

DOI:10.14044/j.1674-1757.pcrpc.2025.05.006

基于分数阶控制的充电站优化控制方法

陈楷¹, 高丽萍¹, 闫珺¹, 张静雯¹, 刘卫民¹, 王淞², 李江²

(1. 国网河南省电力公司洛阳供电公司, 河南 洛阳 471000; 2. 上海电力大学电气工程学院, 上海 200090)

摘要: 电动汽车作为一种变化频繁的高度不确定性负荷,其投切将对包含充电站在内的配电网系统产生影响。为提升系统稳定性,本文在考虑电池的分数阶特性前提下,提出了基于改进粒子群优化(MPSO)算法的电动汽车充电站分数阶控制策略以提高配电网系统的稳定性。首先,建立了电池的分数阶二阶RC等效模型,并引入了分数阶PID(FOPID)控制器,将FOPID控制器与电流电压双闭环控制相结合,建立了充电系统的分数阶阻抗模型;其次,以阻抗谱误差作为判据,采用改进的粒子群算法对FOPID控制器的参数进行寻优。最后通过仿真表明,整数阶模型下采用PID与FOPID控制方法相比,分数阶模型误差更小,具有更高的精确度,更加符合实际充电桩的运行情况;本文提出的分数阶控制方法优于传统方法,具有更好的动态性能以及对外部扰动的抑制能力。

关键词: 电动汽车充电桩; 阻抗建模; 分数阶PID; 分数阶模型; 改进粒子群优化算法

Optimal Control Method for Charging Stations Based on Fractional-order Control

CHEN Kai¹, GAO Liping¹, YAN Jun¹, ZHANG Jingwen¹, LIU Weimin¹, WANG Song², LI Jiang²

(1. State Grid Henan Electric Power Company, Luoyang Power Supply Company, Henan Luoyang 471000, China; 2. College of Electrical Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

Abstract: The switching operation of electric vehicle, as a highly uncertain load with frequent variations, will have an impact on the distribution network system, including charging stations. To enhance system stability, in this paper a fractional order control strategy for electric vehicle charging stations based on improved Modified particle swarm optimization (MPSO) algorithm, on the premise of considering the fractional order characteristics of batteries, is proposed so to improve the stability of distribution network system. First, a fractional order second-order RC equivalent model of the battery is set up, and a fractional order PID (FOPID) controller is introduced. The FOPID controller is combined with current and voltage dual closed-loop control so to set up a fractional order impedance model of the charging station system. Then, impedance spectrum error is taken as the criterion, and an improved particle swarm optimization algorithm is adopted to optimize the parameters of the FOPID controller. Finally, it is shown through simulation that compared with PID and FOPID control methods under integer-order models, the fractional-order model exhibits smaller errors, higher accuracy, and better compliance with the actual operational characteristics of charging piles. The fractional order control method proposed in this paper is superior to traditional methods, with better dynamic performance and strong ability to suppress external disturbances.

Keywords: electric vehicle charging station; impedance modeling; fractional order PID; fractional order model; modified particle swarm optimization algorithm

0 引言

随着石油紧缺以及传统燃油车污染的问题加剧,国家对新能源汽车的推广力度越来越大,电动

汽车得到迅速发展^[1-3],进而也推动充电站等基础设施的发展^[4]。目前充电站的结构主要通过整流器和功率变换器将配电网交流电转换为稳定直流电使用,但是由于电动汽车电池本身具有分数阶性质^[5-6],

收稿日期:2025-09-26

基金项目:国家自然科学基金(51977030);河南省电力公司揭榜挂帅项目(5217A0240001)。

因此基于整数阶微积分理论的等效阻抗模型并不能体现电池在充电过程中的实际性质。近年来,分数阶微积分理论越来越多的被应用在分数阶建模中^[7],文献[8]通过电池的电化学阻抗谱揭示了电池本身具有明显的分数阶阻抗特性;文献[9-10]通过比较分数阶二阶等效电路模型和分数阶 PNGV 模型,表明分数阶模型可以更真实的模拟电池的极化效应和充放电特性。因此提出分数阶建模的方法相比于传统等效电路的方法更适合电池的等效阻抗模型建立。建立电池等效阻抗模型的重点在于分数阶模型的参数识别问题,目前主要的方法有遗传算法^[11-12]、粒子群优化^[13-14]、人工神经网络^[15]等。文献[16]利用分数阶元素对电池的极化效应进行物理意义上的描述,证明电池的分数阶特性,通过为循环神经网络引入分数阶梯度改进其反向传播过程,从而使网络能够根据电池的分数阶特性更新权重。文献[17]采用混合多群粒子群算法确定分数阶的相关参数并证明了分数阶的二阶 RC 等效电池模型的有效性。文献[18]在分数阶建模的基础上使用协同进化粒子群优化算法进行电池模型的参数识别算法,保证了计算结果准确性。

