

基于电化学阻抗谱的锂电池模组短路故障诊断方法研究

邓旭辉¹, 胡海涛¹, 耿安琪¹, 彭元贞¹, 赵朝阳², 吴磊³, 谢伟⁴, 张晨⁴

(1. 西南交通大学电气工程学院, 四川 成都 611756; 2. 西南交通大学智慧城市与交通学院, 四川 成都 611756; 3. 中国铁道科学研究院集团有限公司, 北京 100081; 4. 四川华泰电气股份有限公司, 四川 遂宁 629000)

摘要: 电化学阻抗谱能够反映电池内部关键状态信息, 利用电化学阻抗谱可实现对电池的监测及故障诊断, 避免发生安全事故。针对电动汽车在充电时发生安全事故的概率最高且大部分是由电池短路所引起的问题, 设计了一种能够在电池充放电时提取电池模组与电池单体阻抗信息的充电桩装置, 对锂电池模组短路故障诊断方法进行了研究。首先, 详述了所设计充电桩的拓扑与控制方法以及电池模组阻抗测量的原理; 然后, 通过仿真验证了充电桩可以在对电池模组进行充放电的同时提取其阻抗信息, 并分析对比了两种扰动信号的优劣、不同程度短路故障下电池单体与电池模组的阻抗变化以及不同支路的电池发生短路时对模组阻抗的影响; 最后, 得到了短路故障下电池单体与电池模组的阻抗谱都会缩小并向左移动, 并且短路电池越集中在同一支路, 模组的阻抗变化越明显的结论。

关键词: 电动汽车充电桩; 电化学阻抗谱; 锂电池模组; 短路; 故障诊断

中图分类号: TM 912 文献标志码: A 文章编号: 1003-6954(2024)04-0031-11

DOI: 10.16527/j.issn.1003-6954.20240405

Research on Short-circuit Fault Diagnosis Method of Lithium Battery Module Based on Electrochemical Impedance Spectroscopy

DENG Xuhui¹, HU Haitao¹, GENG Anqi¹, PENG Yuanzhen¹, ZHAO Zhaoyang², WU Lei³, XIE Wei⁴, ZHANG Chen⁴

(1. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, Sichuan, China; 2. School of Smart City and Intelligent Transportation, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, Sichuan, China; 3. China Academy of Railway Sciences, Beijing 100081, China; 4. Sichuan Huatai Electric Co., Ltd., Suining 629000, Sichuan, China)

Abstract: Electrochemical impedance spectroscopy (EIS) can reflect the critical internal state information of batteries, and using EIS can achieve the monitoring and fault diagnosis of batteries to avoid safety accidents. Aiming at the fact that electric vehicles have the highest probability of safety accidents during charging and most of the safety accidents are caused by short circuit of batteries, the short-circuit fault diagnosis method of lithium battery module is studied by taking charging pile for example. Firstly, the topology and control method of the designed charging pile, and the principle for impedance measurement of battery module are described in detail. And then, the simulation verifies that the charging pile can charge and discharge the battery module at the same time and extract its impedance information. The advantages and disadvantages of two kinds of disturbance signals, and the impedance changes of battery cells and battery modules under different degrees of short-circuit faults are analyzed and compared as well as the effects of short circuit on module impedance of batteries in different branches. Finally, it is concluded that the impedance spectroscopy of both battery cell and battery module can shrink and shift to the left under a short-circuit fault, and the more the short-circuited cells are concentrated in the same branch, the more obvious the impedance change of module is.

Key words: electric vehicle charging pile; electrochemical impedance spectroscopy; lithium battery module; short circuit; fault diagnosis

0 引言

交通电气化是有效缓解全球石油危机、气候变暖与环境污染的重要措施之一^[1]。近年来,全球电动汽车产业快速发展,锂电池因具有循环寿命长、能量密度高、工作温度范围宽等优点迅速成为电动汽车的动力核心^[2-3],但锂电池性质活泼容易引起电动汽车发生自燃、爆炸等安全事故^[4],严重危害人们生命财产安全。

锂电池是一个复杂的电化学系统,其内部有易燃的有机物质,短路故障下的电池易发生热失控^[4-5];而电动汽车电池模组所串并联的电池数目大^[6],火势易扩散至整个模组。故对电动汽车的电池模组进行短路故障诊断是电池安全管理的重要一环。中国新能源汽车大数据研究报告显示^[7],电动汽车在充电状态发生火灾事故的比例最高,为 33.72%,而 78% 的电动汽车火灾是由电池短路引起的^[8]。因此,对锂电池模组进行短路诊断具有重要意义。

当前,针对电池短路的故障诊断方法主要分为三大类:基于信号处理的方法、基于模型的方法和基于机器学习的方法^[9-11]。其中,基于信号处理的方法通过捕捉电池特征曲线的异常来诊断故障电池。如文献[12-14]利用串联电池组中相邻电池电压曲线的相关性系数识别短路电池,该方法消除了单体电池荷电状态与内阻的影响,避免了电池建模工作,但没有考虑电池老化的影响,并且准确性与可靠性有待提高。而利用电动汽车实际运行数据进行短路诊断可消除电池老化的影响,如文献[15-16]在电动汽车实际运行电压曲线的基础上利用相对熵的方法识别短路电池,该方法不受电池充电方式的影响,比相关系数法有更好的准确性与可靠性,但不能区分突发性与渐进性故障。为此,文献[17]提出了样本熵与经验模态分解相结合的方法实现了对突发性与渐进性短路故障的诊断,具有较高的准确率,但计算量较大。针对传统样本熵无法区分短路与开路故障,文献[18]提出了改进样本熵算法,能够诊断和预测短路和开路的早期故障,但无法实现多故障的诊断。总之,基于信号处理的方法不依赖电池模型,在线实现容易,但不能量化短路的严重程度,对软短路的诊断较为困难。

基于模型的短路诊断方法依靠故障情况下高保

真电池模型参数的变化来识别短路电池,能够准确估计软短路的严重程度。如文献[19]利用等效电路模型与扩展卡尔曼滤波器实现了电池的软短路故障诊断,能够定量计算短路电阻值,但检测速度较慢;文献[20]则构建了 H_∞ 观测器结合等效电路模型实现了软短路的定量诊断,提高了检测速度;文献[21]基于电池差分模型,利用扩展卡尔曼滤波和递推最小二乘滤波实现了软短路的定量诊断,提高了检测速度,但不能区分软短路电池和低容量老化电池。为此,文献[22]利用互信息模型结合等效电路模型实现了软短路电池和低容量老化电池的诊断,但模型复杂度高,建模工作量很大。可见,基于模型的诊断方法依赖模型精度,建模工作量大。

基于机器学习的诊断方法不依赖电池模型,不需要考虑复杂的故障机制,具有较高的诊断准确率,但需要大量的训练数据。如文献[23]利用随机森林分类器实现了电池的短路故障诊断,方法简单,但需要大量的训练数据。而文献[24]利用仿真模型获得大量数据结合多机器融合的方法实现了短路故障诊断,解决了真实数据较少的问题,但仍需要大量数据。文献[25]将深度神经网络与电化学阻抗谱(electrochemical impedance spectroscopy, EIS)相结合实现了早期的短路故障诊断,但需要建立庞大的 EIS 数据库。

