

# 锂电池健康状态快速测量及系统实现

钟文辉<sup>1</sup>, 肖兵<sup>1</sup>, 宁静<sup>1,2</sup>

(1. 华南理工大学 自动化科学与工程学院, 广州 510641;

2. 广东财经大学 经济与管理国家级实验教学示范中心, 广州 510320)

**摘要:** 为实现大规模退役锂电池的梯次利用, 需要快速测量锂电池的健康状态; 基于 EIS 的低频阻抗测量不仅耗时长, 而且针对电池等效电路的还需要做复杂的参数估计, 因此, 建立了锂电池扩散过程健康因子与低频阻抗的关系, 结合扩散过程健康因子和锂电池直流内阻以快速评估锂电池健康状态; 其次, 设计和构建快速测量系统以测量低频阻抗和直流内阻; 实验结果表明, 可通过测量扩散过程健康因子和直流内阻判断锂电池健康状态, 测量过程仅需花费三分钟的时间, 而且准确性较高, 快速测量系统可应用于各个实际的工业现场, 实现了集快速性、准确性、经济性于一体的目标。

**关键词:** Buck 电路; 健康状态; 健康因子; 阻抗; 锂电池; 直流内阻; 高分辨率 PWM (HRPWM)

## Rapid Measurement and System Realization of State of Health of Lithium Battery

ZHONG Wenhui<sup>1</sup>, XIAO Bing<sup>1</sup>, NING Jing<sup>1,2</sup>

(1. School of Automation Science and Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China;

2. National Demonstration Center for Experimental Economics and Management Education,

Guangdong University of Finance and Economics, Guangzhou 510320, China)

**Abstract:** In order to realize the echelon utilization of large-scale decommissioned lithium batteries, it is necessary to quickly measure the state of health (SoH) of lithium batteries. Low frequency impedance measurement based on electrochemical impedance spectrum (EIS) is not only time-consuming, but also requires complex parameter estimation for the equivalent circuit of battery. Therefore, the relationship between health factors in the diffusion process of lithium battery and the low frequency impedance of lithium battery is established. Health factors in the diffusion process of lithium battery and the direct current (DC) internal resistance of lithium battery are combined to rapidly evaluate the health status of lithium batteries. In addition, a rapid measurement system for measuring the low frequency impedance and DC internal resistance is designed and built. The experimental results show that health factors in the diffusion process and the DC internal resistance can be measured to judge the SoH of lithium battery. The measurement process only spends three minutes, and the accuracy of measurement is high. The rapid measurement system can be applied to all practical industrial sites, which realizes the goals of quickness, accuracy and economy.

**Keyword:** Buck circuit; SoH; health factor; impedance; lithium battery; DC internal resistance; HRPWM (high-resolution pulse width modulator)

## 0 引言

锂电池具有重量轻、工作电压高、无记忆性、能量密度高、成本低、性能好、循环寿命长、自放电率小的优点<sup>[1-2]</sup>, 已被广泛应用于电动自行车。根据中国自行车协会统计显示, 我国电动自行车年销量超过 3 000 万辆, 社会保有量接近 3 亿。电动自行车保有量大也就意味着锂电池数量大, 锂电池的使用寿命大约为 3~5 年, 在使用寿命终结后, 大批的锂电池势必会面临退役回收的问题。

根据中国汽车技术研究中心数据显示, 2020 年我国动力电池累计退役量约为 20 万吨, 预计 2025 年累计退役量将

达到 78 万吨。从经济和环境方面考虑, 应提倡对退役锂电池梯次化利用, 避免造成资源浪费和环境污染<sup>[3]</sup>。对退役锂电池进行梯次化利用, 就必须知道锂电池的衰减程度。常用健康状态衡量锂电池的衰减程度。

目前, 电池健康状态的定义尚未统一, 学者认可的定义主要有 4 种: 充电容量、放电容量、直流内阻和剩余寿命。目前, 衡量电池健康状态的方法有基于模型的方法和基于数据驱动的方法。基于模型的方法有测量电池内阻<sup>[4]</sup>、库伦法<sup>[5]</sup>、电化学阻抗谱 (EIS)<sup>[6]</sup>、循环伏安法 (CV)<sup>[7]</sup>、等效电路模型 (ECM)<sup>[8-9]</sup>、测量电池剩余可循环次数

收稿日期: 2022-01-18; 修回日期: 2022-03-03。

作者简介: 钟文辉(1997-), 男, 广东惠州人, 硕士研究生, 主要从事锂电池健康状态检测方向的研究。

通讯作者: 肖兵(1964-), 男, 江西遂川人, 博士, 教授, 博士研究生导师, 主要从事新能源汽车电子控制系统、模式识别与智能控制、传感技术与智能检测技术方向的研究。

引用格式: 钟文辉, 肖兵, 宁静. 锂电池健康状态快速测量及系统实现[J]. 计算机测量与控制, 2022, 30(8): 68-75.

(RUL)<sup>[10-11]</sup>、开路电压法 (OCV)<sup>[12]</sup>、容量增量法 (IC)<sup>[13-14]</sup>、差分热伏安法 (DV-DT)<sup>[15]</sup>; 基于数据驱动的方法为机器学习方法<sup>[16-18]</sup>。以上方法的缺点是耗时长, 仪器设备昂贵且应用场景有限。

要实现如此大规模退役锂电池的梯次利用, 就必须测量锂电池的健康状态且要求测量过程又准又快, 当然也希望测量仪器价格可以在接受范围内。但是以上方法并不能集快速性、准确性、经济性于一身。

常用于衡量电池健康状态的方法为电池实际可存储的最大电荷量  $Q_{\max}$  与电池额定存储的电荷量  $Q_{\text{rated}}$  之比, 即  $SoH = Q_{\text{rated}}/Q_{\max}$ 。本文将电池实际可存储的最大电荷量  $Q_{\max}$  与电池额定存储的电荷量  $Q_{\text{rated}}$  之比作为衡量电池健康状态的方法, 即以锂电池的实际容量衡量锂电池的健康状态。该方法为国家标准的方法, 其缺点是测量需花几小时, 不适合工业现场应用, 仅适合实验室与认证机构。本文建立锂电池扩散过程健康因子与低频阻抗的关系并测量锂电池直流内阻, 设计和构建快速测量系统以测量低频阻抗和直流内阻。实验结果表明, 可通过测量低频阻抗和直流内阻判断锂电池健康状态, 该方法仅需花费三分钟的时间即可衡量锂电池的健康状态, 而且准确性较高, 快速测量系统可应用在各个实际工业现场, 实现了集快速性、准确性、经济性于一体的目标。