许多学者针对电力电子变换器设备提出了不同的控制方法,例如滑模控制法^[19]、预测控制^[20]、模糊控制^[21]等均可以有效提高变换器的动态以及稳态性能。但由于电动汽车负载具有变化频繁且变化范围大的特点,基于分数阶的控制方法具有灵活、控制效果更好的优点^[22-23]。文献[24]以工作于连续导电模式的分数阶 Buck 变换器作为控制对象,将整数阶控制方法用于分数阶模型得到了良好的动态响应。文献[25]将改进的粒子群算法应用于分数阶 Boost 变换器 PID 控制系统设计,得到了更好的动态性能。文献[26]证明了分数阶控制器相比于整数阶控制器,能够更有效的提高系统的稳定性。

由于参数整定的问题实际上是基于目标函数的参数寻优方法,上述文献都是以 ITAE 性能指标作为目标函数。但新能源系统中,电力系统参数和控制参数的改变会使得变换器两端的阻抗特性发生变化,导致振荡进而影响系统的稳定性^[27]。本文以阻抗谱模型误差作为参数判据,提出了一种考虑电池分数阶特性的充电桩模型下,基于改进粒子群优化(modified particle swarm optimization algorithm, MPSO)算法的电动汽车充电站分数阶 PID 控制策略。首先,建立了电池的分数阶二阶 RC 等效模型,并引入了分数阶 PID(proportion integration differentiation)控制器(fractional order proportion

integration differentiation, FOPID),将 FOPID 控制器与电流电压双闭环控制相结合,建立了充电系统的分数阶阻抗模型;其次,以阻抗谱误差作为判据,采用改进的粒子群算法对 FOPID 控制器的参数进行寻优。最后将整数阶模型下采用 PID 与 FOPID 控制方法进行相比,结果表明本文提出的分数阶控制方法优于传统方法,具有更好的动态性能以及对外部扰动的抑制能力。

1 分数阶 PID 控制器

1.1 分数阶微积分

分数阶微积分是对整数阶微积分的直接拓展,整数阶的理论数值计算是实现分数阶控制的基础。分数阶微积分的基本算子^[28]

$${}_a D_t^\alpha = \begin{cases} \frac{d^\alpha}{dt^\alpha}, & \alpha > 0 \\ 1, & \alpha = 0 \\ \int_a^t (d\tau)^\alpha, & \alpha < 0 \end{cases} \quad (1)$$

式中:分数阶阶次 α 为实数; t 为自变量, a 为变量 t 的下边界。

分数阶有几种不同的定义方式,包括常用的 G-L、R-L 以及 Caputo 定义方式。G-L 定义的优点在于求解时的准确性更高,考虑到建模的准确性要求,本文选择使用 G-L 定义方法来表示分数阶电容 CPE 的分数阶微分算子,公式为

$${}_a D_t^\alpha = \lim_{h \rightarrow 0} T_s^{-\alpha} \sum_{j=0}^{\lfloor t/T_s \rfloor} \omega_j^\alpha x(t-jT_s) \quad (2)$$

式中: $\omega_j^\alpha = (-1)^j \binom{\alpha}{j} \cdot \binom{\alpha}{j}$ 表示二项式系数; T_s 表示步长; t 为当前时刻; j 表示步数。

1.2 分数阶 PID 控制器

根据文献[29]可知相比于整数阶 PID,分数阶 PID 具有更好的控制精度和鲁棒性,设计也更加灵活。整数阶和分数阶 PID 控制器的取值范围如图 1 所示。

经典整数阶的 PI、PD 以及 PID 的阶数为 1,即只能取到图中的 3 个黑色顶点,控制器参数维度的增加,将整数阶 PID 离散的点扩展到整个平面中,而分数阶 PID 控制器能够取到阶数为 $[0, 2]$ 的任意实数,即图中的虚线部分。