综上所述,现有的锂电池短路故障诊断方法的研究存在以下两点不足:

1) 现有的电池短路故障诊断的方法大多仅对串联电池组进行诊断,少有对串并联模组进行短路诊断的方法;

2) 现有的方法基本都依靠短路电池所表现的故障特征进行诊断,属于被动式诊断,缺乏主动诊断策略。

EIS 与电池的荷电状态、寿命状态以及内部温度存在极大的关联^[26-28],运用 EIS 可以实现对电池的主动监测与故障诊断^[29]。当前利用 EIS 对锂电池模组中的单个电池进行短路故障诊断仍然存在很大的挑战。基于此,下面以电动汽车充电桩为应用对象开展基于 EIS 的锂电池模组短路故障诊断方法研究。首先,设计了一种充电桩装置和电池模组阻抗测量方法,能够在对电池进行充放电的同时提取电池模组与电池单体阻抗信息;然后,通过仿真验证其正确性,并分析不同程度短路故障下电池模组与电池单体的阻抗谱的变化规律,为锂电池模组短路故障的主动诊断方式提供了新思路。

1 充电桩拓扑及其控制方法

1.1 三相 PWM 整流器拓扑及控制方法

1.1.1 整流器数学模型

三相脉冲宽度调制 (pulse width modulation, PWM) 整流器因具有动态响应快、能量双向流动、功率因素可调等特点,在电力电子领域有着广泛的应用^[30]。整流器的主电路拓扑如图 1 所示。

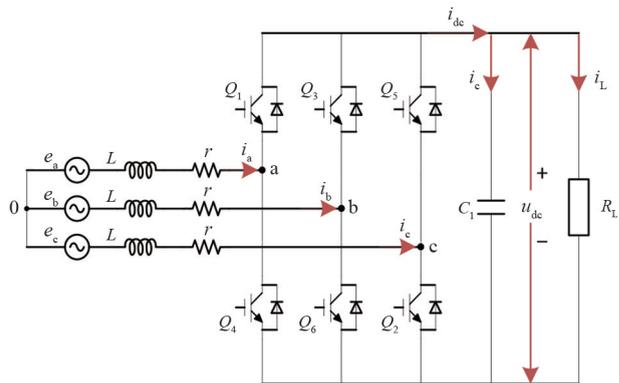


图 1 三相 PWM 整流器主电路拓扑

图 1 中: e_a 、 e_b 、 e_c 为电网三相电压; u_{dc} 为整流器直流输出电压; i_a 、 i_b 、 i_c 为所输入的三相电流; i_{dc} 为直流输出电流; i_L 为负载电流; i_c 为滤波电容电流; L 为网侧滤波电感; r 为线路与电感的电阻; Q_1 至 Q_6 为整流器开关器件; C_1 为滤波电容; R_L 为直流负载。

由图 1 可得,在一定假设条件下,应用基尔霍夫电流定律与基尔霍夫电压定律可得整流器在三相坐标系下的数学模型^[31]为

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_a}{dt} \\ L \frac{di_b}{dt} \\ L \frac{di_c}{dt} \\ C_1 \frac{du_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -r & 0 \\ S_a & S_b & S_c & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_L \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} (S_a - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k) \\ (S_b - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k) \\ (S_c - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k) \\ 0 \end{bmatrix} u_{dc} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中, S_k ($k=a, b, c$) 为整流器桥臂上的逻辑开关函数, $S_k=1$ 表示上桥臂开关导通、下桥臂开关关断; $S_k=0$ 表示上桥臂开关关断、下桥臂开关导通。

由式(1)可以看出,该数学模型含有交流量而难以控制,故进行坐标变换可得 dq 坐标系下的数学模型为

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_d}{dt} \\ L \frac{di_q}{dt} \\ C_1 \frac{du_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r & \omega L & 0 \\ -\omega L & -r & 0 \\ \frac{3}{2} S_d & \frac{3}{2} S_q & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_L \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{dc} S_d \\ u_{dc} S_q \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中, i_d 、 i_q 、 S_d 、 S_q 、 e_d 、 e_q 均分别为 d 轴与 q 轴分量。

1.1.2 整流器双闭环控制

由式(2)易知 d 、 q 轴分量互相耦合,由电流内环实现解耦,表达式为

$$\begin{cases} u_d = -(K_{ip} + \frac{K_{ii}}{s})(i_d^* - i_d) + e_d + \omega Li_q \\ u_q = -(K_{ip} + \frac{K_{ii}}{s})(i_q^* - i_q) + e_q - \omega Li_d \end{cases} \quad (3)$$

式中: u_d 、 u_q 分别为交流电压 d 、 q 轴分量; i_d^* 、 i_q^* 分别为交流电流的 d 、 q 指令值; K_{ip} 、 K_{ii} 为电流环的比例、积分系数。

在电流环的基础上引入电压外环控制,构成双闭环控制结构,如图 2 所示。图 2 中: u_{dc}^* 为输出电压给定值, u_{dc} 为实际输出电压,二者的差值形成误差信号经过电压外环 PI 控制器生成电流内环的给定值 i_d^* ; i_d^* 与 i_d 的差值经电流内环解耦控制形成 u_d ; i_q^* 与 i_q 的差值经电流内环前馈解耦控制形成 u_q ; u_d 、 u_q 经坐标变换与空间矢量脉宽调制 (space vector pulse width modulation, SVPWM) 生成开关控制信号。一般只需对 i_d 进行控制, i_q^* 为 0。

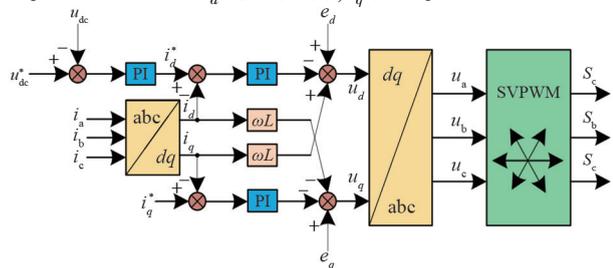


图 2 PWM 整流器双闭环控制

1.1.3 SVPWM 技术

SVPWM 技术是三相 PWM 整流器最常见的调制技术之一,应用广泛^[32]。三相整流器的 8 种开关组合使其有 8 组基本电压矢量,可用模为 $2u_{dc}/3$ 的基本空间电压矢量在复平面表示。如图 3 所示, U_0 、 U_7 为零电压矢量,剩余的 6 个矢量将复平面划分成 6 个扇区。

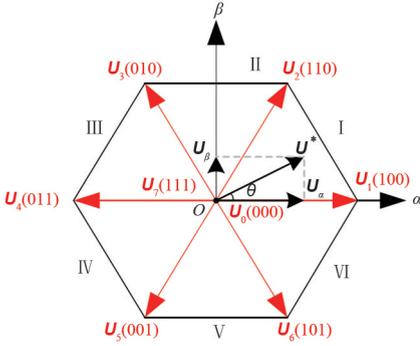


图 3 空间电压矢量分布

电网合成电压矢量 U^* 以角频率 ω 在复平面内逆时针旋转,需确定矢量 U^* 所在扇区的位置。将 U^* 转换到 $\alpha\beta$ 坐标系下,可由分量 U_α 、 U_β 的关系来确定位置。总结规律如下:

- 1) 若 $U_\beta > 0$, 则令 $A = 1$, 此时 U^* 位于第 I、II、III 扇区; 反之 $A = 0$, U^* 位于第 IV、V、VI 扇区。
- 2) 若 $U_\beta - \sqrt{3}U_\alpha < 0$, 则令 $B = 1$, 此时 U^* 位于第 I、V、VI 扇区; 反之令 $B = 0$, U^* 位于第 II、III、IV 扇区。
- 3) 若 $U_\beta + \sqrt{3}U_\alpha < 0$, 则令 $C = 1$, 此时 U^* 位于第 III、IV、V 扇区; 反之令 $C = 0$, U^* 位于第 I、II、VI 扇区。

令 N 为

$$N = A + 2B + 4C \quad (4)$$

可得 N 值与扇区号的关系如表 1 所示。

表 1 值与扇区号对应关系

| 扇区号 | I | II | III | IV | V | VI |
|-----|---|----|-----|----|---|----|
| N | 3 | 1 | 5 | 4 | 6 | 2 |

进一步以第一扇区为例,当 U^* 位于第一扇区时,两个基本矢量 U_1 、 U_2 与零矢量 U_0 、 U_7 的作用时间合成如图 4 所示。

由图 4,可以得到

$$U^* = \frac{T_1}{T_s}U_1 + \frac{T_2}{T_s}U_2 \quad (5)$$

式中: T_s 为开关周期; T_1 、 T_2 分别为 U_1 、 U_2 作用时间。

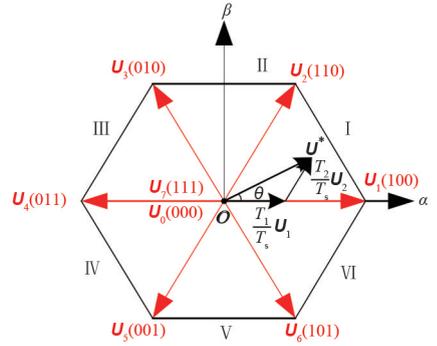


图 4 空间电压矢量合成

零矢量 U_0 、 U_7 作用时间为 T_0 、 T_7 , 且 $T_0 = T_7$, 则有

$$T_s = T_1 + T_2 + T_0 + T_7 \quad (6)$$

由图 4,应用正弦定理可得

$$\frac{|U^*|}{\sin(2\pi/3)} = \frac{|(T_1/T_s)U_1|}{\sin(\pi/3 - \theta)} = \frac{|(T_2/T_s)U_2|}{\sin \theta} \quad (7)$$

式中, θ 为 U^* 与 U_1 的夹角。

易知 $|U_1| = |U_2| = 2u_{dc}/3$, 联立式(6)、式(7)可得基本矢量作用时间为

$$\begin{cases} T_1 = \frac{\sqrt{3}}{u_{dc}} |U^*| T_s \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ T_2 = \frac{\sqrt{3}}{u_{dc}} |U^*| T_s \sin \theta \\ T_{0,7} = T_s - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (8)$$

为简化,令:

$$\begin{cases} X = \sqrt{3}U_\beta \frac{T_s}{u_{dc}} \\ Y = (\frac{\sqrt{3}}{2}U_\beta + \frac{3}{2}U_\alpha) \frac{T_s}{u_{dc}} \\ Z = (\frac{\sqrt{3}}{2}U_\beta - \frac{3}{2}U_\alpha) \frac{T_s}{u_{dc}} \end{cases} \quad (9)$$

可得 U^* 位于不同扇区时对应的两相邻矢量作用时间 T_1 、 T_2 , 如表 2 所示。

表 2 与目标矢量相邻的两矢量的作用时间

| 扇区号 | I | II | III | IV | V | VI |
|-------|----|----|-----|----|----|----|
| T_1 | -Z | Y | X | Z | -Y | -X |
| T_2 | X | Z | -Y | -X | -Z | Y |

采用七段式算法对基础矢量的切换时间点进行计算,图 5 为以第一扇区为例的七段式矢量合成图。依据开关损耗最小的原则,在每个矢量切换点,开关的状态只改变一次。图 6 为第一扇区的开关函数及

其作用时间图。

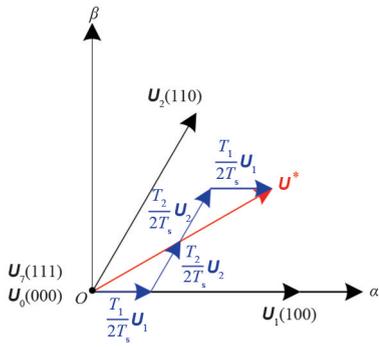


图 5 七段式矢量合成

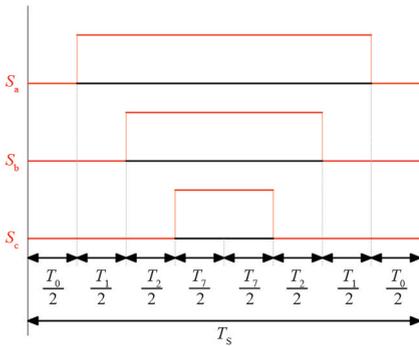


图 6 开关函数及作用时间

为简便,定义 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} 为

$$\begin{cases} T_{cm1} = \frac{T_s - T_1 - T_2}{2} \\ T_{cm2} = T_{cm1} + T_1 \\ T_{cm3} = T_{cm2} + T_2 \end{cases} \quad (10)$$

由此可得各扇区矢量切换点 T_{cma} 、 T_{cmb} 、 T_{cmc} ,如表 3 所示。

表 3 各扇区对应矢量切换时间点

| 扇区号 | I | II | III | IV | V | VI |
|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| T_{cma} | T_{cm1} | T_{cm2} | T_{cm3} | T_{cm3} | T_{cm2} | T_{cm1} |
| T_{cmb} | T_{cm2} | T_{cm1} | T_{cm1} | T_{cm2} | T_{cm3} | T_{cm3} |
| T_{cmc} | T_{cm3} | T_{cm3} | T_{cm2} | T_{cm1} | T_{cm1} | T_{cm2} |

1.2 Buck-Boost 拓扑及控制

1.2.1 Buck-Boost 变换器拓扑结构

DC/DC 变换采用双向 Buck-Boost 变换器。图 7 所示为 Buck-Boost 的主电路拓扑。该变换器能够工作于 Buck(输出电压小于输入电压)与 Boost(输出电压大于输入电压)两种模式,当电动汽车电池恒流充电时,变换器工作于 Buck 模式;当电池恒流放电时,变换器工作于 Boost 模式,电池电能依次经过 Buck-Boost 变换器、PWM 整流器反馈至电网。