## 1 锂电池健康状态的衡量

锂电池容量衰减的原因有活性材料结构变化、固体电解质分解和锂枝晶生长等, 容量衰减主要使得锂电池导电性能下降、锂离子浓度减少和传荷性能下降, 其中导电性能下降和锂离子浓度减少是最主要的<sup>[19]</sup>。基于锂电池低频阻抗的扩散过程健康因子可反映锂离子浓度, 直流内阻反映锂电池导电性能。所以采用扩散过程健康因子和直流内阻评估锂电池健康状态。

### 1.1 基于锂电池低频阻抗的扩散过程健康因子

锂离子浓度的变化会引起扩散效应, 导致锂离子运动, 在锂离子运动过程中, 会受到阻力, 可用 Warburg 阻抗  $Z_{\omega}$  表示。Warburg 阻抗有一个非常重要的特点, 就是实部和虚部相等。Warburg 阻抗难以用电路等效模型精确的求出, 即使求出 Warburg 阻抗, 也要耗费较长的时间, 一般通过测量锂电池在低频段的阻抗以近似等效 Warburg 阻抗。

锂离子的扩散过程有 3 种不同边界条件, 使用不同的边界条件可以建立不同的扩散过程模型<sup>[20]</sup>。锂电池内部的锂离子扩散运动是有边界的, 在一定边界条件下, 锂电池 Warburg 阻抗是一个复数, 可由式 (1) 表示:

$$Z_{\omega} = \frac{RT}{cn^2 F^2 A_c} \frac{\coth(l \sqrt{j\omega D})}{\sqrt{j\omega D}} \quad (1)$$

式中,  $R$  是气体常数,  $T$  是环境温度,  $F$  为法拉第常数,  $A_c$  为电极有效面积,  $c$  为锂电池锂离子摩尔浓度,  $n$  为载荷子数量,  $l$  为锂电池内离子扩散路径长度,  $D$  为与材料有关的扩散系数。

定义  $K_D = cA_c$ , 因为  $c$  为锂电池锂离子摩尔浓度,  $A_c$  为电极有效面积, 所以  $K_D$  为衡量扩散过程健康状态的因子。则式 (1) 变为:

$$Z_{\omega} = \frac{RT}{n^2 F^2 K_D} \frac{\coth(l \sqrt{j\omega D})}{\sqrt{j\omega D}} \quad (2)$$

根据锂电池的 Warburg 阻抗模型以及 Warburg 阻抗实部和虚部大小相等的特性, 所以定义:

$$\frac{\coth(l \sqrt{j\omega D})}{\sqrt{j\omega D}} = A^2(\omega)(1-j) \quad (3)$$

所以 Warburg 阻抗的幅值为:

$$\|Z_{\omega}\| = \frac{\sqrt{2}RT}{n^2 F^2 K_D} A^2(\omega) \quad (4)$$

定义  $n = kI_{dc}$ , 则为:

$$K_D = \frac{\sqrt{2}}{\|Z_{\omega}\|} \frac{RT}{k^2 I_{dc}^2 F^2} A^2(\omega) \quad (5)$$

对于锂电池而言, 在某一低频段的一个频点上,  $A^2(\omega)$  近似为常数, 即  $A^2(\omega) = A^2(\omega_0)$ , 因而可定义常数

$C = \frac{\sqrt{2}R}{k^2 F^2} A^2(\omega_0)$ , 此时有:

$$K_D = \frac{C}{I_{dc}^2} \frac{T}{\|Z_{\omega}\|} \quad (6)$$

由式 (6) 可知, 若知道锂电池的 Warburg 阻抗、直流电流  $I_{dc}$ 、环境温度  $T$  就可求得健康因子  $K_D$ 。测量锂电池 Warburg 阻抗只有使得所有锂电池在相同的充电倍率下进行, 计算得到的扩散过程健康因子才具有可比性。测量锂电池 Warburg 阻抗还需要在大倍率的充电电流下进行, 因为电池的特性需要在一定幅度的电流激励下才能快速展现出来, 因此在大倍率的充电电流下测量 Warburg 阻抗就显得有必要。锂电池低频段频率范围一般为 0.001~5 Hz, 根据现有研究成果表明, 在此频率范围内, 测量得到的 Warburg 阻抗与荷电状态 (SoC, state of charge) 无关<sup>[21]</sup>。

### 1.2 直流内阻

锂电池的直流内阻反映了锂电池的导电性能。实际容量越大的电池, 导电性能越好, 直流内阻越小, 因而可通过直流内阻判断电池容量。电池直流内阻不仅包括欧姆内阻, 还包括电化学反应极化内阻和浓差极化内阻, 这就要求直流内阻测试过程具有一定的测试时间。直流内阻的测量采用瞬间直流大电流放电法, 通过给锂电池突加直流负载, 得到锂电池端电压降, 再除以直流电流。直流内阻的测量在锂电池的放电过程完成且要求放电过程中放电电流为恒定值。放电阶段如图 1 所示。

在静置阶段, 锂电池的静置电压为  $U_1$ , 静置电流为  $I_1$ 。若在放电  $\Delta t_3$  秒时测量直流内阻, 且锂电池在  $t_1 + \Delta t_3$  时刻的电压值为  $U_2$ , 锂电池在  $t_1 + \Delta t_3$  时刻的放电电流为  $I_2$ , 则直流内阻为:

$$R_{dc} = \frac{U_1 - U_2}{I_2} \quad (7)$$

## 2 锂电池扩散过程健康因子和直流内阻的测量

由 1.1 节可知, 测量过程中, 直流电流  $I_{dc}$  和环境温度

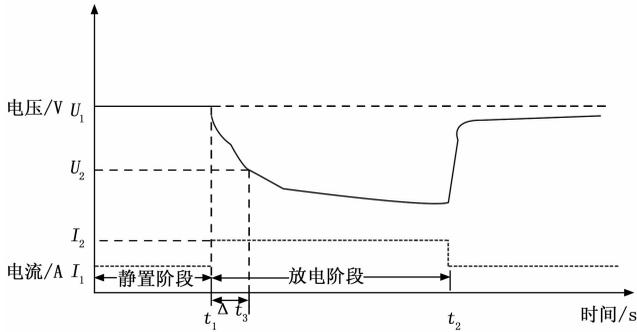


图 1 锂电池放电阶段

$T$  是不变的，所以只需测量锂电池的低频阻抗  $\|Z_{\omega}\|$  就可得到锂电池扩散过程健康因子  $K_D$ 。

为快速测量锂电池低频阻抗和直流内阻，首先需要设计一个快速测量系统，再将锂电池放入该系统进行测试。下面介绍快速测试系统的设计。

### 2.1 降压电路

设计快速测量系统，需要使用不同的芯片，不同的芯片工作电压各不相同，因而需要将输入电压转换为不同的电压值，以保证所有芯片可以正常工作。快速测量系统利用降压电路得到不同的电压以保障系统中不同芯片所需的电压。降压电路包括 TPS54360 降压电路、TPS54231 降压电路和 TPS73633 降压电路。TPS54360 降压电路如图 2 所示。