分数阶 PID 控制器主要有比例系数、积分系数、微分系数以及积分阶次和微分阶次 5 个参数组成,其具体数学模型为

$$G_C(s) = K_p + K_i s^{-\alpha} + K_d s^\beta \quad (3)$$

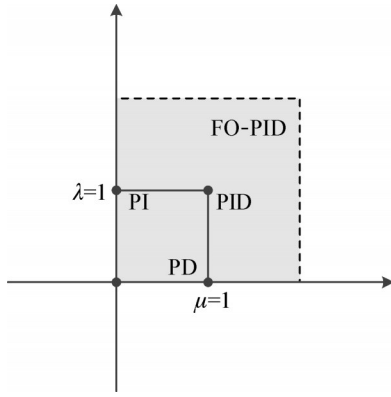


图1 整数阶和分数阶PID控制器的取值范围
Fig. 1 Value range of integer-order and fractional-order PID controllers

分数阶PID控制器的系统框图见图2。

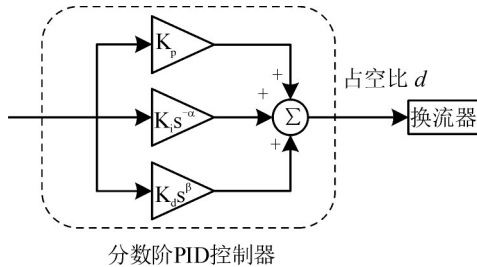


图2 分数阶控制系统框图
Fig. 2 Block diagram of fractional order control system

为确保控制性能,需要借助整数阶拟合的方法,使用合适的整数阶滤波器近似实现。近似的实现方法包含连续传递函数近似和离散化两种方法。本文根据参考文献[30]中提出的使用连续传递函数近似的 Oustaloup 方法进行微分算子的拟合计算。该方法采用频率特性曲线分段拟合的技术,即选定一个频段,在该频段上进行 $2N+1$ 等分,并在每一个等分区间内用一个带有一个零点和一个极点的一阶滤波器从幅频特性上逼近分数阶算子。

$$s^\alpha \approx K \prod_{k=1}^N \frac{s + \omega'_k}{s + \omega_k} \quad (4)$$

式中, α 表示微分算子 s 的分数阶阶数,滤波器的零点和极点和增益 K 为

$$\omega'_k = \omega_b \omega_u^{(2k-1-\alpha)/N} \quad (5)$$

$$\omega_k = \omega_b \omega_u^{(2k-1+\alpha)/N} \quad (6)$$

$$K = \omega_h^\alpha \quad (7)$$

式中, $\omega_u = \sqrt{\omega_h/\omega_b}$ 。

Oustaloup 方法利用给出的一组折线来逼近分数阶算子的特性。这组折线利用整数阶滤波器的零点和极点实现幅频特性的斜率在 $0 \sim -20$ dB 之间交替变换,实现对任意阶数的分数阶算子近似。图3展示了不同阶次下的 Oustaloup 滤波器的近似

效果。整数阶PID对系统频域曲线的矫正能力比较弱,对于超调的抑制能力较差,但分数阶PID可以提供灵活的相位角以及不同的幅值上升频率,对频域曲线有更强的校正能力。

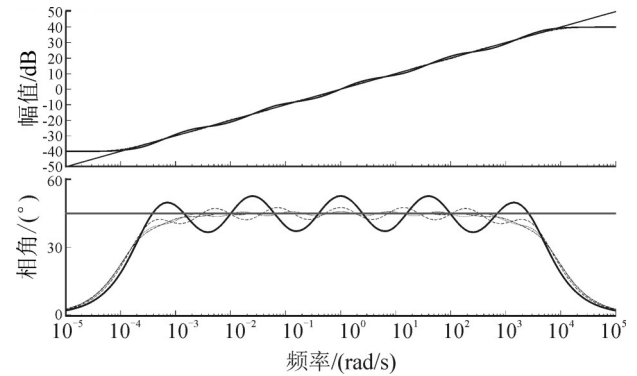


图3 不同阶次下的 Oustaloup 滤波器
Fig. 3 Oustaloup filters of different orders

1.3 分数阶傅里叶变换

整数阶傅里叶是将信号坐标轴从时域旋转 $\pi/2$ 到频域,分数阶傅里叶是在信号轴上逆时针旋转 $\alpha = p\pi/2$ 。分数阶傅里叶本质上是一种时频分析方法,信号从时域到频域的所有信息在分数阶傅里叶域上的表示,反映出更多样化的信号局部特征。 p 阶傅里叶变换可以表示为

$$X_p(u) = F^p(x)(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) K_p(t, u) dt \quad (8)$$