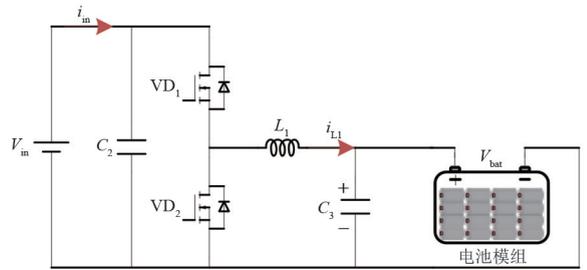


图 7 Buck-Boost 变换器主电路拓扑

图 7 中: V_{in} 为 Buck-Boost 变换器高压侧电压; V_{bat} 为电池模组电压; L_1 为滤波电感; VD_1 、 VD_2 为开关器件; C_2 、 C_3 分别为高、低压侧滤波电容; i_{in} 为输入电流; i_{L1} 为负载电流。

1.2.2 Buck-Boost 变换器控制策略

所设计的 Buck-Boost 变换器的两种工作方式均采用电流单环控制策略,如图 8 所示。

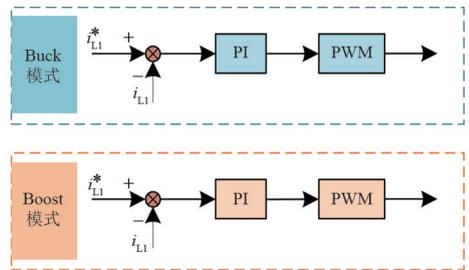


图 8 Buck-Boost 变换器控制策略

图 8 中: i_{L1}^* 为负载电流给定值, i_{L1} 为负载电流实际值,二者的差值即误差信号经过 PI 控制、PWM 电路生成触发脉冲信号对开关管进行控制,实现升降压的功能。

2 阻抗测量

2.1 阻抗测量原理

测量阻抗谱可实现电动汽车电池模组的状态评估与故障诊断,这里以恒流充电下的电动汽车电池为测量对象进行阻抗测量。阻抗测量步骤如图 9 所示;阻抗测量原理如图 10 所示。

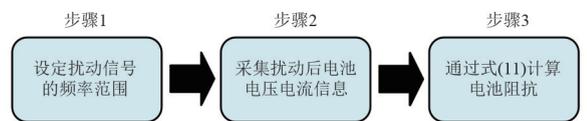


图 9 电池阻抗测量步骤

首先,根据需要测量的电池的交流阻抗范围设定扰动带宽 $[f_{min}, f_{max}]$;然后将扰动信号叠加在 Buck-Boost 变换器的电流内环上注入电池后,采集

电池两端的时域电压电流响应 $V_{\text{bat}}(t)$ 、 $I_{\text{bat}}(t)$ ；进一步运用快速傅里叶变换将时域电压电流响应转换为频域信号 $V_{\text{bat}}(j\omega)$ 、 $I_{\text{bat}}(j\omega)$ ，最后利用式 (11) 求解电池阻抗信息。

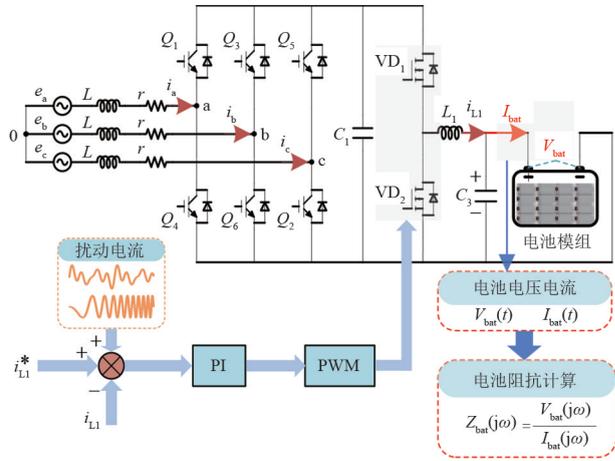


图 10 电动汽车电池阻抗测量原理

$$Z_{\text{bat}}(j\omega) = \frac{V_{\text{bat}}(j\omega)}{I_{\text{bat}}(j\omega)} \quad (11)$$

式中： $Z_{\text{bat}}(j\omega)$ 为电池阻抗； $V_{\text{bat}}(j\omega)$ 、 $I_{\text{bat}}(j\omega)$ 分别为注入扰动后电池的频域电压、电流。

2.2 扰动信号设计

2.2.1 多正弦信号

多正弦信号是一种宽频正弦信号，其具有双边频谱可控、信噪比高的特点，其数学表达^[33]为

$$y_{\text{tone}}(t) = K_{\text{tone}} \sqrt{\frac{1}{N_{\text{tone}}}} \sum_{i=1}^{N_{\text{tone}}} \sin\left(2\pi f_i t + \pi \frac{(i-1)^2}{N_{\text{tone}}}\right) \quad (12)$$

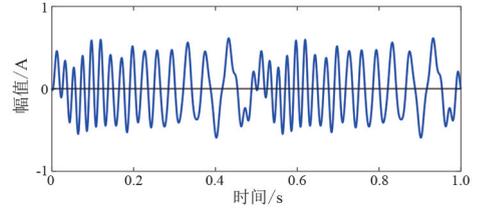
式中： K_{tone} 为信号幅值增益； N_{tone} 为总频率点数； f_i 为第 i 次谐波频率； $\pi(i-1)^2/N_{\text{tone}}$ 为第 i 次谐波的相位。

图 11 为频率为 10~50 Hz 的多正弦信号，起始频率为 10 Hz，最大频率为 50 Hz，频率间隔为 2 Hz，总频率点数为 21 个，每个频率点的信号幅值为 0.1 A。可以看出，所设定的多正弦信号的频率能量在设定的频率点上均匀分布，无频谱泄露现象。

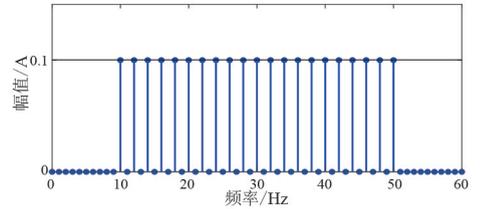
2.2.2 线性调频信号(Chirp)信号

Chirp 信号与多正弦信号一样属于双边频谱可控的宽频正弦信号，但其信噪比较低，且频率在设定频率范围内随着时间线性变化^[34]，其数学表达为

$$y_{\text{chirp}}(t) = \sin\left\{2\pi t \left[f_{\min} + (f_{\max} - f_{\min}) \frac{t}{2T_{\text{chirp}}} \right] \right\} \quad (13)$$