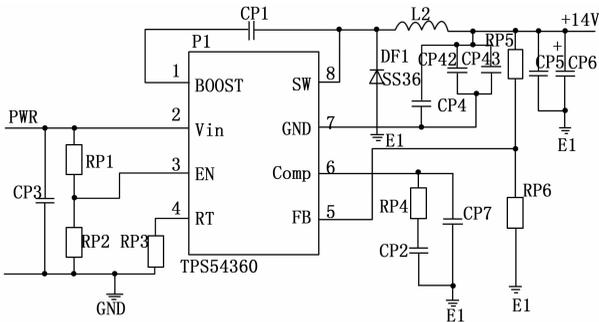


图 2 TPS54360 降压电路

TPS54360 降压电路将电源电压转换为 14 V 的输出电压。由于该芯片 FB 端输出电压恒为 0.8 V，所以只需保证电路中两个电阻的比值  $RP5 : RP6 = 16.5 : 1$ ，即可保证输出电压为 14 V。

TPS54360 降压电路将电源电压转换为 14 V 输出电压后，还需将 14 V 转换为 4 V 电压和 3.3 V，其中 4 V 给其他器件供电，3.3 V 给 2.2 节提及的单片机 TMS320F28027 供电。

TPS54231 芯片的引脚图与 TPS54360 芯片相同。将 TPS54360 降压电路中的电阻  $RP3$  替换为电容  $CP3$ ，芯片替换为 TPS54231 芯片，即为 TPS54231 降压电路。TPS54231 降压电路使用 TPS54231 芯片将 14 V 的输入电压转换为 4 V 的输出电压。TPS54231 芯片 EN 端的输入电压

恒为 2.5 V，故需保证电路中与图 2 对应的电阻  $RP1$  和电阻  $RP2$ ，二者的比值为  $11.5 : 1$ 。TPS54231 芯片的 FB 端输出电压恒为 0.8 V，所以与图 2 对应的电阻  $RQ4$  和电阻  $RQ5$ ，二者的比值应满足  $4 : 1$ 。

TPS73633 降压电路使用 TPS73633 芯片将 4 V 输入电压转换为 3.3 V 的电压。TPS73633 芯片有两类，第一类芯片的输出电压固定，第二类芯片的输出电压可调节但需要外接电阻。电路采用第一类 TPS73633 芯片，输出电压恒为 3.3 V。

### 2.2 Buck 电路

基于单片机 TMS320F28027 的 Buck 电路可实现对电池大倍率电流的充放电，Buck 电路如图 3 所示。Buck 电路使用到的单片机硬件资源主要包括 DAC、ADC、ePWM、HRPWM、eCAP、GPIO。控制开关管开关信号 EPWM2A 的占空比，可调节 Buck 电路的输出电压；LC 组成低通滤波器，仅允许低频分量通过，从而输出电压仅包含直流分量和微小纹波，当控制开关管信号的开关频率较高（例如 100 kHz）时，输出电压的纹波非常小，输出电压近似为直流分量。

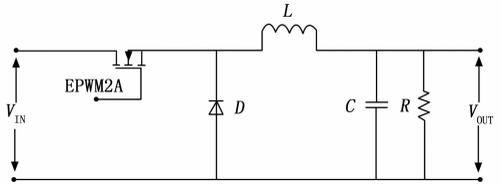


图 3 Buck 电路

### 2.3 MOSFET 驱动电路

为了解决单片机输出的 MOSFET 驱动信号电压和 MOSFET 驱动电压大小不匹配的问题，本文使用 IR2101S 设计了 MOSFET 驱动电路，包括锂电池充电阶段 MOSFET 驱动电路和放电阶段 MOSFET 驱动电路。

充电阶段 MOSFET 驱动电路如图 4 所示。V\_A 即为 EPWM2A 信号，V\_B 为 EPWM2A 信号的互补信号，V\_S 与 MOSFET 的源极相连。放电阶段 MOSFET 驱动电路与图 4 类似。

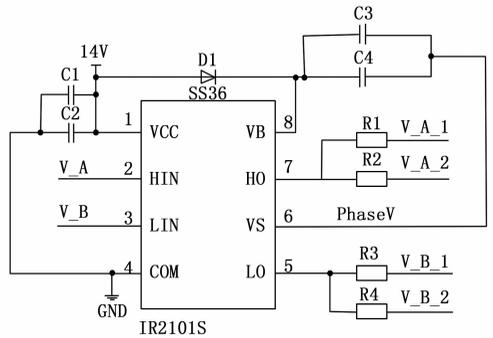


图 4 充电阶段 MOSFET 驱动电路

### 2.4 锂电池充放电电路

在一个完整的阻抗测量过程中，不仅需要锂电池充

电, 也要对锂电池放电, 所以不仅需要充电电路, 也需要放电电路。由于充放电是在大倍率直流电下进行的, 因而选用 IRFS7530-7PPbF 型号的三极管产生大倍率直流电。锂电池充放电电路如图 5 所示。