式中, K_p 表示分数阶傅里叶变换的核函数。

$$K_p(t, u) = \begin{cases} A_\alpha e^{i(t^2 \cot(\alpha/2) - ut \csc \alpha + u^2 \cot(\alpha/2))}, & \alpha \neq n\pi \\ \delta(t - u), & \alpha = 2n\pi \\ \delta(t + u), & \alpha = (2n \pm 1)\pi \end{cases} \quad (9)$$

式中, $A_\alpha = \sqrt{(1 - i \cot \alpha)/2\pi}$ 。

2 阻抗模型的建立

充电站结构示意图见图4。本文的方法基于图4所示的充电桩结构模型,主要由交流配电网、变压器、PWM 整流器、DC-DC 功率变换器以及电动汽车等效电池组成。

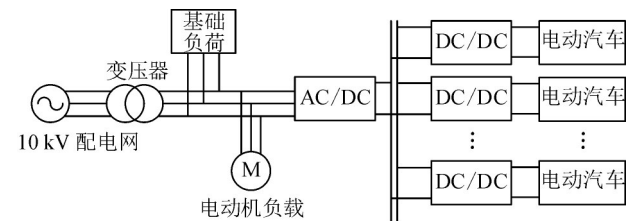


图4 充电站结构示意图
Fig. 4 Schematic diagram of charging station structure

根据图4所示的结构示意图,得到如图5所示的充电站拓扑模型。图5中,交流输入侧三相电网

电压为 u_{ga} 、 u_{gb} 、 u_{gc} , 三相交流侧的整流器输入相电压为 u_a 、 u_b 、 u_c , 三相输入相电流为 i_a 、 i_b 、 i_c , 三相进线总电阻为 R_a 、 R_b 、 R_c , 直流侧电流为 i_{dc} , 直流侧电压为 u_{dc} , 直流侧的电容电流是 i_{dc} 。

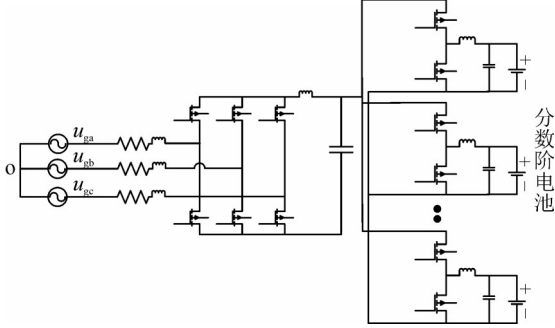


图5 充电站拓扑结构

Fig. 5 Topological structure of charging station

整流器和 DC-DC 功率变换器均使用电压环和电流环双闭环控制策略, 电压外环控制直流电压 u_{dc} 的给定参考值为 u_{dc}^{ref} , 将电压环的输出作为电流内环的参考值 i_{dc}^{ref} 。电流内环控制通过 dq 轴的跟随, 并通过 PWM 信号发生器以及 dq 反变换得到整流器的控制信号。

2.1 PWM 整流器的整数阶阻抗模型

三相整流变换器的电路是非线性的, 在建立阻抗模型时要进行线性化, 因此在建立直流侧输出阻抗模型时使用小信号分析法。根据图 5 中的整流器拓扑结构列写 KVL 和 KCL 方程得到

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = -\frac{1}{L}(u_a - S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3}) + \frac{1}{L}u_a \\ \frac{di_b}{dt} = -\frac{1}{L}(u_b - S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3}) + \frac{1}{L}u_b \\ \frac{di_c}{dt} = -\frac{1}{L}(u_c - S_c - \frac{S_a + S_b + S_c}{3}) + \frac{1}{L}u_c \end{cases} \quad (10)$$

$$\frac{du_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}(i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c)u_{dc} \quad (11)$$

式中, $S_k(k=a,b,c)$ 为 PWM 的驱动信号开关函数。在分析稳态问题时, 开关周期相对很小, 电压电流变化很小, 因此可以近似为一周期的平均值, 定义开关管的占空比函数替代开关函数, 公式为

$$\langle S_k \rangle = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} S_k(\tau) d\tau = d_k \quad (12)$$

经过 Park 变换后, 式(10)和式(11)在 dq 坐标系下的数学模型为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} u_{dc} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$Z_{1out} = \frac{\hat{u}_{dc}}{\Delta \hat{i}_L} = \frac{(sL + G_{ci})U_{dc}}{sC(sL + G_{ci})U_{dc} + 1.5D_d(D_d + G_{cu}G_{ci})U_{dc} - 1.5I_dG_{cu}G_{ci}(sL + G_{ci}) + 1.5I_dG_{ci}(D_d + G_{ci}G_{cu})} \quad (22)$$

$$\frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2C} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \Delta \hat{i}_L \quad (14)$$