(a) 时域波形

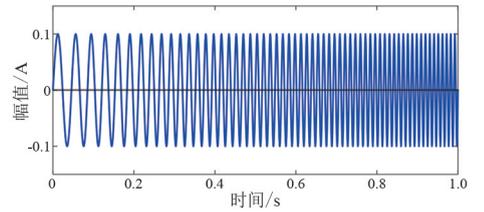


(b) 频域波形

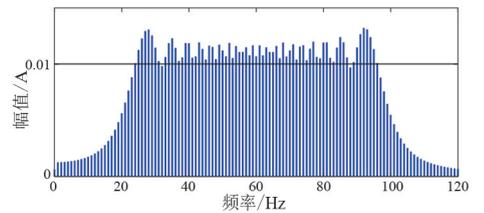
图 11 多正弦信号

式中： f_{\min} 为 Chirp 信号的最小频率； f_{\max} 为 Chirp 信号的最大频率； T_{chirp} 为 Chirp 信号的周期。

频率为 20~100 Hz 范围的 Chirp 信号如图 12 所示，其最小频率 f_{\min} 为 20 Hz，最大频率 f_{\max} 为 100 Hz，信号周期 T_{chirp} 为 1 s。从图中可见，Chirp 信号的频谱能量并没有均匀分布，存在频谱泄露。



(a) 时域波形



(b) 频域波形

图 12 Chirp 信号

3 仿真结果

3.1 系统模型建立

为了验证所设计的电动汽车充电桩装置和电池模组阻抗测量方法的正确性与可行性，在 Matlab/Simulink 软件中搭建了如图 10 所示的充电桩装置与阻抗测量模型，对电池模组进行充放电的同时测量其阻抗信息。充电桩装置的系统参数如表 4 所示。

表4 充电桩系统参数

| 参数 | 设定值 |
|------------------------------|------------------------------|
| 整流器交流侧电感 L/mH | 2.1 |
| 整流器开关频率 f_p/kHz | 20 |
| 整流器输出电压 u_{dc}/V | 600 |
| 整流器直流侧电容 C_1/mF | 6 |
| 整流器电压环 K_{vp}, K_{vi} | $K_{vp} = 1.2, K_{vi} = 150$ |
| 整流器电流环 K_{ip}, K_{ii} | $K_{ip} = 300, K_{ii} = 300$ |
| Buck-Boost 滤波电感 L_1/mH | 4 |
| Buck-Boost 低压电容 C_3/mF | 3.3 |
| Buck-Boost 开关频率 f_c/kHz | 100 |
| Buck 模式电流环 K_{cp}, K_{ci} | $K_{cp} = 0.1, K_{ci} = 50$ |
| Boost 模式电流环 K_{bp}, K_{bi} | $K_{bp} = 0.1, K_{bi} = 25$ |

3.2 充电桩仿真结果及分析

设置充电桩网侧电压及其频率仿真参数分别为 220 V、50 Hz。图 13 为电池充电模式下的充电桩仿真结果。由图 13(a)可知,整流器输出的直流电压能够在 0.1 s 时稳定在 600 V;由图 13(b)可知充电桩网侧电压电流波形同相位,且都为正弦波,实现了单位功率因素运行;由图 13(c)可知电池在 0.04 s 时能够进入 100 A 恒流充电模式。图 14 为电池放电模式下的充电桩仿真结果。由图 14(a)可知,逆变条件

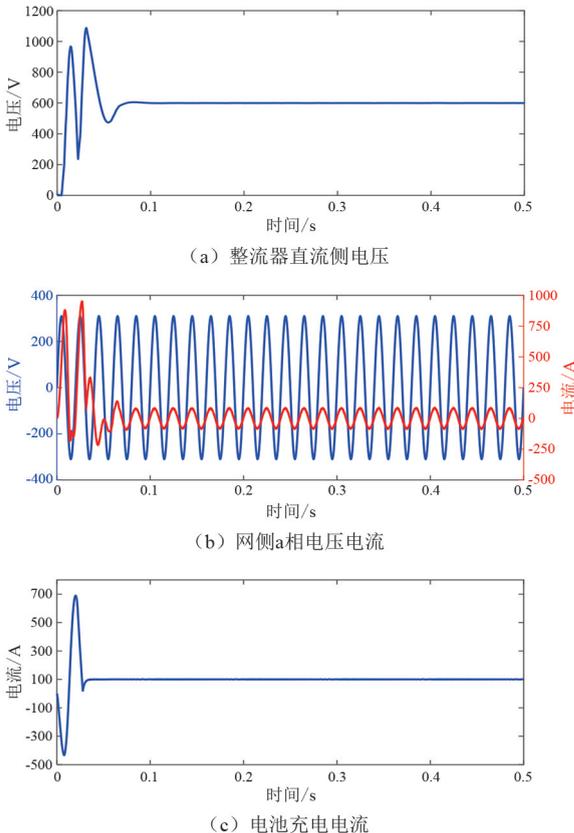


图13 充电模式仿真结果

下,整流器的直流侧电压在 0.1 s 前能够稳定在 600 V;由图 14(b)可知,网侧电压电流波形反相位,整流器工作于逆变状态,电网吸收电能;由图 14(c)可知,电池在 0.04 s 时便能够实现 100 A 的恒流放电。

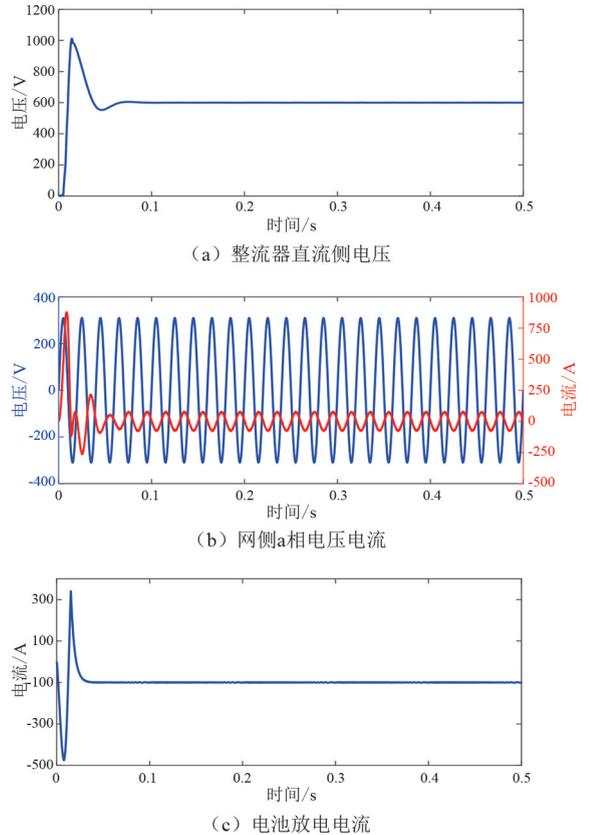


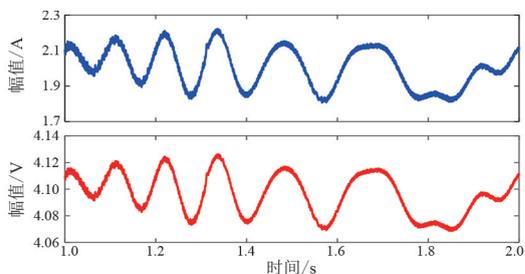
图14 放电模式仿真结果

3.3 电池阻抗测量结果及分析

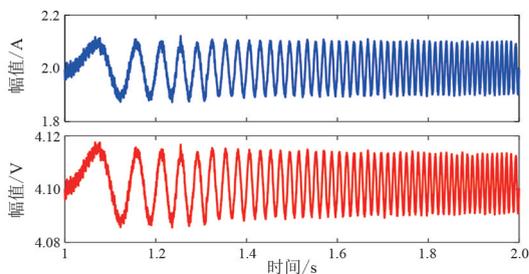
为验证阻抗测量的正确性并分析不同短路故障下电池阻抗的变化,以恒流充电模式下 4 串 3 并的电池模组为例进行验证分析,其中每个电池单体均采用二阶 RC 电路模型。向电池模组注入的多正弦信号幅值增益为 0.15, Chirp 信号的幅值为 0.3 A,所测量的电池阻抗频率范围为 1~1000 Hz。

