



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104267261 B

(45)授权公告日 2017.02.15

(21)申请号 201410592598.8

(22)申请日 2014.10.29

(65)同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 104267261 A

(43)申请公布日 2015.01.07

(73)专利权人 哈尔滨工业大学  
地址 150001 黑龙江省哈尔滨市南岗区西  
大直街92号

(72)发明人 朱春波 李晓宇 魏国 王天鹭

(74)专利代理机构 哈尔滨市松花江专利商标事  
务所 23109

代理人 张宏威

(51)Int.Cl.

G01R 27/08(2006.01)

(56)对比文件

CN 103577710 A,2014.02.12,

US 6061631 A,2000.05.09,

FR 2961352 A1,2011.12.16,

CN 102680795 A,2012.09.19,

CN 102854470 A,2013.01.02,

CN 103645372 A,2014.03.19,

刘禄等.一种分数阶卡尔曼滤波器.《东北大  
学学报(自然科学版)》.2014,第35卷(第8期),

刘彦等.分数阶Unscented卡尔曼滤波器研  
究.《电子与信息学报》.2012,第34卷(第6期),

审查员 李晓玲

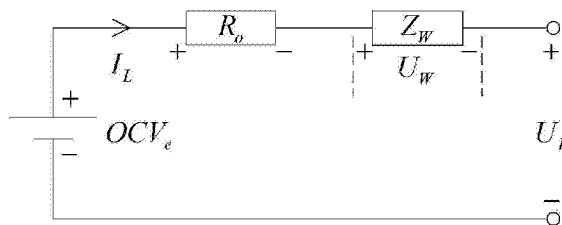
权利要求书4页 说明书10页 附图6页

(54)发明名称

基于分数阶联合卡尔曼滤波的二次电池简  
化阻抗谱模型参数在线估计方法

(57)摘要

基于分数阶联合卡尔曼滤波的二次电池简  
化阻抗谱模型参数在线估计方法,涉及电池参数  
在线估计方法,是为了提高对于二次电池参数估  
计的准确度、估计速度、工况适应性。本发明基于  
简化的电池阻抗谱等效电路模型,构建算法所需  
的状态方程与观测方程,利用分数阶联合卡尔曼  
滤波器,将电池扩散极化端电压( $U_w$ ),开路电压  
( $OCV_e$ ),欧姆内阻( $R_o$ ),扩散参数( $X_w$ )作为估计  
量,将实时测得的端电压( $U_L$ ),负载电流作( $I_L$ )  
以及采样时间间隔 $T_s=1s$ 作为已知量,根据传感  
器精度选取过程激励噪声协方差与测量噪声协  
方差,通过迭代更新,得到电池模型中的开路电  
压( $OCV_e$ )、欧姆内阻( $R_o$ )、扩散参数( $X_w$ )的估计  
值。本发明适用于二次电池参数的在线估计。



1. 基于分数阶联合卡尔曼滤波的二次电池简化阻抗谱模型参数在线估计方法,其特征是:它由以下步骤实现:

步骤一、在对二次电池建模时,电池电学阻抗谱模型中的中频率的阻抗特性可以由常用的纯阻性元件R和常相位元件Q并联电路简化为纯阻性元件R来描述,得到简化后的电池电学阻抗谱等效电路模型;

该简化后的电学阻抗谱等效电路模型包括开路电压 $OCV_e$ 、欧姆内阻 $R_o$ 和韦伯阻抗 $Z_w$ ;

步骤二、根据步骤一获得的简化后的电学阻抗谱等效电路模型建立分数阶卡尔曼滤波器所需的状态方程与观测方程,具体为:

取流经二次电池的总电流 $I_L$ 在放电时为正值,数据采样周期为1s;

$$\Delta^r = \frac{d^r}{dt^r}, \quad r > 0$$

其中 $\Delta^r$ 为微分算子, $r$ 为微分阶数,当 $r$ 为小数时, $\Delta^r$ 表示分数阶微分算子,当 $r$ 为整数时, $\Delta^r$ 为整数微分算子;

取分数阶元件 $Z_w$ 是两端电压为 $U_w$ 的状态量,有:

$$\Delta^{0.5} U_w = \frac{1}{W} I_L = X_w I_L$$

式中: $W$ 为离子扩散系数;

对于电池模型参数,扩散参数 $X_w$ 、开路电压 $OCV_e$ 和欧姆内阻 $R_o$ 随着电池荷电状态(SOC)的变化是缓慢的,因此:

$$\begin{cases} \Delta^1 X_w \approx 0 \\ \Delta^1 OCV_e \approx 0 \\ \Delta^1 R_o \approx 0 \end{cases}$$

将上述四个方程改写为矩阵形式,获得分数阶联合卡尔曼滤波器的状态方程:

$$\Delta^{\begin{bmatrix} 0.5 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}} \begin{bmatrix} U_w \\ X_w \\ OCV_e \\ R_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & I_L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_w \\ X_w \\ OCV_e \\ R_o \end{bmatrix};$$

取 $U_L$ 为系统的观测量,则有:

$$U_L = OCV_e - I_L R_o - U_w$$

$I_L$ 表示与流经电池的总电流;

取:

$$x = \begin{bmatrix} U_w \\ X_w \\ OCV_e \\ R_o \end{bmatrix}, \quad N = \begin{bmatrix} 0.5 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad y = U_L$$

获得分数阶联合卡尔曼滤波器的观测方程:

$$\begin{cases} \Delta^N x = \begin{bmatrix} 0 & I_L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x \\ y = [-1 \quad 0 \quad 1 \quad -I_L] x \end{cases}$$

该方程离散化后,有:

$$\begin{cases} \Delta^N x_k = \begin{bmatrix} 0 & I_{L,k-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{k-1} + w \\ y_k = [-1 \quad 0 \quad 1 \quad -I_{L,k}] x_k + v \end{cases}$$

其中,  $w, v$  分别表示系统的状态噪声和观测噪声;

根据分数阶微分的级数定义:

$$\Delta^N x_{k+1} = \sum_{j=0}^k (-1)^j \binom{N}{j} x_{k-j}$$

其中,

$$\binom{N}{j} = \text{diag} \left[ \binom{0.5}{j} \quad \binom{1}{j} \quad \binom{1}{j} \quad \binom{1}{j} \right],$$

$$\binom{r}{j} = \begin{cases} 1 & \text{for } j=0 \\ r(r-1)\dots(r-j+1)/j! & \text{for } j>0, \end{cases}$$

另取:  $\gamma_j = \binom{N}{j}$ , 由上式得到分数阶微分方程的离散化递推表达式:

$$\begin{cases} \Delta^N x_k = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & I_{L,k-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{f(x_k, I_{L,k-1})} x_{k-1} - \sum_{j=1}^k (-1)^j \gamma_j x_{k+1-j} + w \\ y_k = \underbrace{[-1 \quad 0 \quad 1 \quad -I_{L,k}] x_k + v}_{g(x_k, I_{L,k})} \end{cases}$$

定义:

$$A_{k-1} = \left. \frac{\partial f(x_{k-1}, I_{L,k-1})}{\partial x_{k-1}} \right|_{x_{k-1} = \hat{x}_{k-1}} = \begin{bmatrix} 0 & I_{L,k-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$C_k = \left. \frac{\partial g(x_k, I_{L,k})}{\partial x_k} \right|_{x_k = \hat{x}_k} = [-1 \quad 0 \quad 1 \quad -I_{L,k}]$$

根据分数阶微分的级数定义式,其中: $\sum_{j=1}^k (-1)^j \gamma_j x_{k+1-j}$ 的计算量将随着时间的增加而不断增大,这种情况不适合工程应用,为此,将上式改写为下面的形式:

$$\sum_{j=1}^k (-1)^j \gamma_j x_{k+1-j} = \sum_{j=1}^L (-1)^j \gamma_j x_{k+1-j}, \quad \begin{matrix} k \leq 64, L = k \\ k > 64, L = 64 \end{matrix}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta^N x_k = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & I_{L,k-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{f(x_k, I_{L,k-1})} x_{k-1} - \sum_{j=1}^L (-1)^j \gamma_j x_{k+1-j} + w \\ y_k = \underbrace{\begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 & -I_{L,k} \end{bmatrix}}_{g(x_k, I_{L,k})} x_k + v \end{array} \right.$$