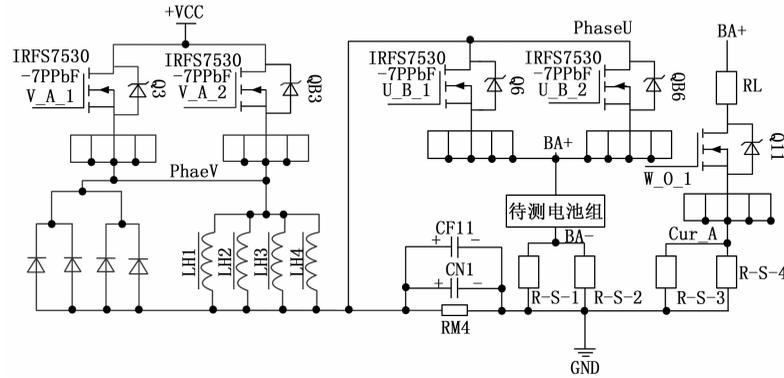


图 5 锂电池充电电路

图 5 中, BA+ 为锂电池正极, RL 为 1 Ω 的功率电阻, R-S-3 和 R-S-4 均为阻值 8 mΩ 的采样电阻, IRFS7530-7PPbF 为 MOSFET, 该型号开关管将流经锂电池的大电流分成 5 小份, 有助于解决由大电流引起的严重发热问题, W-O-1 为控制锂电池放电的信号。

在锂电池充电时, Buck 电路的开关管处于工作状态, 锂电池充电, 而锂电池放电电路的开关管处于关断状态, 实现锂电池的充电。在锂电池放电时, Buck 电路的开关管处于关断状态, 锂电池充电停止, 而锂电池放电电路的开关管处于开通状态, 实现锂电池的放电。

### 2.5 RS232 接口电路

为了实现 PC 机与单片机的通信, 以监控单片机的状态、给单片机下达指令以及获取锂电池电压电流数据, 使用 HIN202EIBN 芯片设计了 RS232 接口电路, 如图 6 所示, 该电路可实现通信最大传输速率 230 kbps。

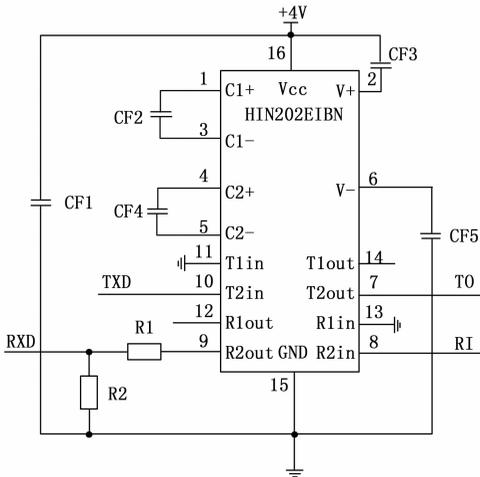


图 6 RS232 接口电路

### 2.6 电压电流检测电路

为了保持锂电池充电电流的恒定以及测量锂电池阻抗,

需要同时获得锂电池电压和电流, 基于运算放大器设计了图 7 所示的锂电池电压检测电路和图 8 所示的锂电池电流检测电路。电压电流检测电路将调理后的电压电流一方面传送到单片机的 A/D 通道, 单片机将电压电流模拟量转换为数字量, 作为非线性模块的反馈量, 同时也通过 RS232 接口电路传送到 PC 机; 另一方面显示在示波器上。

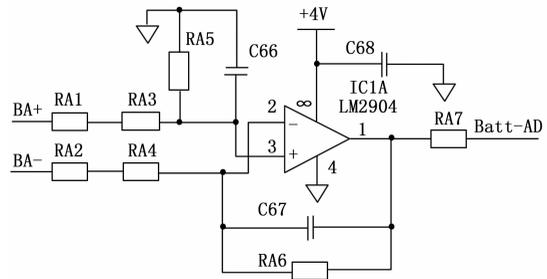


图 7 锂电池电压检测电路

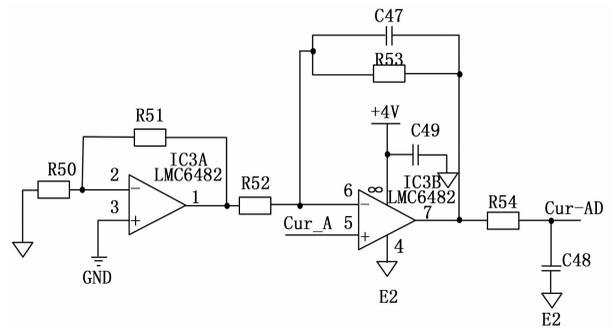


图 8 锂电池电流检测电路

### 2.7 快速测量系统的关键技术

本节介绍快速测量系统的关键技术及实施细节。

#### 2.7.1 微小电流叠加技术

为实现 Warburg 阻抗测量, 需要在大倍率直流电流的基础上, 叠加低频微小电流, 仅仅利用 ePWM 模块并不能提供低频的电流信号, 因此需使用单片机 TMS320F28027 的 HRPWM 外设模块。HRPWM 是基于 MEP (micro edge position, 微边缘定位器) 技术实现的, MEP 技术能够将一个系统时钟周期精准的划分为更小份的时钟周期, 典型的 MEP 工作周期为 150 ps, MEP 工作原理如图 9 所示。

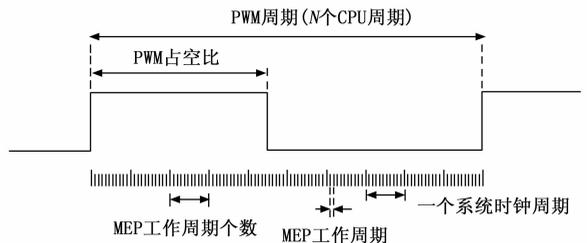


图 9 MEP 工作原理

根据 MEP 技术的操作原理, MEP 技术可以将一个系统时钟周期分成 255 小份, 并且使得 PWM 占空比增加 (0

~255) 个 MEP 工作周期。单片机对于 60 MHz 的系统时钟, 一个系统时钟周期实际包含约 111 个 MEP 工作周期。

开关管信号 EPWM2A 的占空比由单片机 ePWM 模块的 CMPA 寄存器和 HRPWM 模块的 CMPAHR 寄存器组成, 以分别产生大倍率直流电流和特定频率的微小电流。已有理论证明, 组成开关管信号的 CMPAHR 寄存器, 若其值以某个频率按正弦规律变化, 则流经电池的电流也以此频率按正弦规律变化。因此在控制 CMPA 寄存器产生大倍率直流电流基础上, 可控制 CMPAHR 寄存器以特定频率变化, 产生也按此频率变化的微小电流, 最终大倍率直流电流和特定频率的微小电流都注入到电池中。