图 15 为电池单体阻抗测量结果。可以看出,多正弦信号所测得的阻抗幅值与相位误差均很小; Chirp 信号所测得的幅值误差很小,但相位误差在中高频段有小幅增加,最大误差为 6.532° 。从电池单体阻抗测量结果来看,多正弦信号是优于 Chirp 信号的。

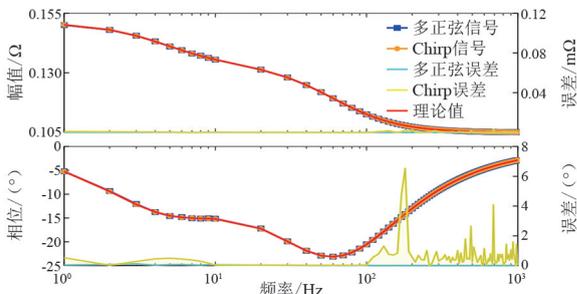
图 16 为 4 串 3 并的电池模组阻抗测量的结果。可以看出,多正弦信号所测得的模组阻抗幅值误差在中低频段较明显,最大为 $0.145 m\Omega$,相位误差很小; Chirp 信号所测得的阻抗相位误差在中高频段较明显,最大为 6.532° ,幅值误差很小。对两种信号所



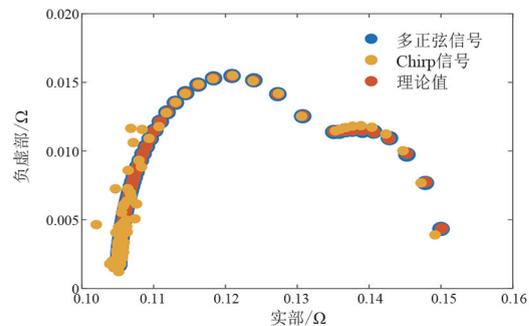
(a) 多正弦扰动下电池单体电流电压波形



(b) 扰动下电池单体电流电压波形



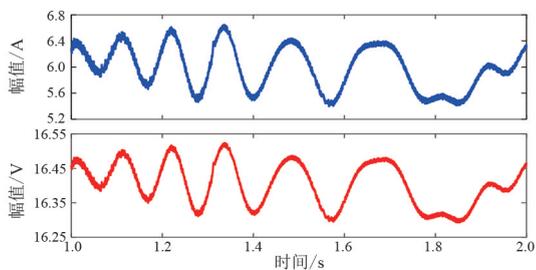
(c) 电池单体阻抗测量结果及误差



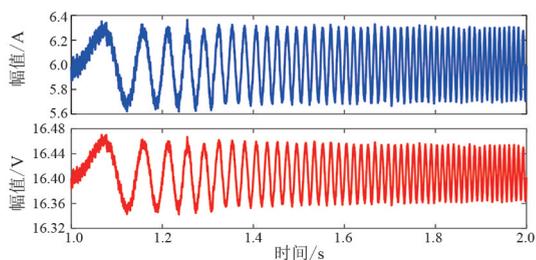
(d) 电池单体阻抗谱理论与测量值

图 15 电池单体阻抗测量结果

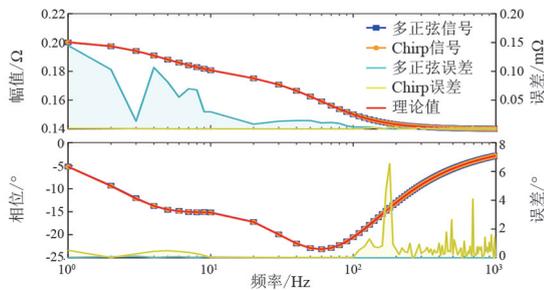
测得的电池单体与模组阻抗作横向对比分析,其中 Chirp 信号测得的单体与模组阻抗幅值的误差均很小,相位误差均在高频段有所增加;多正弦信号测得的电池单体阻抗的幅值及相位的误差均很小,而所测得的模组阻抗幅值的误差在中低频段有所增加,相位误差依然很小。总体来说,两种信号所测得的电池单体与模组的阻抗值与理论值很接近,多正弦信号的测量结果是优于 Chirp 信号的。这是由于多正弦信号的信噪比在频率范围内均匀分布,而 Chirp 信号在高频范围的信噪比要比中低频范围的信噪比低,导致多正弦信号的信噪比要高于 Chirp 信号。



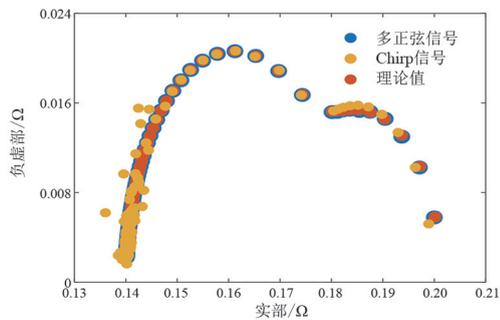
(a) 多正弦扰动下电池模组电流电压波形



(b) Chirp 扰动下电池模组电流电压波形



(c) 电池模组阻抗测量结果及误差



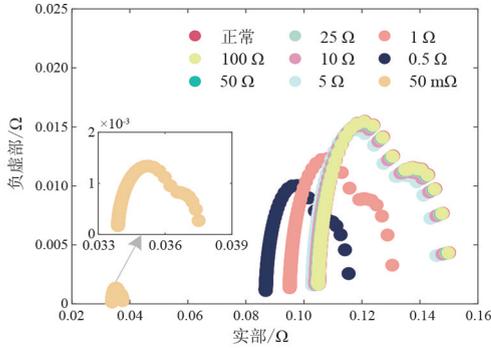
(d) 电池模组阻抗谱理论与测量值

图 16 电池模组阻抗测量结果

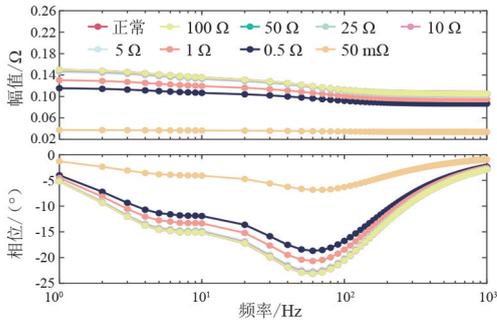
为了分析短路情况下的电池单体与电池模组的阻抗变化,以第一条支路的第一个电池发生短路为例,在其两端并联 $50\text{ m}\Omega\sim 100\text{ }\Omega$ 的短路电阻以模拟电池模组中单个电池发生短路。由于使用多正弦信号的测量结果比使用 Chirp 信号的测量结果更优,故在下面将仅使用多正弦信号进行阻抗测量。