步骤三、利用步骤二构建的分数阶卡尔曼滤波器所需的方程与观测方程,对状态、参数及协方差矩阵按照分数阶联合卡尔曼滤波算法进行时间更新和测量更新:

具体为:

初始化:

$$\hat{x}_0 = E[x], \quad P_0^+ = E[(x - \hat{x}_0)(x - \hat{x}_0)^T]$$

其中, $E[x]$ 表示x的数学期望,在方法计算时为经验预设值, $\hat{x}_0$ 表示x在初始时刻k的估计值, $P_0^+$ 表示x在初始时刻k的噪声协方差的估计值;k的初始值为0;

状态、参数及协方差矩阵的时间更新:

$$\hat{x}_k^- = f(\hat{x}_{k-1}^+, I_{L,k-1})$$

$$P_k^- = (A_{k-1} + \gamma_1) P_{k-1}^+ (A_{k-1} + \gamma_1)^T + Q_k + \sum_{j=2}^L \gamma_j P_{k-j}^+ \gamma_j^T$$

其中, $Q_k$ 是噪声 $w_k$ 的协方差, $\hat{x}_k^-$ 为k时刻状态和模型参数 $x_k$ 的预测值, $\hat{x}_{k-1}^+$ 为k-1时刻状态和模型参数 $x_{k-1}$ 的修正值, $P_k^-$ 为k时刻x的噪声协方差矩阵 $P_k$ 的预测值, $P_{k-1}^+$ 为k-1时刻x的噪声协方差矩阵 $P_{k-1}$ 的修正值;

状态、参数及协方差矩阵的测量更新:

$$L_k = P_k^- (C_k)^T [C_k P_k^- (C_k)^T + R_k]^{-1}$$

$$\hat{x}_k^+ = \hat{x}_k^- + L_k [y_k - g(\hat{x}_k^-, I_{L,k})]$$

$$P_k^+ = (I - L_k C_k) P_k^-$$

其中, $R_k$ 是噪声 $v_k$ 的协方差, $L_k$ 是k时刻卡尔曼滤波器增益大小;

步骤四、采集二次电池的端电压 $U_L$ 和流经二次电池的总电流 $I_L$ ,利用步骤一获得的简化

后的电化学阻抗谱等效电路模型、步骤二构建的系统状态方程和观测方程以及步骤三的分阶卡尔曼滤波器,递推计算得到电池模型中的开路电压 $OCV_e$ 、欧姆内阻 $R_o$ 、扩散参数 $X_w$ 的估计值,将获得的开路电压 $OCV_e$ 、欧姆内阻 $R_o$ 、扩散参数 $X_w$ 的估计值作为的二次电池的估计结果,完成基于分数阶联合卡尔曼滤波的二次电池简化阻抗谱模型参数在线估计。

2.根据权利要求1所述的基于分数阶联合卡尔曼滤波的二次电池简化阻抗谱模型参数在线估计方法,其特征在于步骤一中,

该简化的阻抗谱等效电路模型包括 $OCV_e$ 、 $R_o$ 以及 $Z_w$ 三个元件,模型参数都有明确的物理意义;

其中, $OCV_e$ 为开路电压估计值,主要反映电池开路电压特性,由于等效电路模型简化了电池动力学过程的许多过程,并且忽略了电池充放电过程的各个动力学的边界条件,因此由于该电池模型本身的误差, $OCV_e$ 是电池开路电压 $OCV$ 的近似值,在数值上包含 $OCV$ 和少部分离子扩散极化电势的化学反应电势值;

$$OCV_e \approx OCV$$

$R_o$ 为欧姆内阻估计值,该参数主要反映电池电化学阻抗谱的中高频欧姆阻抗特性所述中高频指大于0.5Hz的频率,该参数在数值上约等于高频欧姆阻抗 $R_\Omega$ 、SEI膜阻抗 $R_{SEI}$ 、电荷转移阻抗 $R_{ct}$ 阻抗之和;

$$R_o \approx R_\Omega + R_{SEI} + R_{ct}$$

$Z_w$ 是用来描述电池的离子扩散极化特性的韦伯阻抗(Warburg);

韦伯阻抗由以下公式来定义:

$$Z_w = \frac{1}{W(j\omega)^{0.5}}$$

其中, $W$ 为离子扩散系数,为了便于阻抗参数在线估计,取: $X_w = \frac{1}{W}$ ,

得到:

$$Z_w = \frac{X_w}{(j\omega)^{0.5}}$$

## 基于分数阶联合卡尔曼滤波的二次电池简化阻抗谱模型参数 在线估计方法

### 技术领域

[0001] 本发明属于二次电池测试及二次电池储能系统监控技术领域,特别是电动汽车储能系统监控技术领域。

### 背景技术

[0002] 公开号为CN102680795的《一种二次电池内阻的在线估计方法》公开了一种二次电池内阻的实时在线测量方法,它以电池内阻作为二次电池估计的指标,但该方法仅能在一个指标上估计二次电池的性能和状态,由于电池模型本身的局限性,估计精度、准确度受限、参数稳定性、工况适应性有限,且电池模型参数的物理意义不够明确。

[0003] 传统的电池电化学阻抗谱测试方法需要在实验室环境下进行,需要昂贵的实验仪器和较长的测试时间。该方法很难应用于电池阻抗谱在线测试、电池健康状态在线估计(SOH估计)、电池峰值功率状态在线预测(SOP预测)等方法中。

### 发明内容

[0004] 本发明是为了提高二次电池的电池模型参数在线估计方法的准确度、参数稳定性、工况适应性,并且为了实现电池电化学阻抗谱的在线测试。从而提供一种基于分数阶联合卡尔曼滤波的二次电池简化阻抗谱模型参数在线估计方法。

[0005] 基于分数阶联合卡尔曼滤波的二次电池简化阻抗谱模型参数在线估计方法,它由以下步骤实现:

[0006] 基于分数阶联合卡尔曼滤波的二次电池简化阻抗谱模型参数在线估计方法,它由以下步骤实现:

[0007] 步骤一、在对二次电池建模时,电池电化学阻抗谱模型中的中频率(0.5Hz~1kHz)的阻抗特性可以由常用的纯阻性元件R和常相位元件Q并联电路简化为纯阻性元件R来描述,得到简化后的电池电化学阻抗谱等效电路模型;

[0008] 该简化后的电化学阻抗谱等效电路模型包括开路电压OCV<sub>0</sub>、欧姆内阻R<sub>0</sub>和韦伯阻抗Z<sub>w</sub>;

[0009] 步骤二、根据步骤一获得的简化后的电化学阻抗谱等效电路模型建立分数阶卡尔曼滤波器所需的状态方程与观测方程,具体为:

[0010] 取流经二次电池的总电流I<sub>L</sub>在放电时为正值,数据采样周期为1s;

[0011] 
$$\Delta^r = \frac{d^r}{dt^r}, r > 0$$

[0012] 其中 $\Delta^r$ 为微分算子,r为微分阶数,当r为小数时, $\Delta^r$ 表示分数阶微分算子,当r为整数时, $\Delta^r$ 为整数微分算子;

[0013] 取分数阶元件Z<sub>w</sub>是两端电压为U<sub>w</sub>的状态量,有:

$$[0014] \quad \Delta^{0.5}U_w = \frac{1}{W}I_L = X_w I_L$$

[0015] 对于电池模型参数,扩散参数 $X_w$ 、开路电压 $OCV_e$ 和欧姆内阻 $R_o$ 随着电池荷电状态(SOC)的变化是缓慢的,因此:

$$[0016] \quad \begin{cases} \Delta^1 X_w \approx 0 \\ \Delta^1 OCV_e \approx 0 \\ \Delta^1 R_o \approx 0 \end{cases}$$