系统发生小扰动时, 将变量用 $x = X + \hat{x}$ 替换, 其中 X 为稳态值, $\hat{x}$ 为小扰动, 并忽略扰动的二次项得到 PWM 整流器的小信号模型为

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} &= \frac{1}{L} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix} U_{dc} \\ &- \frac{1}{L} \begin{bmatrix} D_d \\ D_q \end{bmatrix} \hat{u}_{dc} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

$$\frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2C} \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \frac{3}{2C} \begin{bmatrix} D_d \\ D_q \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} - \Delta \hat{i}_L \quad (16)$$

式中: 小信号的扰动量用对应量上的三角符号表示; D 和 I 分别表示占空比和电流在直流稳态工作点的稳态值; U_{dc} 表示整流器的直流侧稳态电压; $\Delta \hat{i}_L$ 为电流的动态值。

将时域的小信号模型转换到频域下为

$$s \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix} U_{dc} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} D_d \\ D_q \end{bmatrix} \hat{u}_{dc} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$s \hat{u}_{dc} = \frac{3}{2C} \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \frac{3}{2C} \begin{bmatrix} D_d \\ D_q \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} - \Delta \hat{i}_L \quad (18)$$

整流器阻抗模型的建立包括拓扑结构和控制两部分, 根据控制器的控制策略, 得到电压电流双闭环控制的小信号表达式为

$$(\hat{u}_{dc}^{ref} - \hat{u}_{dc})G_{cu} = \hat{i}_{dc}^{ref} \quad (19)$$

$$\begin{cases} -(\hat{i}_d^{ref} - \hat{i}_d)G_{ci} + \omega L \hat{i}_q + \hat{i}_d = \hat{d}_d U_{dc} \\ -(\hat{i}_q^{ref} - \hat{i}_q)G_{ci} + \omega L \hat{i}_d + \hat{i}_q = \hat{d}_q U_{dc} \end{cases} \quad (20)$$

根据分数阶 PID 控制器原理即式(3), 上式中的 G_{cu} 和 G_{ci} 分别为

$$\begin{cases} G_{cu} = k_{pu} + \frac{k_{iu}}{s^\alpha} + k_{du}s^\beta \\ G_{ci} = k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s^\alpha} + k_{di}s^\beta \end{cases} \quad (21)$$

式中: k_{pu} 、 k_{iu} 、 k_{du} 分别表示电压外环的 PID 参数; k_{pi} 、 k_{ii} 、 k_{di} 表示电流内环的 PID 参数。根据式(17)–(21), 推导得到整流器直流侧得输出阻抗为

2.2 DC-DC 功率变换器输入阻抗模型

根据图 5 中的 DC-DC 变换器拓扑结构得到 dq 坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} \frac{du_{in2}}{dt} = \frac{1}{C_2}(\hat{i}_{in2} - d_b \hat{i}_{l2}) \\ \frac{du_T}{dt} = \frac{1}{C_3} \hat{i}_{l2} - \frac{u_T}{C_3 R_T} \end{cases} \quad (23)$$

$$L_2 \frac{d\hat{i}_{l2}}{dt} = d_b u_{in2} - u_T \quad (24)$$

式中: d_u 为占空比; u_T 为分数阶电池的端口电压; R_T 为电池的等效电阻。

DC-DC 变换器的小信号模型为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{u}_{in2}}{dt} = \frac{1}{C_2}(\hat{i}_{in2} - D_b \hat{i}_{l2} - \hat{d}_b I_{l2}) \\ \frac{d\hat{u}_T}{dt} = \frac{1}{C_3} \hat{i}_{l2} - \frac{\hat{u}_T}{C_3 R_T} \end{cases} \quad (25)$$

$$L_2 \frac{d\hat{i}_{l2}}{dt} = D_b \hat{u}_{in2} + \hat{d}_b U_{in2} - \hat{u}_T \quad (26)$$

