是谐振周期。如果  $P_i > 0$ , 电池  $B_i$  释放能量; 否则, 它会吸收能量。

#### 4.2. 电池电压均衡

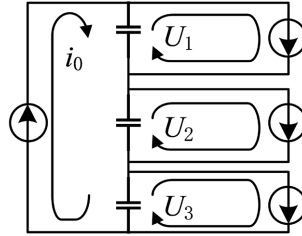


Figure 9. Simplified model of battery pack  
图 9. 电池组简化模型

为了解释电池电压如何平衡, 每个电池被简化为一个内部电阻  $R_0$  和一个理想电容  $C_B$ 。内部电阻与等效电阻  $R$  组合,  $C_B$  表示电池的 A-H 容量。

这样, 电池组就可以简化, 如图 9 所示。变量  $i_0$  为电池组负载电流,  $i_{Bi}$  为电池平衡电流。如果电容器之间的电压差收敛为零, 则实现电压均衡。利用状态空间平均法, 建立电路模型如下:

$$C_B \frac{dU_1}{dt} = i_0 - \frac{P_1}{U_1} = i_0 - \frac{2T_r (2U_1 - U_2 - U_3)}{3T_S R \pi^2} \quad (12)$$

$$C_B \frac{dU_2}{dt} = i_0 - \frac{P_2}{U_2} = i_0 - \frac{2T_r (2U_2 - U_1 - U_3)}{3T_S R \pi^2} \quad (13)$$

$$C_B \frac{dU_3}{dt} = i_0 - \frac{P_3}{U_3} = i_0 - \frac{2T_r (2U_3 - U_2 - U_1)}{3T_S R \pi^2} \quad (14)$$

(12)减去(13)得

$$C_B \frac{d\hat{U}_{12}}{dt} = -k\hat{U}_{12} \quad (15)$$

其中

$$\hat{U}_{12} = U_1 - U_2 \quad (16)$$

$$k = \frac{2T_r}{T_S R \pi^2} \quad (17)$$

由式(17)可以看出, 当  $-k < 0$  时,  $\hat{U}_{12}$  将收敛于 0, 因此, 实现了  $B_1$  和  $B_2$  的电压均衡。 $B_2$  和  $B_3$  的电压均衡以及  $B_1$  和  $B_3$  的电压均衡也可以得到类似的证明。等效电阻  $R$  是控制电压差收敛速度的关键参数, 较低的等效电阻可以获得更高的均衡速度。

### 4.3. 电池电压均衡

在开关导通前, 应使结电容通过磁化电流放电。然而, 电压不平衡的情况下, 在死区时间内, 磁化电流会自动流入低压电池。因此, 低压电池的开关更容易实现零电压开通。

根据第二节分析, 其他开关的开关电压会趋向于一个偏置值, 该偏置值高于零且低于电池电压。这种开关方式被称为改进硬开关, 可以提供比硬开关更低的开关损耗。在电压平衡的情况下, 磁化电流平均流入每个电池, 所有的开关都能实现零电压, 所以所有的结电容都应由磁化电流放电或充电。以三节电池情况为例, 励磁电感中存储的能量应高于结电容中存储的能量

$$\frac{L_M}{2} i_{M\_peak}^2 \geq 3C_S U_{\max}^2 \quad (18)$$

其中  $C_S$  为开关的结电容,  $U_{\max}$  为最大电池电压,  $i_{M\_peak}$  为磁化电流峰值, 可表示为

$$i_{M\_peak} = \frac{U_{\max}}{8L_M f_r} \quad (19)$$

放电后的结电容器, 磁化电流  $i_{M\_peak}^*$  可重写为

$$i_{M\_peak}^* = \sqrt{i_{M\_peak}^2 - \frac{6C_S}{L_M} U_{\max}^2} \quad (20)$$