[0017] 将上述四个方程改写为矩阵形式,获得分数阶联合卡尔曼滤波器的状态方程:

$$[0018] \quad \Delta^{\begin{bmatrix} 0.5 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}} \begin{bmatrix} U_w \\ X_w \\ OCV_e \\ R_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & I_L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_w \\ X_w \\ OCV_e \\ R_o \end{bmatrix};$$

[0019] 取 $U_L$ 为系统的观测量,则有:

$$[0020] \quad U_L = OCV_e - I_L R_o - U_w$$

[0021]  $I_L$ 表示与流经电池的总电流;

[0022] 取:

$$[0023] \quad x = \begin{bmatrix} U_w \\ X_w \\ OCV_e \\ R_o \end{bmatrix}, \quad N = \begin{bmatrix} 0.5 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad y = U_L$$

[0024] 获得分数阶联合卡尔曼滤波器的观测方程:

$$[0025] \quad \begin{cases} \Delta^N x = \begin{bmatrix} 0 & I_L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x \\ y = [-1 \quad 0 \quad 1 \quad -I_L] x \end{cases}$$

[0026] 该方程离散化后,有:

$$[0027] \quad \begin{cases} \Delta^N x_k = \begin{bmatrix} 0 & I_{L,k-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{k-1} + w \\ y_k = [-1 \quad 0 \quad 1 \quad -I_{L,k}] x_k + v \end{cases}$$

[0028] 其中, $w, v$ 分别表示系统的状态噪声和观测噪声;

[0029] 根据分数阶微分的级数定义(又称为Grünwald-Letnikov分数阶微分定义):

$$[0030] \quad \Delta^N x_{k+1} = \sum_{j=0}^k (-1)^j \binom{N}{j} x_{k-j}$$

[0031] 其中,

$$[0032] \quad \binom{N}{j} = \text{diag} \left[ \binom{0.5}{j} \binom{1}{j} \binom{1}{j} \binom{1}{j} \right],$$

$$[0033] \quad \binom{r}{j} = \begin{cases} 1 & \text{for } j=0 \\ r(r-1)\dots(r-j+1)/j! & \text{for } j>0, \end{cases}$$

[0034] 另取:  $\gamma_j = \binom{N}{j}$ , 由上式得到分数阶微分方程的离散化递推表达形式:

$$[0035] \quad \left\{ \begin{array}{l} \Delta^N x_k = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & I_{L,k-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{f(x_k, I_{L,k-1})} x_{k-1} - \sum_{j=1}^k (-1)^j \gamma_j x_{k+1-j} + w \\ y_k = \underbrace{\begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 & -I_{L,k} \end{bmatrix}}_{g(x_k, I_{L,k})} x_k + v \end{array} \right.$$

[0036] 定义:

$$[0037] \quad A_{k-1} = \left. \frac{\partial f(x_{k-1}, I_{L,k-1})}{\partial x_{k-1}} \right|_{x_{k-1} = \hat{x}_{k-1}} = \begin{bmatrix} 0 & I_{L,k-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$[0038] \quad C_k = \left. \frac{\partial g(x_k, I_{L,k})}{\partial x_k} \right|_{x_k = \hat{x}_k} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 & -I_{L,k} \end{bmatrix}$$

[0039] 根据分数阶微分的级数定义式, 其中:  $\sum_{j=1}^k (-1)^j \gamma_j x_{k+1-j}$  的计算量将随着时间的增加而不断增大, 这种情况不适合工程应用, 为此, 将上式改写为下面的形式:

$$[0040] \quad \sum_{j=1}^k (-1)^j \gamma_j x_{k+1-j} = \sum_{j=1}^L (-1)^j \gamma_j x_{k+1-j}, \quad \begin{array}{l} k \leq 64, L = k \\ k > 64, L = 64 \end{array}$$



$$[0041] \quad \left\{ \begin{array}{l} \Delta^N x_k = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & I_{L,k-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{f(x_k, I_{L,k-1})} x_{k-1} - \sum_{j=1}^L (-1)^j \gamma_j x_{k-1-j} + w \\ y_k = \underbrace{\begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 & -I_{L,k} \end{bmatrix}}_{g(x_k, I_{L,k})} x_k + v \end{array} \right.$$

[0042] 步骤三、利用步骤二构建的分数阶卡尔曼滤波器所需的状态方程与观测方程,对状态、参数及协方差矩阵按照分数阶联合卡尔曼滤波算法进行时间更新和测量更新:

[0043] 具体为:

[0044] 初始化:

$$[0045] \quad \hat{x}_0 = E[x], \quad P_0^+ = E[(x - \hat{x}_0)(x - \hat{x}_0)^T]$$

[0046] 其中,  $E[x]$  表示  $x$  的数学期望,在方法计算时为经验预设值,  $\hat{x}_0$  表示  $x$  在初始时刻( $k=0$ )的估计值,  $P_0^+$  表示  $x$  在初始时刻( $k=0$ )的噪声协方差的估计值。

[0047] 状态、参数及协方差矩阵的时间更新:

$$[0048] \quad \hat{x}_k^- = f(\hat{x}_{k-1}^+, I_{L,k-1})$$

$$[0049] \quad P_k^- = (A_{k-1} + \gamma_1) P_{k-1}^+ (A_{k-1} + \gamma_1)^T + Q + \sum_{j=2}^L \gamma_j P_{k-j}^+ \gamma_j^T$$

[0050] 其中,  $Q_k$  是噪声  $w_k$  的协方差,  $\hat{x}_k^-$  为  $k$  时刻状态和模型参数  $x_k$  的预测值,  $\hat{x}_{k-1}^+$  为  $k-1$  时刻状态和模型参数  $x_{k-1}$  的修正值,  $P_k^-$  为  $k$  时刻  $x$  的噪声协方差矩阵  $P_k$  的预测值,  $P_{k-1}^+$  为  $k-1$  时刻  $x$  的噪声协方差矩阵  $P_{k-1}$  的修正值。

[0051] 状态、参数及协方差矩阵的测量更新:

$$[0052] \quad L_k = P_k^- (C_k)^T [C_k P_k^- (C_k)^T + R_k]^{-1}$$

$$[0053] \quad \hat{x}_k^+ = \hat{x}_k^- + L_k^x [y_k - g(\hat{x}_k^-, I_{L,k})]$$

$$[0054] \quad P_k^+ = (I - L_k C_k) P_k^-$$

[0055] 其中,  $R_k$  是噪声  $v_k$  的协方差,  $L_k$  是  $k$  时刻卡尔曼滤波器增益大小。

[0056] 步骤四、采集二次电池的端电压  $U_L$  和流经二次电池的总电流  $I_L$ , 利用步骤一获得的简化后的电学阻抗谱等效电路模型、步骤二构建的系统状态方程和观测方程以及步骤三的分数阶卡尔曼滤波器, 递推计算得到电池模型中的开路电压  $OCV_e$ 、欧姆内阻  $R_o$ 、扩散参数  $X_w$  的估计值, 将获得的开路电压  $OCV_e$ 、欧姆内阻  $R_o$ 、扩散参数  $X_w$  的估计值作为的二次电池的估计结果, 完成基于分数阶联合卡尔曼滤波的二次电池简化阻抗谱模型参数在线估计。

[0057] 基于分数阶联合卡尔曼滤波的二次电池简化阻抗谱模型参数在线估计方法, 该简化的阻抗谱等效电路模型包括  $OCV_e$ 、 $R_o$  以及  $Z_w$  三个元件, 模型参数都有较为明确的物理意

义。

[0058] 其中,  $OCV_e$  为开路电压估计值, 主要反映电池开路电压特性, 由于等效电路模型简化了电池动力学过程的许多过程, 并且忽略了电池充放电过程的各个动力学的边界条件, 因此由于该电池模型本身的误差,  $OCV_e$  是电池开路电压  $OCV$  的近似值, 在数值上主要包含了  $OCV$  和少部分的离子扩散极化电势等其它化学反应电势值。