电池两端的电压由直流电压和交流电压组成, 根据图 3, 由于输入电压是一定的, Buck 电路输出直流电压与输入电压的比值只由信号 EPWM2A 的占空比决定, 即由 CMPA 寄存器的值决定; 输出交流电压与输入电压的比值只由 CMPAHR 寄存器的值决定。

无论是在充电阶段, 还是在放电阶段, 由于为维持通过锂电池的电流为恒定值而采用非线性控制, 再加上锂电池本身的特性, 已经决定 CMPA 寄存器在充电阶段或放电阶段并不是恒定不变的, 所以锂电池两端的直流电压并不是为恒定值。

CMPAHR 寄存器的值是按照特定频率变化的, 例如:

$$CMPAHR = MEP\ Scale * \sin(2\pi ft) \quad (8)$$

其中: MEP Scale 为 111,  $f$  为期望的特定频率, 则锂电池的交流电压幅值在充放电阶段都是固定不变的。

由于电池两端的交流电压在充放电阶段是不变的, 所以测量锂电池低频阻抗可仅测量流经锂电池的微小电流。所以可通过流经电池的微小电流反映扩散过程健康因子。

### 2.7.2 非线性 PI 控制

为实现电池充电电流快速到达设定值且无超调, 电池充电控制采用前馈控制和非线性控制。充电控制原理如图 10 所示。

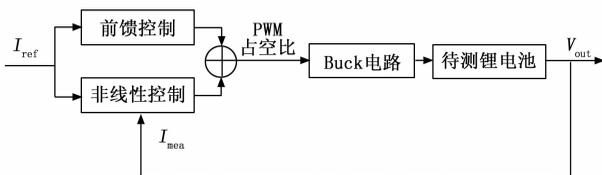


图 10 充电控制原理图

非线性模块内部有两个非线性环节, 分别为非线性环节 1 和非线性环节 2。非线性环节 1 含有两个参数  $a_1$ 、 $b_1$ , 非线性环节 2 也有两个参数  $a_2$ 、 $b_2$ 。非线性模块的输出为:

$$u(t) = k_p e(t) + k_I \int_0^t e(t) dt \quad (9)$$

其中:

$$k_p = a_1 e^m(t) + b_1 \quad (10)$$

$$k_I = a_2 e^n(t) + b_2 \quad (11)$$

其中:  $e(t)$  为偏差信号且  $e(t) = I_{ref} - I_{mea}$ 。根据锂

电池电流的非线性特性得到  $m = n = 2$ 。所以非线性模块共有 4 个未知参数  $a_1$ 、 $b_1$ 、 $a_2$ 、 $b_2$ , 每次调节锂电池电流时, 均需调节这 4 个未知参数。

### 2.7.3 双通道数字锁定放大器

实现阻抗测量, 不仅需要产生微小电流信号, 而且还需要检测微小电流信号。微小信号叠加在大倍率直流电上, 其幅度非常小, 极易被噪声淹没, 为提取出有效信号, 采用双通道数字锁定放大器技术, 如图 11 所示。

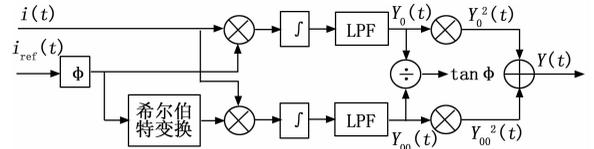


图 11 双通道数字锁定放大器

双通道数字锁定放大器由以下部分组成: 信号通道、参考通道、相敏检波、希尔伯特变换器和低通滤波器。若输入信号为:

$$i_0(t) = C + A_1 \sin(2\pi ft) + n(t) \quad (12)$$

式中,  $C$  为电流信号的直流项,  $A$  为微小信号的幅值,  $f$  为微小信号的频率,  $n(t)$  为随时间变化的噪声信号。

首先利用趋势滤波器滤掉电流信号的直流项。得到:

$$i(t) = A_1 \sin(2\pi ft) + n(t) \quad (13)$$

若参考信号为:

$$i_{ref}(t) = A_2 \sin(2\pi ft + \Phi) \quad (14)$$

式中,  $\Phi$  为输入信号和参考信号的相位差。则第一路数字锁定放大器通道的输出为:

$$Y_0 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T K i(t) i_{ref}(t) dt \approx \frac{1}{2} K A_1 A_2 \cos(\Phi) \quad (15)$$

式 (15) 中,  $K$  为乘法器增益。为消除  $\Phi$  的影响, 利用  $\sin^2(\Phi) + \cos^2(\Phi) = 1$ , 具体通过对参考信号作希尔伯特变换作为第二路双通道数字锁定放大器参考通道的输入信号实现。最终双通道数字锁定放大器的输出为:

$$Y(t) = \frac{1}{4} K^2 A_1^2 A_2^2 \quad (16)$$

双通道数字锁定放大器输出和  $\Phi$ ,  $n(t)$ ,  $f$  无关。输入信号和输出信号的相位差  $\Phi$  可通过  $Y_0(t)$  与  $Y_1(t)$  的比值计算得到。若测量得到双通道数字锁定放大器的输出, 则可计算出输入信号的幅值  $A_1$ , 实现了微小信号的检测。

### 2.8 快速测量系统

设计的快速测量系统原理如图 12 所示。

快速检测仪由单片机 TMS320F28027、Buck 电路、MOSFET 驱动电路、电压电流调理电路、RS232 接口电路、降压电路。Buck 电路为快速检测仪的主电路, 实现锂电池的充放电控制。MOSFET 驱动电路为电压转换电路, 将单片机的输出电压转换为可驱动 MOSFET 的电压信号 EPWM2A。电压电流调理电路包括电压电流检测电路和双通道数字锁定放大器, 它实时检测并且调理锂电池电压电

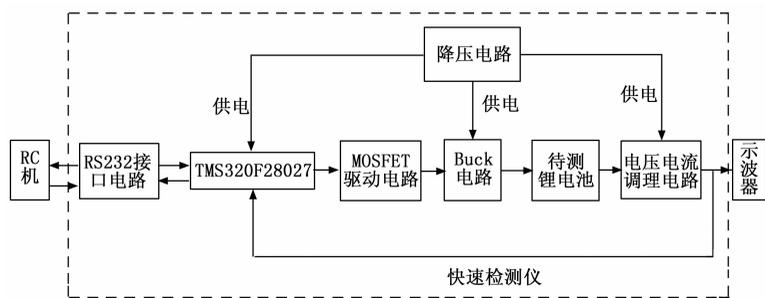


图 12 快速测量系统原理框图

流, 将其送入单片机的 A/D 通道并显示在示波器上。示波器用于测量并显示锂电池的电压电流波形。PC 机与快速检测仪通过 RS232 接口电路进行数据通信, 以监控快速检测仪的工作状态和待测锂电池的电压电流。待测锂电池为从电动车电池拆卸下来的旧锂电池, 其容量有不同程度的衰减, 且分布范围较广。