开关关断后, 磁化电流  $i_{M\_peak}^*$  开始减小, 电压  $U_M$  大于  $-U_{\max}/2$ 。同时, 励磁电流应大于零, 以保证死区 ZVS 状态, 由此可得:

$$i_{M\_peak}^* - \frac{U_{\max}}{2L_M} T_{dt} \geq 0 \quad (21)$$

其中  $T_{dt}$  是死区时间, 死区时间和励磁电感可由式(21)得到。这些参数可用于设计变压器和驱动信号, 以实现开关的零电压开通。

## 5. 仿真实验和分析

如图 10 所示, 使用 MATLAB/Simulink 软件按照上述设计的参数对 8 节电池进行仿真实验验证。为缩短仿真时间, 锂电池用一个具有  $20 \text{ m}\Omega$  内部电阻和  $50 \text{ mF}$  理想电容的电容器替代, 对仿真结果并无较大影响。

### 5.1. 仿真参数设置

均衡电路模块中谐振电容的值为  $1 \mu\text{F}$ , 半桥上下的两开关管为一对频率为  $95 \text{ k}$ , 占空比  $44\%$  的互补信号驱动。半桥 LLC 谐振变换器模块中变压器的励磁电感  $L_m$  为  $91 \mu\text{H}$ , 原边和副边的匝数比为  $1:1:\dots:1$ 。

### 5.2. 仿真结果分析

如图 11 所示, 设置 8 节串联电池  $B_1$ 、 $B_2$ 、 $B_3$ 、 $B_4$ 、 $B_5$ 、 $B_6$ 、 $B_7$ 、 $B_8$  的初始电压分别为  $4.2 \text{ V}$ 、 $4.15 \text{ V}$ 、 $4.1 \text{ V}$ 、 $4 \text{ V}$ 、 $2.95 \text{ V}$ 、 $2.9 \text{ V}$ 、 $2.85 \text{ V}$ 、 $2.8 \text{ V}$ 。

图 11(a)显示了电池  $B_1$  的放电限制模式波形。在这种模式下, 从  $B_1$  流出的电流达到额定值。在开关关断之前, 谐振电容  $C_{11}$  或  $C_{12}$  的电压降至零。然后, 钳位二极管  $D_{11}$  或  $D_{12}$  开始导通, 电池  $B_1$  旁路,  $B_1$  的能量传递中断, 这意味着电流限制发生。从图 11(a)第二通道的电流波形来看, 从  $B_1$  流出的平均平衡电流约为  $0.8 \text{ A}$ , 这与设计考虑和理论分析非常吻合。

该均衡器的稳态波形如图 11(b)所示, 图 11(b)为  $B_3$  电池的功率传输方式波形, 在这种模式下, 能量自动从电池  $B_3$  转移到其他电池, 此时平衡电流完全依赖于电池之间的电压差。谐振电容的电压未被钳位, 钳位二极管上的电流为零。