[0059]  $OCV_e \approx OCV$

[0060]  $R_o$  为欧姆内阻估计值, 该参数主要反映电池电化学阻抗谱的中高频欧姆阻抗特性 (频率大于 0.5Hz), 该参数在数值上约等于高频欧姆阻抗  $R_\Omega$ 、SEI 膜阻抗  $R_{SEI}$ 、电荷转移阻抗  $R_{ct}$  阻抗之和;

[0061]  $R_o \approx R_\Omega + R_{SEI} + R_{ct}$

[0062]  $Z_w$  是用来描述电池的离子扩散极化特性的韦伯阻抗 (Warburg);

[0063] 韦伯阻抗由以下公式来定义:

$$[0064] \quad Z_w = \frac{1}{W(j\omega)^{0.5}}$$

[0065] 其中,  $W$  为离子扩散系数, 为了便于阻抗参数在线估计, 取:  $X_w = \frac{1}{W}$ ,

[0066] 得到:

$$[0067] \quad Z_w = \frac{X_w}{(j\omega)^{0.5}}$$

[0068] 本发明获得的有益效果:

[0069] 1、阻抗测试在电动汽车使用过程中依据电池的工况测试数据计算得到, 无需附加硬件测试电路;

[0070] 2、该阻抗测试方法是以电池实际运行工况的电流/功率或者典型试验工况的电流/功率作为测试的激励源, 此激励源能够真实反映动力电池的实际使用情况。而离线阻抗谱测试方法以较小的电流/电压值作为测试的激励源, 反映电池在近似稳态情况下的阻抗特性。两者相比, 本发明提出的阻抗估计方法及阻抗参数更能反映电池的实际工作能力;

[0071] 3、该方法测试速度远快于传统的电池离线电化学阻抗谱测试方法, 并且该方法采用递推计算形式估计包括阻抗在内的电池模型参数, 因此, 该方法适用于电池阻抗参数的实时获取, 是一种在线阻抗谱测试方法;

[0072] 4、该方法的电池模型参数少, 数据采样间隔为 1s, 有效提高了方法的计算速度;

[0073] 5、该方法的电池模型中使用了分数阶元件, 该元件有较长时间的响应记忆特性, 此特性与电池的扩散特性相吻合, 因此, 该模型比一阶 RC 模型更能反映电池的电化学反应过程, 使用本发明的方法处理试验数据后, 发现该方法的估计得到的参数稳定性由于一阶 RC 模型对应的参数估计方法。

[0074] 6、本发明提出的方法的核心是基于建立的简化阻抗谱电池模型, 构建分数阶状态转移方程和观测方程, 使用分数阶联合卡尔曼滤波器估计得到模型参数的估计值, 此方法不需要计算分数阶元件参数  $X_w$  的敏感度系数, 因此在计算量快于分数阶非线性递推最小二乘法。另外, 分数阶联合卡尔曼滤波器采用“预测—实测—修正”的方式递推估计状态量、参

数值,可消除随机噪声对结果的影响,性能优于分数阶非线性递推最小二乘法。

### 附图说明

[0075] 图1是简化的电池阻抗谱等效电路模型;

[0076] 图2是本发明的实验系统采集得到的负载电压和负载电流图,电池测试工况为由美国联邦城市工况(FUDS工况)和静置工况组成的循环放电工况;

[0077] 图3为本发明方法计算得到的负载电压值的估计误差;

[0078] 图4采用本发明的电池模型及分数阶联合卡尔曼滤波估计得到的开路电压估计值 $OCV_e$ ;

[0079] 图5是采用本发明的电池模型及分数阶联合卡尔曼滤波估计得到的欧姆内阻估计值 $R_o$ ;

[0080] 图6是采用本发明的电池模型及分数阶联合卡尔曼滤波估计得到的韦伯阻抗参数估计值 $X_w$ ;

[0081] 图7是采用本发明的估计方法与传统的EIS离线测试数据估计方法得到的阻抗谱测试结果对比图;

[0082] 图8是采用本发明的估计方法与基于一阶RC模型和双卡尔曼滤波器(Dual-EKF或DEKF)的开路电压估计值仿真示意图;其中曲线81是本发明的估计方法的开路电压估计曲线;曲线82中基于一阶RC模型和DEKF的开路电压估计曲线;

[0083] 图9是采用本发明的估计方法与基于一阶RC模型和DEKF的欧姆内阻值仿真示意图;其中曲线81是本发明的估计方法的欧姆内阻值估计曲线;曲线82中基于一阶RC模型和DEKF的欧姆内阻值估计曲线;

[0084] 图10是采用本发明的估计方法的电池扩散参数估计结果图;

[0085] 图11是基于一阶RC模型和DEKF的电池扩散参数估计结果图;

[0086] 图12是基于一阶RC模型和DEKF的RC时间常数在线估计结果图;

### 具体实施方式

[0087] 具体实施方式一、基于分数阶联合卡尔曼滤波的二次电池简化阻抗谱模型参数在线估计方法,所述方法按照以下步骤实现:

[0088] 步骤一:根据电池的电化学阻抗谱测试结果,由于阻抗谱中,在将电化学阻抗谱等效电路模型做了进一步简化,得到简化后的电化学阻抗谱等效电路模型, $U_t$ 和 $I_t$ 分别表示电池的端电压与流经电池的总电流。简化的电池阻抗谱等效电路模型如图1所示;

[0089] 该简化的阻抗谱等效电路模型包括 $OCV_e$ 、 $R_o$ 以及 $Z_w$ 三个元件。

[0090] 其中, $OCV_e$ 为复合开路电压,主要反映电池开路电压特性,由于等效电路模型简化了电池动力学过程的许多过程,并且忽略了电池充放电过程的各个动力学的边界条件,因此由于该电池模型本身的误差, $OCV_e$ 是OCV的近似值,在数值上主要包含了OCV和少部分的离子扩散极化电势等其它化学反应电势值。

[0091]  $OCV_e \approx OCV$

[0092]  $R_o$ 为复合欧姆内阻,该参数主要反映电池电化学阻抗谱的中高频欧姆阻抗特性(频率大于0.5Hz),该参数在数值上约等于高频欧姆阻抗( $R_\Omega$ )、SEI膜阻抗( $R_{SEI}$ )、电荷转移

阻抗( $R_{ct}$ )阻抗之和。

$$[0093] \quad R_o \approx R_\Omega + R_{SEI} + R_{ct}$$

[0094]  $Z_w$ 是用来描述电池的离子扩散极化特性的韦伯阻抗(Warburg),  $U_w$ 为韦伯阻抗两端的电压。自然界的许多现象符合分数阶特性, 电池充放电过程的离子扩散特性过程尤其如此。从电池的电化学阻抗谱乃奎斯特图可知, 离子扩散过程符合分数阶微分特性, 该特性常用分数阶物理元件——韦伯阻抗来表示。

[0095] 韦伯阻抗由以下公式来定义:

$$[0096] \quad Z_w = \frac{1}{W(j\omega)^{0.5}}$$

[0097] 其中,  $W$ 为离子扩散系数, 为了便于阻抗参数在线估计, 取:  $X_w = \frac{1}{W}$ ,

[0098] 得到:

$$[0099] \quad Z_w = \frac{X_w}{(j\omega)^{0.5}}$$

[0100] 该阻抗谱等效电路模型的特点是简化了传统阻抗谱等效电路模型中的高频(频率大于1kHz)和中频阻抗(频率大于0.5Hz, 且小于1kHz), 上述简化阻抗谱模型可以有效减少模型参数数量, 适合用于模型参数的在线估计。

[0101] 步骤二: 根据上述等效电路模型建立分数阶卡尔曼滤波器所需的状态方程与观测方程:

[0102] 基于分数阶联合卡尔曼滤波器估计电路的状态量和参数值, 具体的方法如下:

[0103] 首先, 取 $I_L$ 在放电时为正值, 数据采样周期为1s。

[0104] 1、列写分数阶联合卡尔曼滤波器的状态方程和观测方程:

$$[0105] \quad \Delta^r = \frac{d^r}{dt^r}, \quad r > 0$$

[0106] 其中 $\Delta^r$ 为微分算子,  $r$ 为微分阶数, 当 $r$ 为小数时,  $\Delta^r$ 表示分数阶微分算子, 当 $r$ 为整数时,  $\Delta^r$ 为整数微分算子。

[0107] 取分数阶元件 $Z_w$ 是两端电压 $U_w$ 为的状态量, 有:

$$[0108] \quad \Delta^{0.5} U_w = \frac{1}{W} I_L = X_w I_L$$

[0109] 对于参数 $X_w, OCV_e, R_o$ 随着电池荷电状态(SoC)的变化是缓慢的, 因此:

$$[0110] \quad \begin{cases} \Delta^1 X_w \approx 0 \\ \Delta^1 OCV_e \approx 0 \\ \Delta^1 R_o \approx 0 \end{cases}$$

[0111] 将上述四个方程改写为矩阵形式, 有:

$$[0112] \quad \Delta^{\begin{bmatrix} 0.5 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}} \begin{bmatrix} U_w \\ X_w \\ OCV_e \\ R_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & I_L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_w \\ X_w \\ OCV_e \\ R_o \end{bmatrix}$$

[0113] 取 $U_L$ 为系统的观测量,则有:

$$[0114] \quad U_L = OCV_e - I_L R_o - U_w$$

[0115] 取:

$$[0116] \quad x = \begin{bmatrix} U_w \\ X_w \\ OCV_e \\ R_o \end{bmatrix}, \quad N = \begin{bmatrix} 0.5 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad y = U_L,$$

[0117] 则有:

$$[0118] \quad \begin{cases} \Delta^N x = \begin{bmatrix} 0 & I_L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x \\ y = [-1 \quad 0 \quad 1 \quad -I_L] x \end{cases}$$

[0119] 对上述方程离散化后,有:

$$[0120] \quad \begin{cases} \Delta^N x_k = \begin{bmatrix} 0 & I_{L,k-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{k-1} + w \\ y_k = [-1 \quad 0 \quad 1 \quad -I_{L,k}] x_k + v \end{cases}$$

[0121] 其中, $w, v$ 分别表示系统的状态噪声和观测噪声,通常,可假设两者是独立噪声。根据Grünwald-Letnikov分数阶微分定义:

$$[0122] \quad \Delta^N x_{k+1} = \sum_{j=0}^k (-1)^j \binom{N}{j} x_{k-j}$$

[0123] 其中:

$$[0124] \quad \binom{N}{j} = \text{diag} \left[ \binom{0.5}{j}, \binom{1}{j}, \binom{1}{j}, \binom{1}{j} \right],$$

$$[0125] \quad \binom{r}{j} = \begin{cases} 1 & \text{for } j=0 \\ r(r-1)\dots(r-j+1)/j! & \text{for } j>0, \end{cases}$$

[0126] 另取:

$$[0127] \quad \gamma_j = \binom{N}{j}$$

[0128] 由上式可得到分数阶微分方程的离散化递推表达形式:

$$[0129] \quad \left\{ \begin{array}{l} \Delta^N x_k = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & I_{L,k-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{f(x_k, I_{L,k-1})} x_{k-1} - \sum_{j=1}^k (-1)^j \gamma_j x_{k+1-j} + w \\ y_k = \underbrace{\begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 & -I_{L,k} \end{bmatrix}}_{g(x_k, I_{L,k})} x_k + v \end{array} \right.$$

[0130] 定义:

$$[0131] \quad A_{k-1} = \left. \frac{\partial f(x_{k-1}, I_{L,k-1})}{\partial x_{k-1}} \right|_{x_{k-1} = \hat{x}_{k-1}} = \begin{bmatrix} 0 & I_{L,k-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$[0132] \quad C_k = \left. \frac{\partial g(x_k, I_{L,k})}{\partial x_k} \right|_{x_k = \hat{x}_k} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 & -I_{L,k} \end{bmatrix}$$

[0133] 根据Grünwald-Letnikov分数阶微分定义式,其中:  $\sum_{j=1}^k (-1)^j \gamma_j x_{k+1-j}$  的计算量将随着时间的增加而不断增大,这种情况不适合工程应用,为此,将上式改写为下面的形式:

$$[0134] \quad \sum_{j=1}^k (-1)^j \gamma_j x_{k+1-j} = \sum_{j=1}^L (-1)^j \gamma_j x_{k+1-j}, \quad \begin{array}{l} k \leq 64, L = k \\ k > 64, L = 64 \end{array}$$

$$[0135] \quad \left\{ \begin{array}{l} \Delta^N x_k = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & I_{L,k-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{f(x_k, I_{L,k-1})} x_{k-1} - \sum_{j=1}^L (-1)^j \gamma_j x_{k+1-j} + w \\ y_k = \underbrace{\begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 & -I_{L,k} \end{bmatrix}}_{g(x_k, I_{L,k})} x_k + v \end{array} \right.$$

[0136] 步骤三、利用分数阶联合卡尔曼滤波器估计状态及参数值:

[0137] 初始化:

[0138] 初始化:

$$[0139] \quad \hat{x}_0 = E[x], \quad P_0^+ = E[(x - \hat{x}_0)(x - \hat{x}_0)^T]$$

[0140] 其中,  $E[x]$  表示  $x$  的数学期望,在方法计算时为经验预设值,  $\hat{x}_0$  表示  $x$  在初始时刻 ( $k$

=0)的估计值,  $P_0^+$  表示x在初始时刻(k=0)的噪声协方差的估计值。

[0141] 状态、参数及协方差矩阵的时间更新:

$$[0142] \quad \hat{x}_k^- = f(\hat{x}_{k-1}^+, I_{L,k-1})$$

$$[0143] \quad P_k^- = (A_{k-1} + \gamma_1) P_{k-1}^+ (A_{k-1} + \gamma_1)^T + Q + \sum_{j=2}^L \gamma_j P_{k-j}^+ \gamma_j^T$$

[0144] 其中,  $Q_k$ 是噪声  $w_k$  的协方差,  $\hat{x}_k^-$  为k时刻状态和模型参数  $x_k$  的预测值,  $\hat{x}_{k-1}^+$  为k-1时刻状态和模型参数  $x_{k-1}$  的修正值,  $P_k^-$  为k时刻x的噪声协方差矩阵  $P_k$  的预测值,  $P_{k-1}^+$  为k-1时刻x的噪声协方差矩阵  $P_{k-1}$  的修正值。

[0145] 状态、参数及协方差矩阵的测量更新:

$$[0146] \quad L_k = P_k^- (C_k)^T [C_k P_k^- (C_k)^T + R_k]^{-1}$$

$$[0147] \quad \hat{x}_k^+ = \hat{x}_k^- + L_k^x [y_k - g(\hat{x}_k^-, I_{L,k})]$$

$$[0148] \quad P_k^+ = (I - L_k C_k) P_k^-$$

[0149] 其中,  $R_k$ 是噪声  $v_k$  的协方差,  $L_k$ 是k时刻卡尔曼滤波器增益大小。

[0150] 电池在典型测试工况下, 试验系统采集得到的负载电流、端电压数据, 如图2和图3所示;

[0151] 使用上述电池模型及分数阶联合卡尔曼滤波可以估计得到如图4至图6的仿真结果;

[0152] 该方法得到阻抗谱与传统EIS测试方法得到的阻抗值对比如图7, 电池SOC=50%。从图7中可以看出, 基于简化阻抗谱模型和分数阶联合卡尔曼滤波的电池参数在线估计方法得到估计结果接近与传统EIS离线测试得到的阻抗谱数据, 而在低频处, 阻抗值小于EIS的测试值, 原因是在电池进行大电流充放电时, 电池化学反应的动力学过程复杂, 其中, 由于电极反应的不均匀性会导致阻抗测试结果与传统EIS离线测试结果的偏离。但是这个现象在数值上是对电池动力学过程的真实反应。