单片机将待测锂电池电压电流经电压电流调理电路处理后的电压电流调理信号作为反馈信号, 与设定值比较产生偏差信号, 经非线性模块后产生控制作用的一部分, 另一部分控制作用由电流设定值经前馈控制模块产生, 控制作用的结果是产生特定占空比的信号 EPWM2A, 经 MOSFET 驱动电路进行电压转换, 从而控制开关管 MOSFET 的开和关, 最终使得 Buck 电路产生恒定的待测锂电池充电电流和放电电流, 也使得 Buck 电路的输入电压降为待测锂电池所需的充电电压和放电电压。

### 3 实验结果

#### 3.1 锂电池扩散过程健康因子的测量

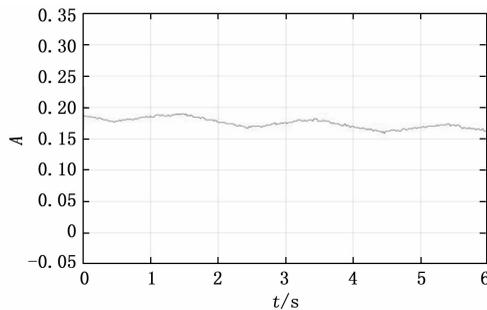
电池额定容量为 2 600 mAh, 实验环境 25 °C, 电池的实际可存储的最大容量是按 0.5 A 放电进行标定的。根据美国先进电池联合体发布的《PNGV 电池测试手册》, 设计如下实验步骤测量锂电池低频段阻抗: 1) 锂电池以 1 A 放电电流放电 30 s; 2) 锂电池静置 60 s; 3) 锂电池以 1 A 充电电流充电 30 s 并同时叠加频率 0.5 Hz 的微小电流信号; 此时测量锂电池两端的信号。

将所有待测锂电池依次放入快速检测仪, 获取被测过程中电池两端的电压和电流数据。

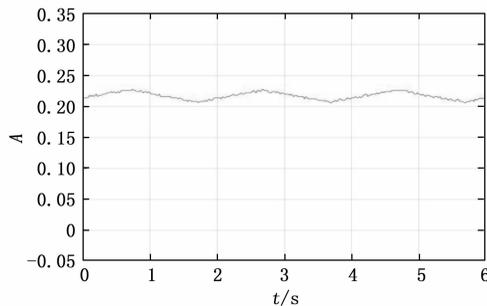
示波器测量并显示电池两端电压电流波形, 在实验过程中, 观察示波器的波形, 是软件固定了叠加在直流电压上纹波交流电压的幅值, 这是 HRPWM 的关键作用, 即测量方法的关键点。因此在实验测量过程中, 可以不测量锂电池两端电压, 仅测量锂电池两端电流。使用示波器分别测量并显示锂电池实际容量为 696 mAh 和 2 129 mAh 的电流波形, 波形数据分别如图 13 (a) 和 (b) 所示。

根据图 13, 电池实际容量为 696 mAh 和 2 129 mAh 的电池, 通过采样电阻 (shunt) 的微小电流的幅度分别为 34 mA 和 22 mA, 所以实际容量较小的电池, 微小电流的幅度比较大。实验一共测量了 16 个锂电池充电期间的电流, 计算流经采样电阻微小电流的均值, 处理后的数据如

图 14 所示。



(a) 锂电池实际容量为 696 mAh 的电流波形



(b) 锂电池实际容量为 2 129 mAh 的电流波形

图 13 实际容量不同的锂电池测得的电流波形

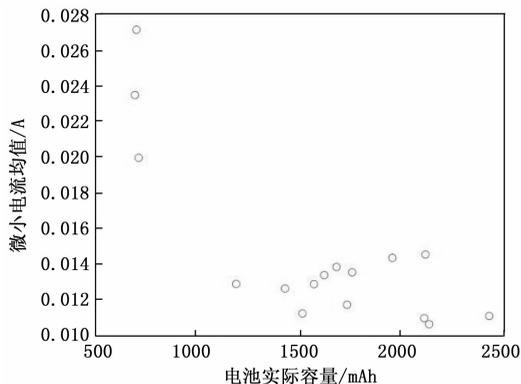


图 14 不同电池容量对应的电流波动均值

虽然电流波动均值与电池实际容量并没有像推导结果一样呈现严格相关关系, 但是实际容量处于中间的电池, 即实际容量大约在 1 000 ~ 2 000 mAh, 可以与实际容量低于 1 000 mAh 的锂电池和实际容量高于 2 000 mAh 的锂电池比较好的分开。实际容量最小的两个电池, 电流波动均值最大, 而实际容量最大的 3 个电池, 电流波动均值最小。因此可间接通过测量锂电池两端微小电流信号的均值来衡量锂电池实际容量。

#### 3.2 直流内阻的测量

实验探究了测量直流内阻的时刻不同, 是否会影响电池容量的判断。测量平台为图 12 所示的快速测量系统。放电阶段开始时刻为 6 s, 结束时刻为 36 s, 整个放电阶段持续 30 s, 放电阶段的放电电流为 1 A。选取了 16 个实际容量不同但分布较为广泛的锂电池, 选取放电时间分别为 5 s、10 s、20 s。TMS320F28027 单片机每隔 0.5 ms 采样一次锂

电池的电压值和电流值,为提高直流内阻测量精度,减少偶然误差因素影响,在放电阶段使用每采样 200 次的电压平均值和电流平均值作为特定时刻锂电池的电压值和电流值以计算直流内阻。

图 15 (a)、(b) 和 (c) 为快速测量系统测得的直流内阻数据,图 15 (d) 为容量法下测得的直流内阻,两种方法测得的直流内阻并不是很理想。采用容量法测量直流内阻需要耗费 4 个小时,但准确度与采用快速测量系统测得的非常接近。