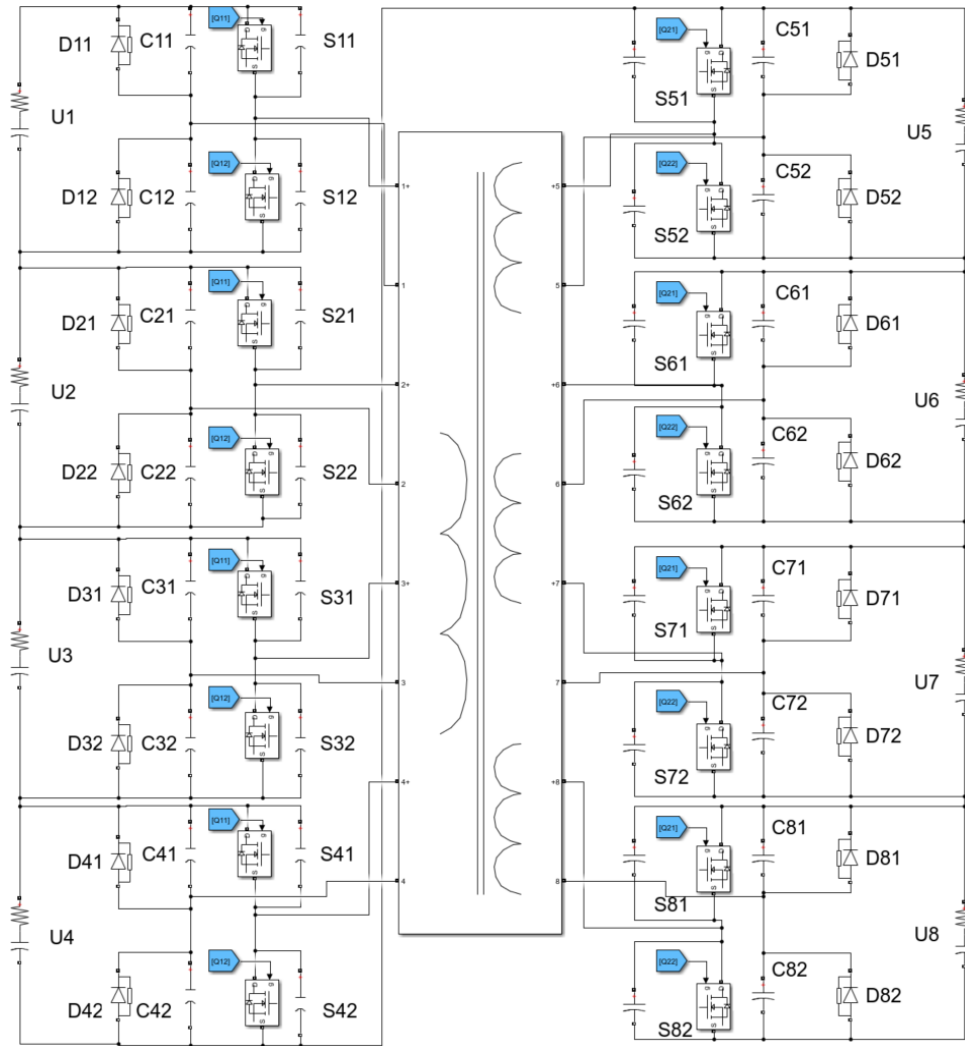
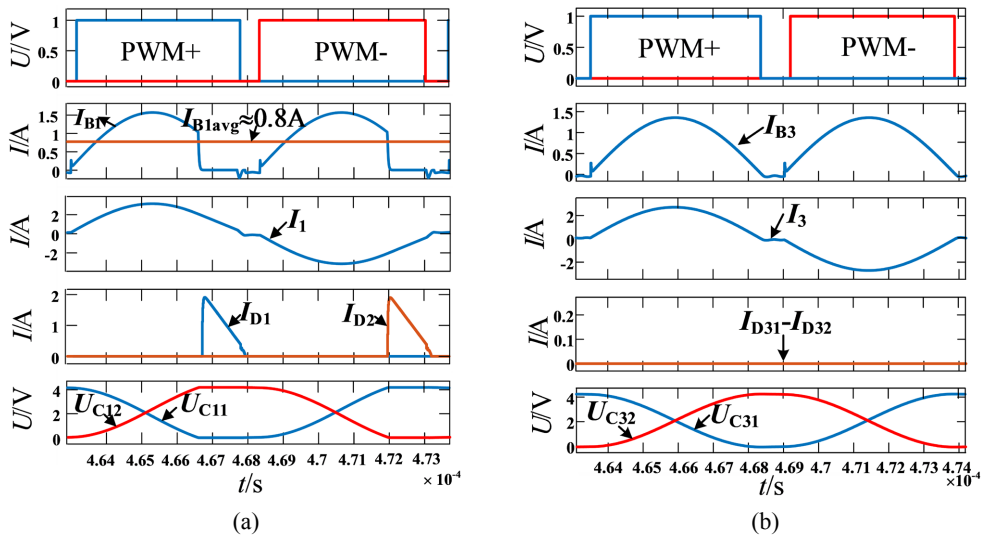