[0153] 在线参数辨识结果稳定性对比如图8至图12所示;

[0154] 从数据对比可以看出, 在线估计的各个参数值的稳定性均优于基于一阶RC模型和DEKF(或者普通EKF算法)的参数估计值。另外, 开路电压值和复合欧姆内阻值都比一阶基于一阶RC模型和DEKF的电池模型参数估计方法准确, 对工况的适应性更好, 且物理意义更加明确。

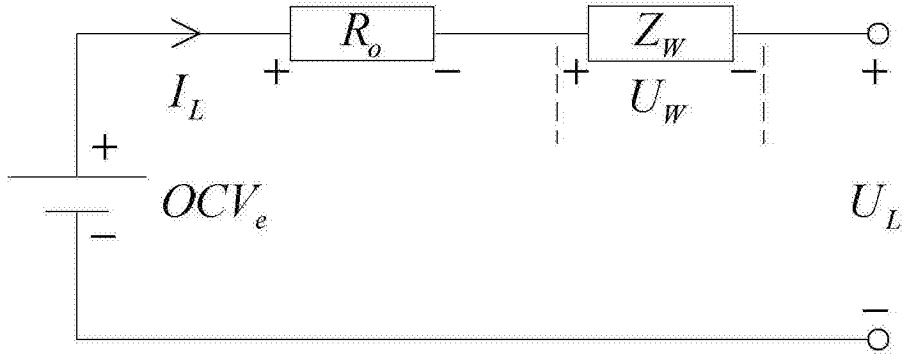


图1

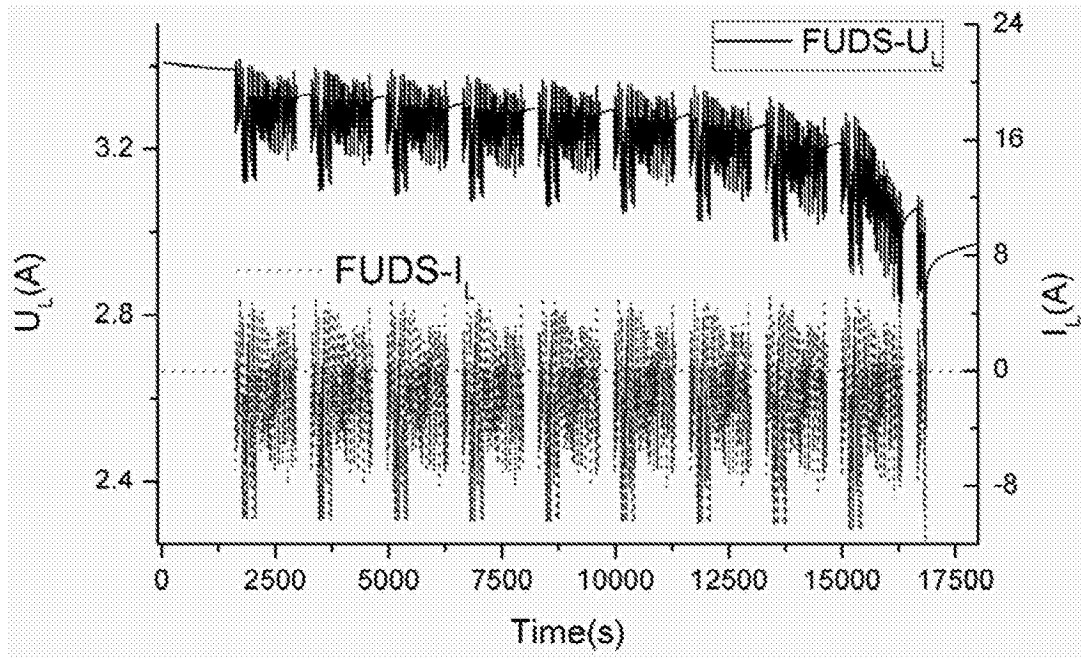