观察图 15 (a)、(b) 和 (c),虽然测量数据并不理想,原因可能是测量系统的测量精度不够准确,但是无论  $\Delta t_3$  为 5 s、10 s 还是 20 s,直流内阻都和电池实际容量呈相关性,所以可以根据测得的直流内阻判断电池实际容量且测量直流内阻的时刻  $t_1 + \Delta t_3$  不同并不会影响电池容量的判断;  $\Delta t_3$  为 5 s 时,直流内阻和电池实际容量只是大致呈现相关性,  $\Delta t_3$  分别为 10 s 和 20 s 时,直流内阻和电池实际容量近似为线性相关;因此从直流内阻的测量时间和测量效果来看,选择  $\Delta t_3$  为 10 s 更能体现出以直流内阻估计电池实际容量的准确性。

在筛选和分类退役锂电池中,往往根据锂电池实际容量的差异将退役锂电池分为不同的老化程度等级<sup>[22]</sup>。由于  $Q_{\max}/Q_{\text{rated}}$  为 0.8 和 0.5 是两个关键临界点,大于 0.8 为健康状态良好的锂电池,小于 0.5 为可报废的锂电池。因此本文据此对退役锂电池划分了容量等级,若  $Q_{\max}/Q_{\text{rated}} > 0.8$ ,则电池为 A 档;  $0.8 > Q_{\max}/Q_{\text{rated}} > 0.5$ ,则电池为 B 档;  $Q_{\max}/Q_{\text{rated}} < 0.5$ ,则电池为 C 档。

采用并观察图 14 的锂电池电流波动均值和图 15 (b) 的直流内阻,发现以  $Q_{\max}/Q_{\text{rated}}$  等于 0.8 和 0.5 为临界点,可将锂电池实际容量划分为 3 个区域且每个区域可利用线性插值方法大致确定微小电流波动均值、直流内阻与锂电池实际容量的关系,所以可根据图 14 和图 15 (b) 采用线性插值方法判断锂电池容量等级。记锂电池微小电流波动均值为  $CurAve$ ,若  $CurAve < 0.011$  A 且  $R_{dc} < 0.27 \Omega$ ,则将锂电池归为 A 档;若  $0.011$  A  $< CurAve < 0.014$  A 且  $0.27 \Omega < R_{dc} < 0.39 \Omega$ ,则将锂电池归为 B 档;若  $CurAve > 0.014$  A 且  $R_{dc} > 0.39 \Omega$ ,则将锂电池归为 C 档。因此可以通过测量低频阻抗和直流内阻获取大致的锂电池实际容量,且实现了锂电池健康状态测量的快速性、准确性和经济性的目标。

#### 4 结束语

针对以往评估锂电池健康状态方法存在的测量时间长、仪器设备昂贵问题,本文介绍了快速测量电池健康状态的

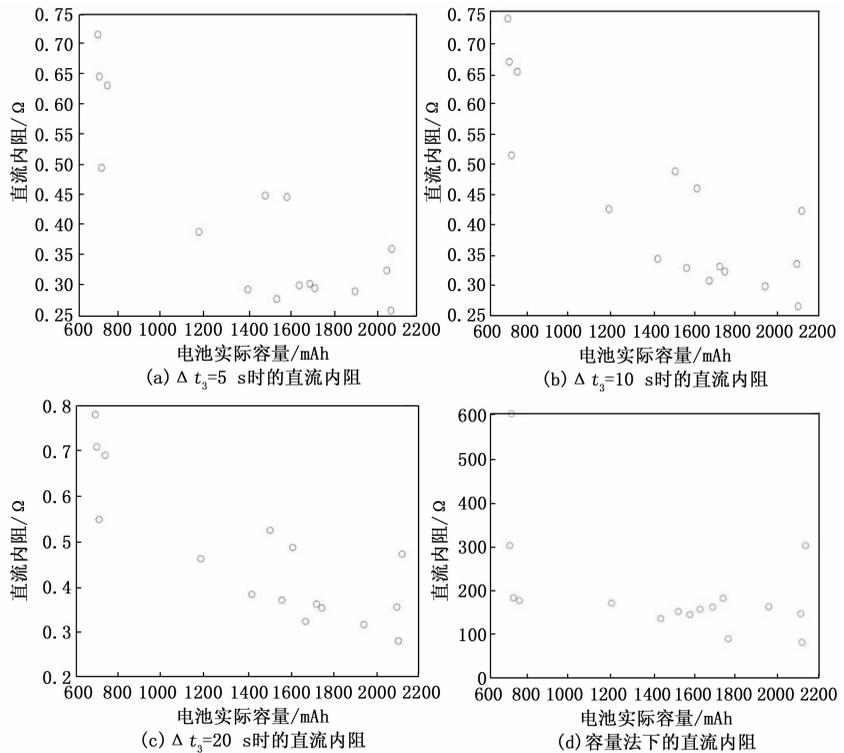


图 15 直流内阻

原理及其系统实现,结合锂电池扩散过程健康因子和锂电池直流内阻对锂电池健康状态进行了评估,与容量法相比,花费时间少,准确率相当且可应用在各个工业现场。因此,提出的方法实现了快速性、准确性和经济性于一体的目标,给大规模退役锂电池健康状态的测量提供了一种方法。

#### 参考文献:

- [1] 张凯, 汤依伟, 邹忠, 等. 锂离子电池  $\text{LiMn}_2\text{O}_4$ /石墨电极放电过程中扩散极化的仿真 [J]. 中国有色金属学报, 2013, 23 (8): 2235-2242.
- [2] 王佳, 黄秀蓉. 废旧动力电池的危害与回收 [J]. 生态经济, 2021, 37 (12): 5-8.
- [3] 王存, 袁智勇, 王亦伟, 等. 退役动力电池梯次利用关键技术概述 [J]. 新能源进展, 2021, 9 (4): 327-341.
- [4] LOVE C T, VIRJI M B V, ROCHELEAU R E, et al. State-of-health monitoring of 18650 4S packs with a single-point impedance diagnostic [J]. Journal of Power Sources, 2014, 266: 512-519.
- [5] ZHANG S, GUO X, DOU X, et al. A rapid online calculation method for state of health of lithium-ion battery based on coulomb counting method and differential voltage analysis [J]. Journal of Power Sources, 2020, 479: 228740.
- [6] GALEOTTI M, GIAMMANCO C, CINA L, et al. Diagnostic methods for the evaluation of the state of health (SOH) of NiMH batteries through electrochemical impedance spectroscopy [C] // 2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). IEEE, 2014: 1641-1646.