Figure 10. Equilibrium circuit simulation model  
 图 10. 均衡电路仿真模型图



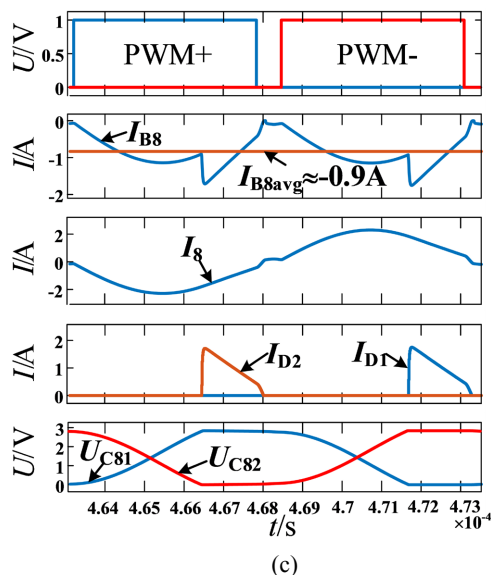


Figure 11. Key waveforms for each mode  
图 11. 各模式关键波形

图 11(c)为电池  $B_8$  的充电限制模式波形, 在此模式下, 流入  $B_8$  的电流达到额定值。谐振电容  $C_{81}$  或  $C_{82}$  的电压降至零, 钳位二极管  $D_{81}$  或  $D_{82}$  开始导通, 在这之后, 能量继续在谐振周期内转移至  $B_3$ 。然而, 由于初始条件和谐振振幅的限制, 谐振后期传递的能量将不会再增加, 从而间接实现了充电限制。从图 11(c)的第二通道的电流波形来看, 流入  $B_8$  的平均平衡电流约为 0.9A, 符合预期的参数设计。

在不同初始电池电压( $U_1 = U_2 = U_3 = U_4 = 4.2$  V,  $U_5 = U_6 = U_7 = U_8 = 2.8$  V)下, 仿真结果及平衡电流曲线如图 12(a)所示。在  $t = 0.04$  s 之前, 平衡电流可以保持较高的值, 即达到限流, 在  $t = 0.04$  s 后, 平衡电流开始与电压差线性相关。同样, 另一组电池电压( $U_1 = 4.2$  V,  $U_2 = 4.1$  V,  $U_3 = 4$  V,  $U_4 = 3.9$  V,  $U_5 = 3.1$  V,  $U_6 = 3$  V,  $U_7 = 2.9$  V,  $U_8 = 2.8$  V)结果如图 12(b)所示, 当电池电压与平均电压显著不同时, 实现电流限制。随着电压差的减小, 趋近平均电压的电池逐渐从限制模式转变为功率传输模式, 仿真结果验证了该均衡器的限流特性。