图 17 为不同短路程度下的电池单体的阻抗测量结果。不难看出,随着短路电阻的减小,即短路严重程度加深,电池单体的阻抗幅值逐渐减小,相位逐渐增大,阻抗谱缩小并左移;当短路电阻为 $10\text{ }\Omega$ 及以上时,单体电池的阻抗谱无明显变化,而当其为

1 Ω及以下时,阻抗谱才有明显的缩小和左移,且短路电阻越小,变化越明显,这是由于所使用的电池的 二阶 RC 等效电路模型的总阻抗值在毫欧级别,只有并联短路电阻在 10 Ω以下时才会引起阻抗谱的明显缩小,并且阻抗实部与负虚部均减小导致阻抗谱左移。



(a) 电池单体阻抗谱



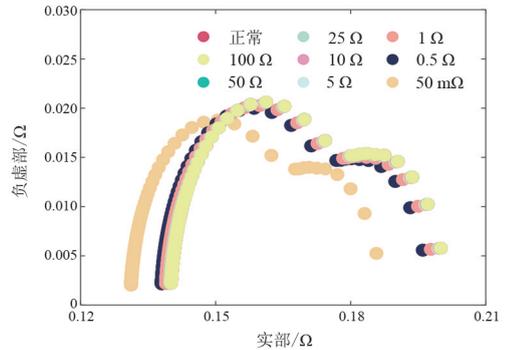
(b) 电池单体阻抗幅值与相位

图 17 不同短路故障下电池单体阻抗

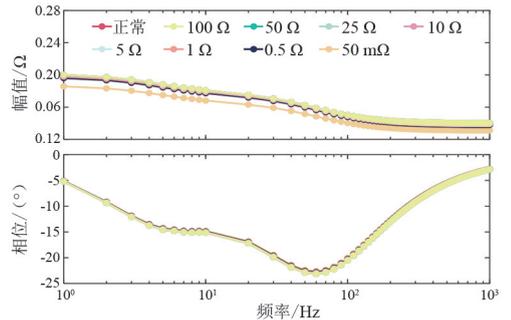
图 18 为不同短路程度下的电池模组的阻抗测量结果。可以看出,电池模组中单个电池发生短路时对整个模组的阻抗影响较小;只有当短路电阻在毫欧级时,电池模组阻抗的幅值才有较小的变化,相位基本不变,阻抗谱有较为明显的缩小和向左移动。因为 4 串 3 并的电池模组的总阻抗值是单体电池总阻抗值的 4/3 倍,总阻抗值的增大将需要更小的短路电阻才会使阻抗谱有明显变化。

图 19 为第一条支路上的 4 个电池单体分 4 种情况分别并联 50 mΩ 短路电阻时所测得的模组阻抗谱。可以看出,同一支路上相同数量的电池发生相同程度的短路时,不论其所在位置如何,模组的阻抗变化是一致的。

为分析不同支路的电池发生短路时模组的阻抗变化,以 50 mΩ 短路故障为例,按表 5 所示案例进行分析。



(a) 电池模组阻抗谱



(b) 电池模组阻抗幅值与相位

图 18 不同短路故障下电池模组阻抗

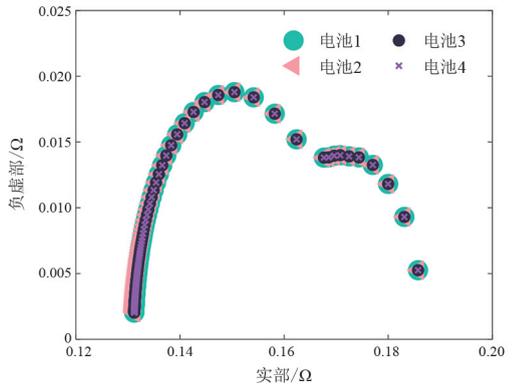


图 19 第一条支路不同位置下的 1 个电池故障时模组阻抗

表 5 50 mΩ 短路故障下案例

| 案例 | 描述 |
|------|----------------------------|
| 案例 1 | 一条支路 1 个电池短路 |
| 案例 2 | 一条支路 2 个电池短路 |
| 案例 3 | 一条支路 3 个电池短路 |
| 案例 4 | 一条支路 4 个电池短路 |
| 案例 5 | 一条支路 1 个电池短路,另一条支路 2 个电池短路 |
| 案例 6 | 一条支路 3 个电池短路,另一条支路 1 个电池短路 |
| 案例 7 | 3 条支路共 4 个电池短路 |

分析案例 1~4 可得:同一支路上的短路电池数量越多,模组阻抗谱的缩小与左移越明显,这是由于单体发生短路时阻抗值会减小,而短路单体数越多导致阻抗值减小的越多,则模组的阻抗谱缩小与左

移越明显。分析案例 4~7 可得:相同数量的电池发生短路,短路电池越集中在同一条支路上,模组的阻抗谱缩小与左移越明显,这是因为在 4 串 3 并的电池模组中,多个短路电池发生在串联支路对模组总阻抗的影响大于发生在并联支路对模组总阻抗的影响。

4 结 论

针对电动汽车电池安全事故频发问题,上面从电动汽车充电桩侧开展了基于阻抗谱的锂电池模组短路故障诊断方法的研究,所设计的充电桩装置能够在对电池模组进行充放电的同时测量其阻抗信息,并通过仿真模型验证了在多正弦与 Chirp 电流扰动下的电池单体和电池模组阻抗测量结果的正确性,最后,通过对各种短路情况及案例的分析,可以得到以下结论:

1) 测量结果表明,多正弦信号相比于 Chirp 信号所测得的电池阻抗误差更小;Chirp 信号所测得的电池单体与电池模组的阻抗在中高频段有一定的偏差。

2) 所并联的短路电阻较大时对电池单体与电池模组的阻抗谱的影响不大;电池单体的阻抗对短路电阻值的变化更敏感,1 Ω 的短路电阻就能使电池单体的阻抗谱有明显的变化,而电池模组要达到毫欧级别。

3) 同一支路上相同数量的电池发生相同程度的短路对模组的阻抗影响是一致的;同一支路上短路电池的数量越多,模组的阻抗变化则越明显。

4) 短路故障下的电池单体与电池模组的阻抗谱均缩小并向左移动;且短路越集中在相同支路对模组的阻抗影响越大。

上述研究结果为锂电池模组故障诊断提供了新思路,但不足之处在于并没有研制出充电桩对锂电池模组进行阻抗测量的实物装置。下一步工作将集中在研制实物装置以及开发基于 EIS 的电池模组短路故障诊断的算法。

参考文献

[1] VIKSTROM H, DAVIDSSON S, HOOK M. Lithium availability and future production outlooks [J]. Applied Energy, 2013, 110:252-266.

[2] HAN X B, LU L G, ZHENG Y J, et al. A review on the key issues of the lithium ion battery degradation among the whole life cycle [J]. eTransportation, 2019, 1:1-21.