- [7] QIAN K, HUANG B, RAN A, et al. State-of-health (SOH) evaluation on lithium-ion battery by simulating the voltage relaxation curves [J]. *Electrochimica Acta*, 2019, 303: 183-191.
- [8] GUO Z, QIU X, HOU G, et al. State of health estimation for lithium ion batteries based on charging curves [J]. *Journal of Power Sources*, 2014, 249: 457-462.
- [9] 华寅, 许敏. 基于双非线性预测滤波法的锂离子电池 SOH 估计 [J]. *电源技术*, 2018, 42 (9): 1321-1324.
- [10] YANG L, ZHAO L, SU X, et al. A lithium-ion battery RUL prognosis method using temperature changing rate [C] //2016 IEEE International Conference on Prognostics and Health Management (ICPHM). IEEE, 2016: 1-7.
- [11] VENUGOPAL P, SHANKAR S S, JEBAKUMAR C P, et al. Analysis of optimal machine learning approach for battery life estimation of li-ion cell [J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 159616-159626.
- [12] WENG C, SUN J, PENG H. A unified open-circuit-voltage model of lithium-ion batteries for state-of-charge estimation and state-of-health monitoring [J]. *Journal of power Sources*, 2014, 258: 228-237.
- [13] STROE D I, SCHALTZ E. SOH estimation of LMO/NMC-based electric vehicle lithium-ion batteries using the incremental capacity analysis technique [C] //2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, 2018: 2720-2725.
- [14] LI X, WANG Z, ZHANG L, et al. State-of-health estimation for Li-ion batteries by combing the incremental capacity analysis method with grey relational analysis [J]. *Journal of Power Sources*, 2019, 410: 106-114.
- [15] MERLA Y, WU B, YUFIT V, et al. Novel application of differential thermal voltammetry as an in-depth state-of-health diagnosis method for lithium-ion batteries [J]. *Journal of Power Sources*, 2016, 307: 308-319.
- [16] XIA Z, QAHOUQ J A A. Adaptive and fast state of health estimation method for lithium-ion batteries using online complex impedance and artificial neural network [C] //2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), IEEE, 2019: 3361-3365.
- [17] 谢奕展, 程夕明. 锂离子电池状态估计机器学习方法综述 [J]. *汽车工程*, 2021, 43 (11): 1720-1729.
- [18] 魏新尧, 余世刚, 容伟, 等. 基于布谷鸟算法优化 BP 神经网络的锂电池健康状态预测 [J]. *计算机测量与控制*, 2021, 29 (4): 65-69, 75.
- [19] 王其钰, 王朔, 周格, 等. 锂电池失效分析与研究进展 [J]. *物理学报*, 2018, 67 (12): 279-290.
- [20] OLDENBURGER M, et al. Investigation of the low frequency Warburg impedance of Li-ion cells by frequency domain measurements [J]. *Journal of Energy Storage*, 2019, 21: 272-280.
- [21] 肖斌. 锂离子动力电池状态快速估计与检测研究 [D]. 广州: 华南理工大学, 2020.
- [22] 朱广燕, 刘三兵, 梅周盛. 一种废旧电池梯次使用的筛选方法 [P]. 安徽: CN104362395A, 2015-02-18.
- [24] 陆辰, 李荣冰, 刘建业, 等. 微型航姿系统中三轴 MEMS 加速度计组合误差建模方法 [J]. *测试技术学报*, 2011, 25 (1): 29-34.
- [25] 熊邦书, 熊奎, 李新民, 等. 基于双目视觉的直升机旋翼桨叶挥舞角测量 [J]. *测控技术*, 2016, 35 (1): 34-37.
- [26] 左承林, 马军, 岳廷瑞, 等. 基于双目立体视觉的直升机旋翼桨叶位移形变测量方法 [J]. *实验流体力学*, 2020, 34 (1): 87-95.
- [27] 徐小伟, 邢凯, 赵浩苏, 等. 强光干扰下基于多目视觉交叉注意的物体识别系统 [J]. *计算机应用及软件*, 2018, 35 (9): 216-222.
- [28] LIU K, KANG G. Multiview convolutional neural networks for lung nodule classification [J]. *International Journal of Imaging Systems and Technology*, 2017, 27 (1): 12-22.
- [29] FARFADE S S, SABERIAN M J, LI L J. Multi-view face detection using deep convolutional neural networks [C] // Proceedings of the 5th ACM on International Conference on Multimedia Retrieval. ACM, 2015: 643-650.
- [30] LIU C Y, CHUANG J F, YU T C, et al. Use bionic micro-lens array and CMOS image sensor for three-dimensional motion detection [C] //2012 7th IEEE International Conference on NanoMicro Engineered and Molecular Systems, IEEE, 2012: 388-391.
- [15] 马军, 宋晋, 刘蓓, 等. 立式风洞全视场尾旋姿态测量技术研究 [J]. *实验流体力学*, 2016, 30 (6): 66-70.
- [16] 宋晋, 蒋敏, 李睿, 等. 基于 MEMS 传感器的风洞尾旋姿态测量研究 [J]. *计算机测量与控制*, 2016, 24 (12): 1-3.
- [17] 蒋敏, 宋晋, 李睿, 等. 组合式航姿参考系统在尾旋测量中的应用 [C] //空气动力学学会测控技术六届六次测控学术交流会, 2015, 9: 240-243.
- [18] 宋丽君. 基于 MEMS 器件的航向姿态测量系统的研究 [D]. 西安: 西北工业大学, 2007.
- [19] 曹阳. 机载多信息融合 MEMS 航姿系统关键技术研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2018.
- [20] 李佩华. 基于 MEMS 惯性器件的捷联式姿态测量系统的研究 [D]. 沈阳: 沈阳航空航天大学, 2013.
- [21] 景希, 高国伟. 基于六轴 MEMS 器件姿态测量系统 [J]. *计算机测量与控制*, 2021, 29 (6): 55-59.
- [22] NOURMOHAMMADI H, KEIGHOBADI J. Decentralized INS/GNSS system with MEMS-grade inertial sensors using QR-factorized CKF [J]. *IEEE Sensors Journal*, 2017, 17 (11): 3278-3287.
- [23] 周树道, 金永奇, 卫克晶, 等. 采用卡尔曼滤波算法的 MEMS 器件姿态测量 [J]. *实验室研究与探索*, 2015, 34 (2): 38-42.