图2



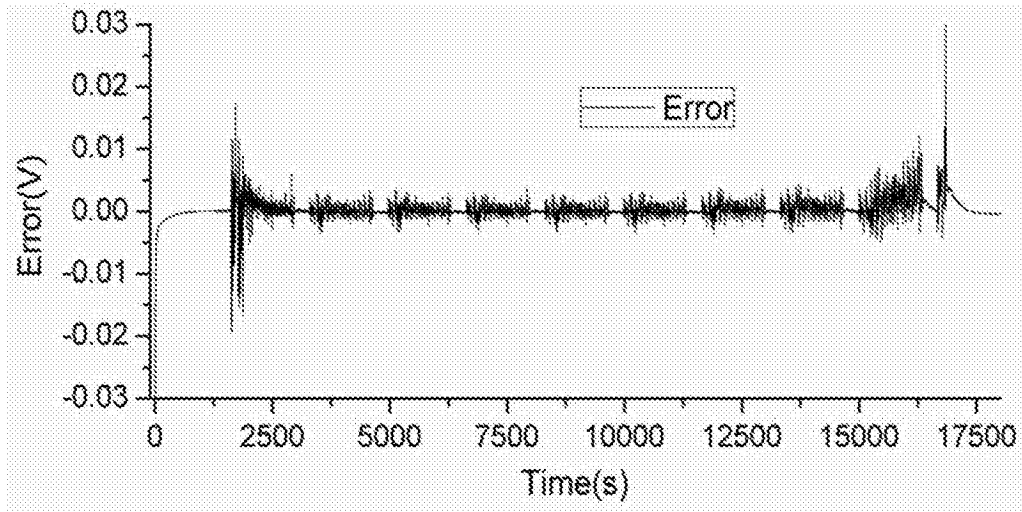


图3

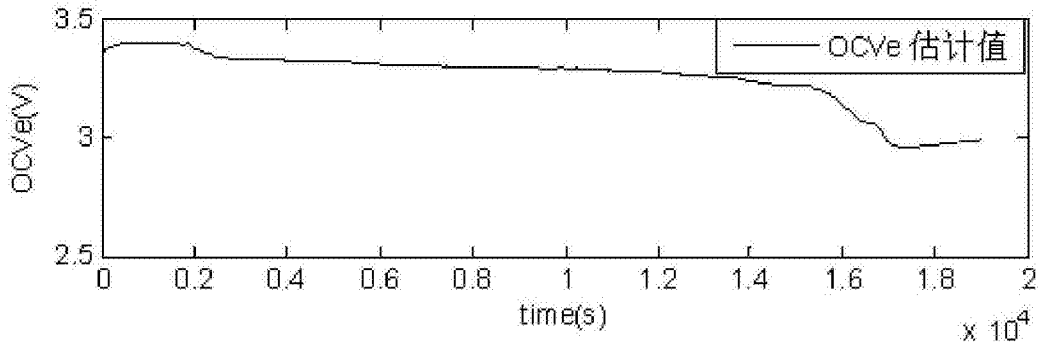


图4

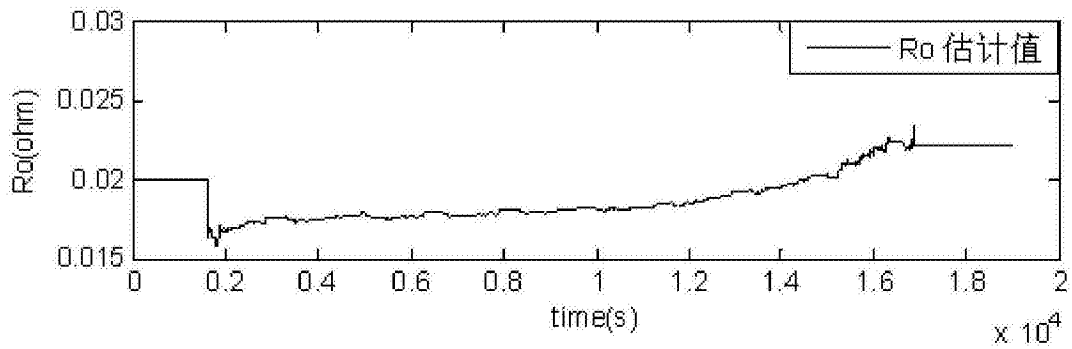


图5

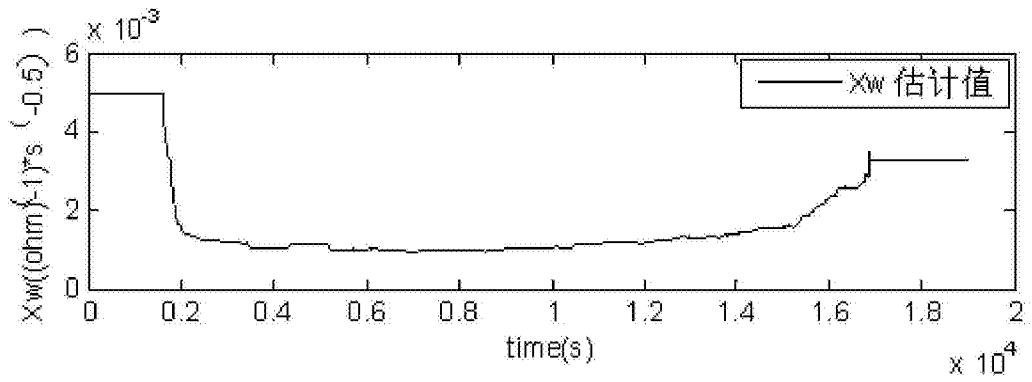


图6

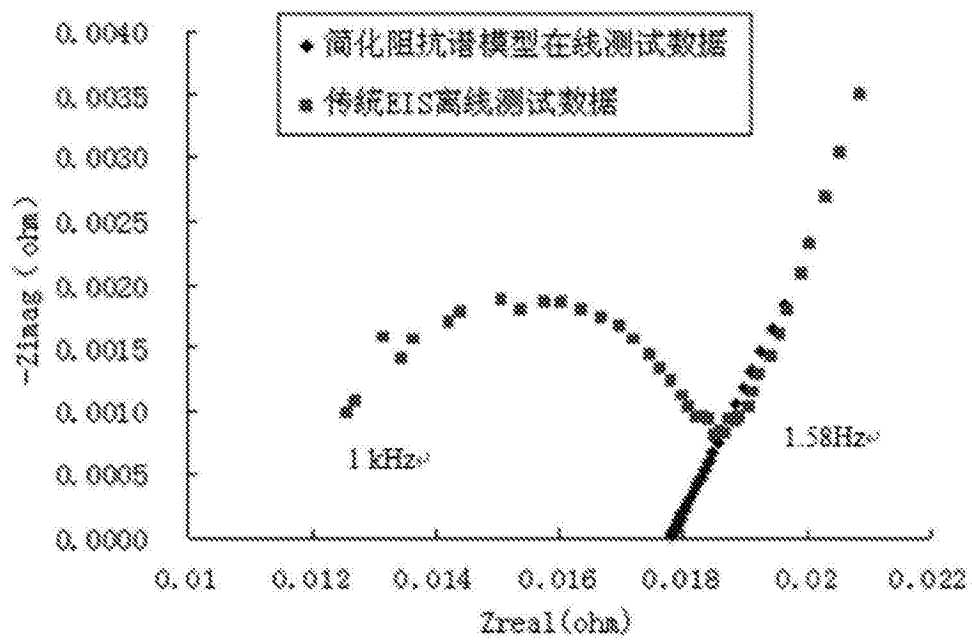