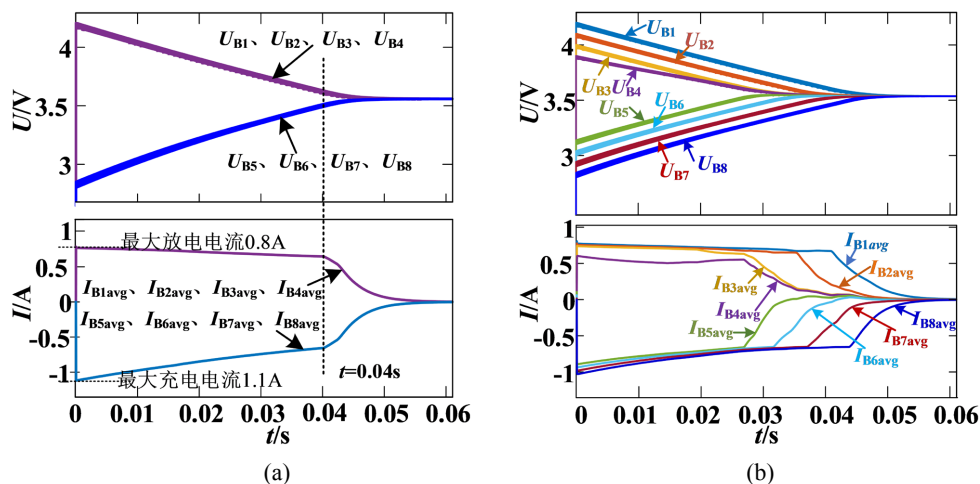


Figure 12. Battery current and voltage balance waveform  
图 12. 电池电流电压均衡波形

## 6. 结论

根据基于半桥 LLC 的均衡拓扑,分析了各模式各阶段的工作原理,建立了均衡拓扑的电路等效模型,设计了合理的均衡策略,然后在 MATLAB/Simulink 软件中搭建了 8 节串联电池仿真模型验证电路可行性。仿真表明:通过控制电容的大小,可以获得理想的电池充放电电流大小,可控的限流特性改善了平衡电流与电压差之间的关系,提高了平衡速度。高电压电池改进的硬开关和低电压电池改进的软开关操作使均衡效率提高,并能实现电池均衡。

## 参考文献

- [1] 蔡敏怡, 张娥, 林靖, 等. 串联锂离子电池组均衡拓扑综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(15): 5294-5311.
- [2] 王宇. 锂离子电池组不一致性诊断策略研究[D]: [硕士学位论文]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2021.
- [3] 茅晓怡. 锂离子电池荷电状态及主动均衡技术研究[D]: [硕士学位论文]. 南京: 南京邮电大学, 2020.
- [4] Lipu, M., Hannan, M.A., Karim, T.F., *et al.* (2021) Intelligent Algorithms and Control Strategies for Battery Management System in Electric Vehicles: Progress, Challenges and Future Outlook. *Journal of Cleaner Production*, **292**, 126044. <https://doi.org/10.1016/j.jclepro.2021.126044>
- [5] 苏瑞. 基于半桥 LLC 谐振变换器的锂电池平稳充电技术研究[D]: [硕士学位论文]. 南京: 南京信息工程大学, 2022.
- [6] Baughman, A.C. and Ferdowsi, M. (2008) Double-Tiered Switched-Capacitor Battery Charge Equalization Technique. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **55**, 2277-2285. <https://doi.org/10.1109/TIE.2008.918401>
- [7] Ye, Y.M., Cheng, K.W.E. and Yeung, Y.P.B. (2012) Zero-Current Switching Switched-Capacitor Zero-Voltage-Gap Automatic Equalization System for Series Battery String. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **27**, 3234-3242. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2181868>
- [8] Shang, Y., Xia, B., Zhang, C., *et al.* (2017) An Automatic Equalizer Based on Forward-Flyback Converter for Series-Connected Battery Strings. 2017 *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Tampa, FL, 26-30 March 2017, 3218-3222. <https://doi.org/10.1109/APEC.2017.7931157>
- [9] Shang, Y., Xia, B., Lu, F., Zhang, C., Cui, N. and Mi, C.C. (2017) A Switched-Coupling-Capacitor Equalizer for Series-Connected Battery Strings. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **32**, 7694-7706. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2638318>
- [10] Kolla, H.R., Vishwanathan, N. and Murthy, B.K. (2022) Independently Controllable Dual-Output Half-Bridge Series Resonant Converter for LED Driver Application. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, **10**, 2178-2189. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2021.3120879>
- [11] 巫春玲, 程琰清, 刘智轩, 等. 一种改进的储能锂电池主动均衡拓扑研究[J]. 电子测量技术, 2021, 44(3): 32-37.
- [12] Aalami, M., Zadeh, S.G. and Babaei, E. (2022) High-Voltage Gain Magnetically Coupled Half-Bridge Z-Source Inverter. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, **50**, 1250-1278. <https://doi.org/10.1002/cta.3177>