[3] WANG G, ZHAO G F, XIE J L, et al. Ensemble learning-based correlation coefficient method for robust diagnosis of voltage sensor and short-circuit faults in series battery packs [J]. IEEE transactions on power electronics, 2023, 38(7):9143-9156.

[4] FENG X N, OUYANG M, LIU X, et al. Thermal runaway mechanism of lithium ion battery for electric vehicles: A review [J]. Energy Storage Materials, 2018, 10: 246-267.

[5] LYU N, JIN Y, XIONG R, et al. Real-time overcharge warning and early thermal runaway prediction of li-ion battery by online impedance measurement [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(2): 1929-1936.

[6] CHANG C, ZHOU X P, JIANG J C, et al. Micro-fault diagnosis of electric vehicle batteries based on the evolution of battery consistency relative position [J]. Journal of Energy Storage, 2022, 52:1045746.

[7] 王震坡,梁兆文.中国新能源汽车大数据研究报告(2022)[M].北京:机械工业出版社,2022.

[8] XIONG R, MA S X, LI H L, et al. Toward a safer battery management system: A critical review on diagnosis and prognosis of battery short circuit [J]. iScience, 2020, 23(4):101010.

[9] HU X S, ZHANG K, LIU K L, et al. Advanced fault diagnosis for lithium-ion battery systems: A review of fault mechanisms, fault features, and diagnosis procedures [J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2020, 14(3):65-91.

[10] LIU X H, WANG M Y, CAO R, et al. Review of abnormality detection and fault diagnosis methods for lithium-ion batteries [J]. Automotive Innovation, 2023, 6(2): 256-267.

[11] ZHAO J H, LIU M Y, ZHANG B, et al. Review of lithium-ion battery fault features, diagnosis methods and diagnosis procedures [J]. IEEE Internet of Things Journal, 2024, 11(1): 18936-18950.

[12] XIA B, SHANG Y L, NGUYEN T, et al. A correlation based detection method for internal short circuit in battery packs[C]//2017 IEEE Applied Power Electronics Conference & Exposition(APEC), March 26-30, 2017, Tampa, FL, USA. IEEE, 2017:2363-2368.

[13] KANG Y Z, DUAN B, ZHOU Z K, et al. A multi-fault diagnostic method based on an interleaved voltage measurement topology for series connected battery packs [J]. Journal of Power Sources, 2019, 417:132-144.

[14] LIN T T, CHEN Z Q, ZHOU S Y. Voltage-correlation based multi-fault diagnosis of lithium-ion battery

- packs considering inconsistency [J]. *Journal of Cleaner Production*, 2022, 336(15):130358.
- [15] SUN Z Y, WANG Z P, LIU P, et al. Relative entropy based lithium-ion battery pack short circuit detection for electric vehicle [C]// 2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), October 11–15, 2020, Detroit, MI, USA. IEEE, 2020:9235755–9235762.
- [16] SUN Z Y, WANG Z P, CHEN Y, et al. Modified relative entropy-based lithium-ion battery pack online short-circuit detection for electric vehicle [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2022, 8(2):1710–1723.
- [17] LI X Y, DAI K W, WANG Z P, et al. Lithium-ion batteries fault diagnostic for electric vehicles using sample entropy analysis method [J]. *Journal of Energy Storage*, 2020, 27:101121.
- [18] SHANG Y L, LU G P, KANG Y Z, et al. A multi-fault diagnosis method based on modified sample entropy for lithium-ion battery strings [J]. *Journal of Power Sources*, 2020, 446:227275.
- [19] YANG X R, XIONG R, SHEN W Z. On-board soft short circuit fault diagnosis of lithium-ion battery packs for electric vehicles using extended Kalman filter [J]. *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, 2022, 8(1):258–270.
- [20] XU Y M, GE X H, SHEN W X, et al. A soft short-circuit diagnosis method for lithium-ion battery packs in electric vehicles [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(7):8572–8581.
- [21] GAO W K, ZHENG Y J, OUYANG M G, et al. Micro-short-circuit diagnosis for series-connected lithium-ion battery packs using mean-difference model [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 66(3):2132–2142.
- [22] ZHENG Y J, LU Y F, GAO W K, et al. Micro-short-circuit cell fault identification method for lithium-ion battery packs based on mutual information [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(5):4373–4381.
- [23] NAHA A, KHANDELWAL A, AGARWAL S, et al. Internal short circuit detection in li-ion batteries using supervised machine learning [J]. *Scientific Reports*, 2020, 10:1301.
- [24] ZHU G Y, SUN T, XU Y W, et al. Identification of internal short-circuit faults in lithium-ion batteries based on a multi-machine learning fusion [J]. *Batteries*, 2023, 9(3):154.
- [25] CUI B H, WANG H, LI R L, et al. Internal short circuit early detection of lithium-ion batteries from impedance spectroscopy using deep learning [J]. *Journal of Power Sources*, 2023, 563:232824.
- [26] DU X H, MENG J H, PENG J C, et al. Sensorless temperature estimation of lithium-ion battery based on broadband impedance measurements [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(9):10101–10105.
- [27] FU Y M, XU J, SHI M J, et al. A fast impedance calculation-based battery state-of-health estimation method [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(7):7019–7028.
- [28] NEJAD S, GLADWIN D T. Online battery state of power prediction using PRBS and extended Kalman filter [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(5):3747–3755.
- [29] KOSEOGLOU M, TSIOMAS E, FERENTINOU D, et al. Lithium plating detection using dynamic electrochemical impedance spectroscopy in lithium-ion batteries [J]. *Journal of Power Sources*, 2021:512230508.
- [30] 蒋龙云. 模糊控制在三相 PWM 整流器中的应用 [J]. *兰州文理学院学报(自然科学版)*, 2022, 36(6):29–33.
- [31] 张兴. PWM 整流器及其控制策略的研究 [D]. 合肥:合肥工业大学, 2003.
- [32] 林蕾, 莫岳平, 黄畅畅. PWM 整流器的 SVPWM 统一快速算法和谐波分析法 [J]. *微电机*, 2021, 54(1):93–100.
- [33] 杨向阳, 胡海涛, 肖冬华, 等. 电气化铁路“车-网”系统串/并联双模式宽频谐波扰动产生装置设计与测量方法 [J]. *中国电机工程学报*, 2024, 44(13):5109–5122.
- [34] LIU S W, TAN C, WU H, et al. Wideband chirp excitation source for bioelectrical impedance spectrum tomography [C]// 2018 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), May 14–17, 2018, Houston, TX, USA. IEEE, 2018:1–6.
- 作者简介:**
- 邓旭辉(2001),男,硕士研究生,研究方向为锂电池安全管理;
- 胡海涛(1987),男,博士,教授,研究方向为牵引供电/电力系统电能质量与稳定性;
- 耿安琪(1998),男,博士研究生,研究方向为锂电池安全管理;
- 彭元贞(2000),男,硕士研究生,研究方向为锂电池安全管理;
- 赵朝阳(1992),男,博士,副教授,研究方向为电力电子可靠性、电池安全性;
- 吴磊(1996),男,硕士,助理研究员,研究方向为轨道交通、新能源。
- (收稿日期:2024-03-30)