图7

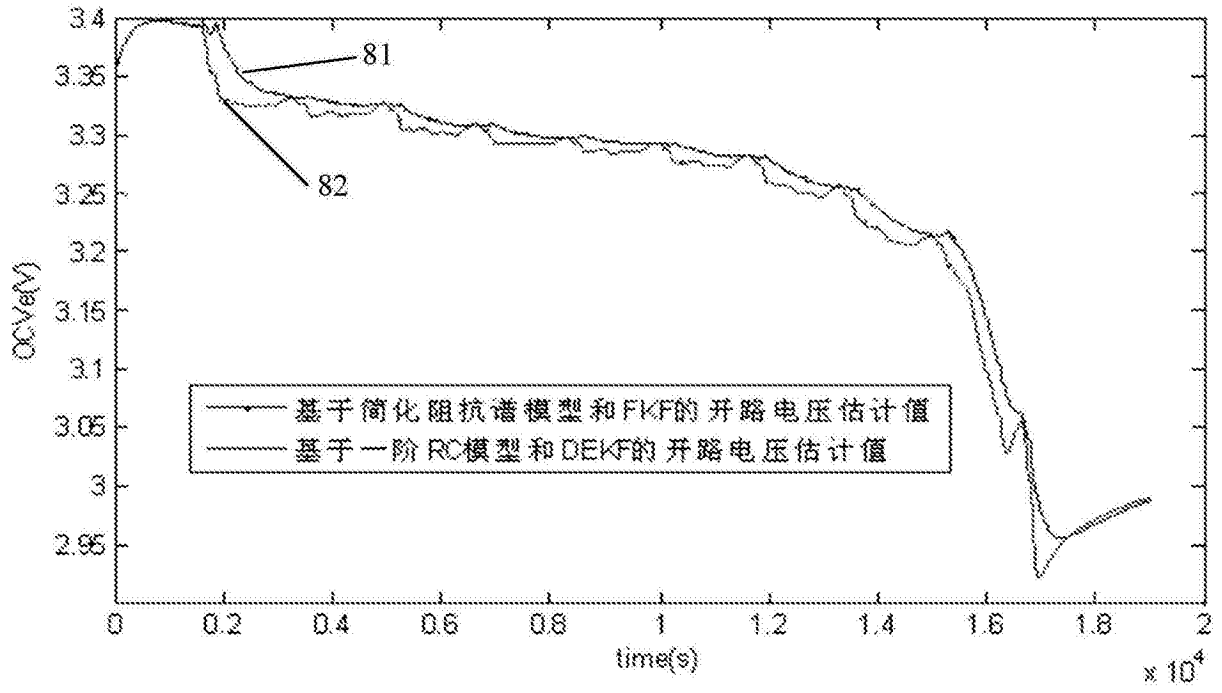


图8

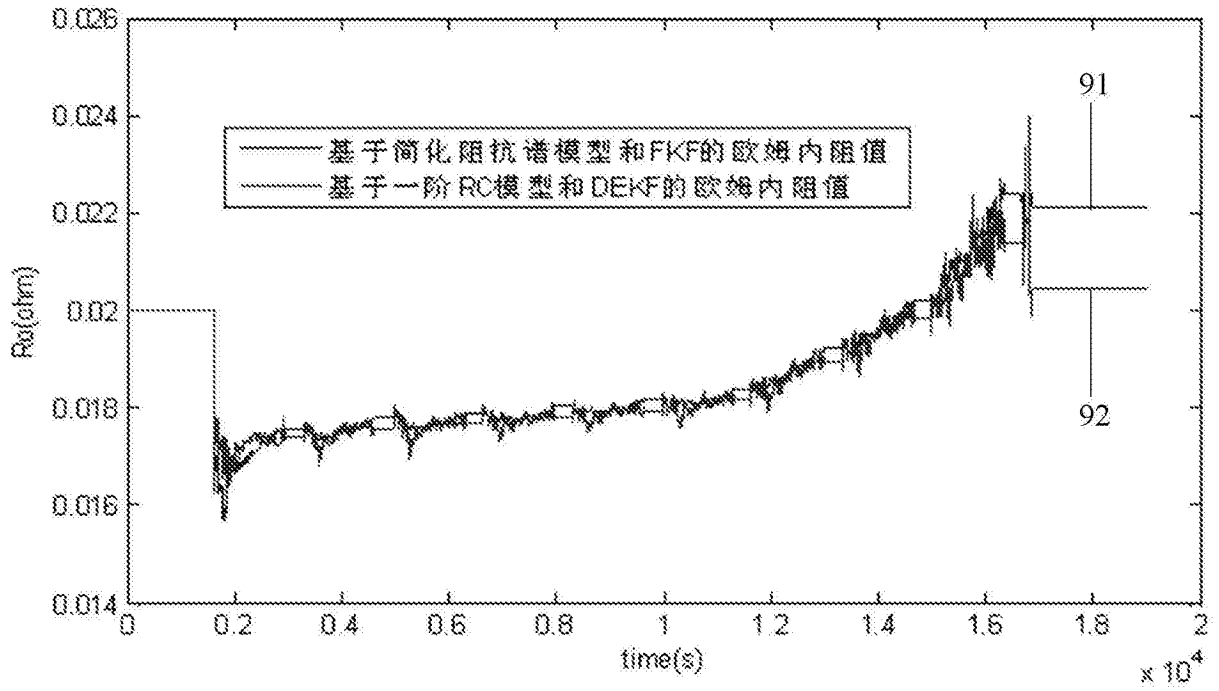


图9

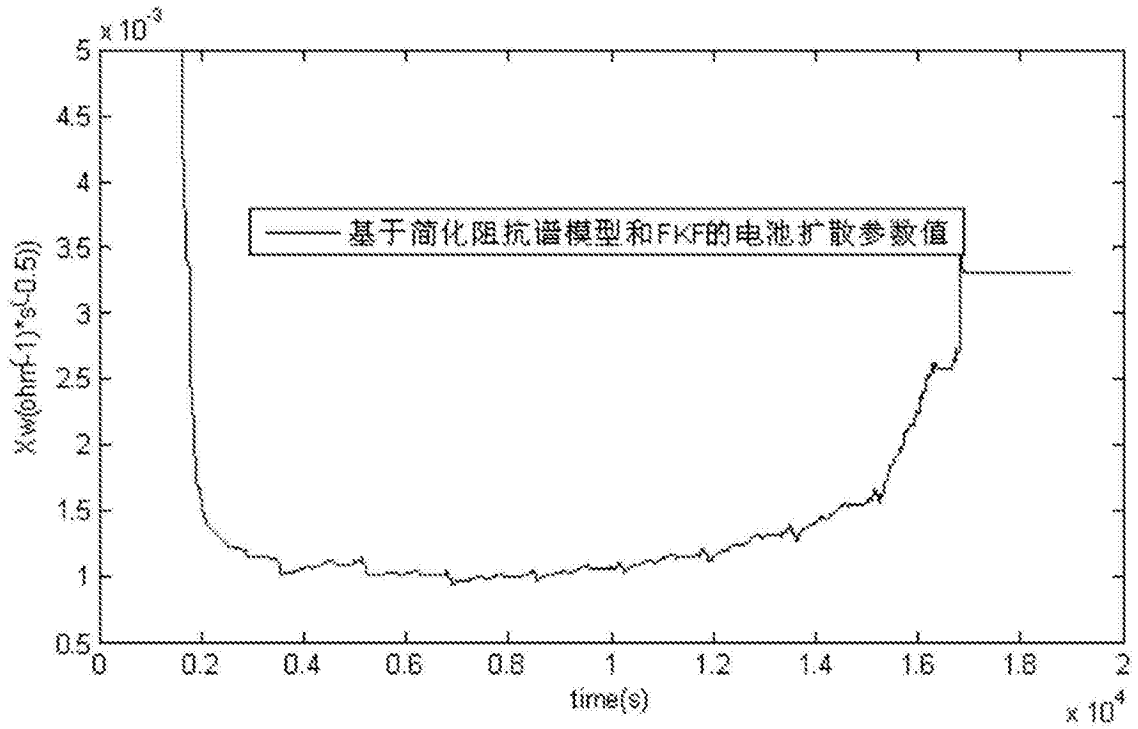


图10

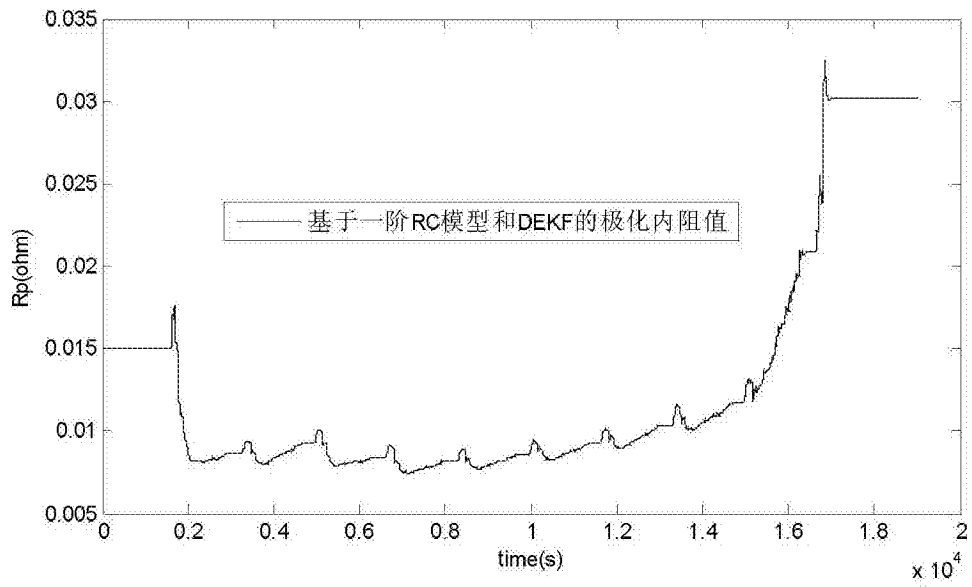


图11

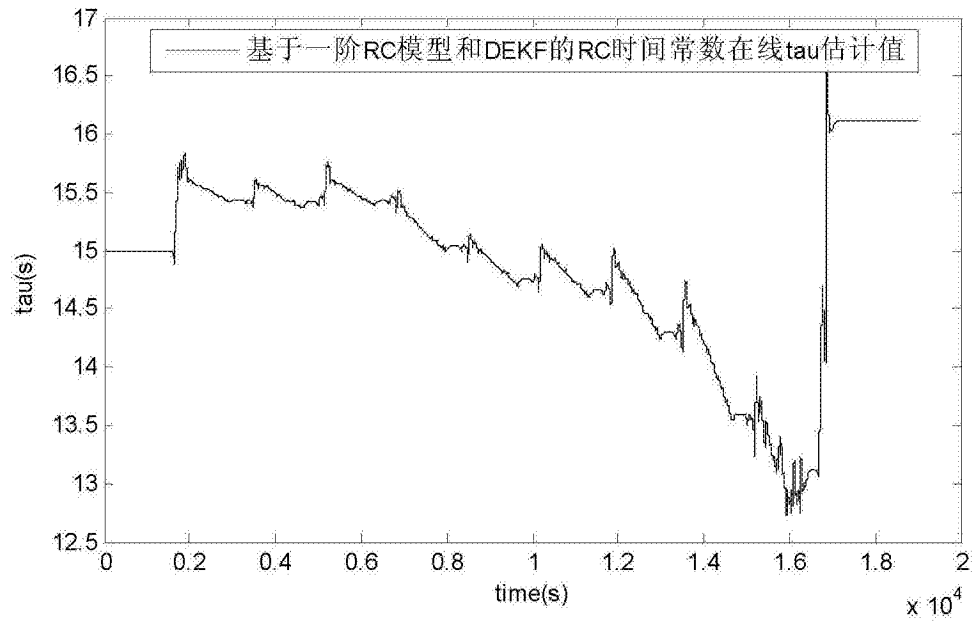


图12