式中: D_b 为 DC-DC 变换器稳态工作点处的等效占空比; U_{in2} 为 DC-DC 变换器输入侧稳态电压; I_{l2} 为稳态工作点的电感电流。

将时域的小信号模型转换到频域下为

$$\begin{cases} s\hat{u}_{in2} = \frac{1}{C_2}(\hat{i}_{in2} - D_b \hat{i}_{l2} - \hat{d}_b I_{l2}) \\ s\hat{u}_T = \frac{1}{C_3} \hat{i}_{l2} - \frac{\hat{u}_T}{C_3 R_T} \end{cases} \quad (27)$$

$$L_2 s \hat{i}_{l2} = D_b \hat{u}_{in2} + \hat{d}_b U_{in2} - \hat{u}_T \quad (28)$$

DC-DC 变换器也使用双闭环控制策略,因此可以得到控制方程的小信号模型为

$$\begin{cases} (\hat{u}_T^{\text{ref}} - \hat{u}_T) G_{c2u} = \hat{u}_{l2}^{\text{ref}} \\ (\hat{i}_{l2}^{\text{ref}} - \hat{i}_{l2}) G_{c2i} = \hat{d}_b \end{cases} \quad (29)$$

PID 控制器的数学模型定义和式(21)相同, G_{c2u} 和 G_{c2i} 分别表示 DC-DC 变换器的 PID 数学模型参数。为了研究阻抗模型与惯量系数之间的关系,根据式(27)–(29),推导得到 DC-DC 变换器的输入阻抗为

$$Z_{2in} = \frac{\hat{u}_{in2}}{\hat{i}_{in2}} = \frac{1}{sC_2 - B(I_{l2} G_{c2i} - D_b) - I_{l2} G_{c2i} G_{c2u} A} \quad (30)$$

式中:

$$A = \frac{D_b R_T}{R_T [U_{in2} G_{c2u}(s) G_{c2i}(s) + 1] + (sR_T C_3 + 1)[s_{l2} + U_{in2} G_{c2i}(s)]}$$

$$B = A \frac{(sR_T C_3 + 1)}{R_T}$$

2.3 分数阶等效模型

为了兼顾准确性和计算的方便性,本文选择使

用分数阶的二阶 RC 等效电路来模拟电动汽车锂电池。

分数阶二阶 RC 等效电路见图 6。图中 R_0 表示锂电池的内阻, R_0 通过电流突变时端电压发生的突变计算得到,极化内阻 R_1 和分数阶的电容 CPE_1 的并联回路用来描述锂电池的电化学极性过程;极化内阻 R_2 和分数阶的电容 CPE_2 的并联回路用来描述锂电池的浓差极性过程。

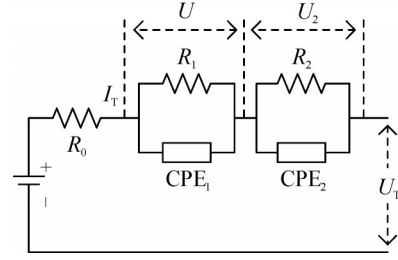


图 6 分数阶二阶 RC 等效电路
Fig. 6 Fractional second order RC equivalent circuit

图 6 中的 CPE 元件即恒相位元件,阻抗可以表示为

$$Z_\alpha(CPE) = \frac{1}{(j\omega)^\alpha C_\alpha} = \frac{1}{s^\alpha C_\alpha} \quad (31)$$

根据基尔霍夫定律,将图 6 中的分数阶模型写成如下形式:

$$\begin{cases} \frac{d^m U_1}{dt^m} = -\frac{1}{R_1 C_1} U_1 + \frac{1}{C_1} I_T \\ \frac{d^n U_2}{dt^n} = -\frac{1}{R_2 C_2} U_2 + \frac{1}{C_2} I_T \\ \text{SOC} = -\frac{1}{Q_n} I_T \\ U_T = U_{oc} - R_0 I_T - U_1 - U_2 \end{cases} \quad (32)$$

式中: m 和 n 分别表示分数阶电容 CPE_1 和 CPE_2 的阶数; Q_n 是电池当前最大可用容量; U_{oc} (SOC) 表示当前的开路电压,是关于 SOC 的函数, I_T 是电池包的总电流; U_T 表示电池的端电压; U_1 和 U_2 分别表示分数阶电容 CPE_1 和 CPE_2 两端的电压。

3 基于分数阶电池特性的 FO-PID 优化算法

3.1 基于粒子群算法的分数阶 PID 参数整定方法

本文通过粒子群算法优化 PWM 整流器以及 DC-DC 功率变换器的控制器参数,使得电动汽车实现稳定的充电,减小外界干扰对充电过程的影响。

以实际量测阻抗谱与 2.3 中得到的阻抗模型计算阻抗谱之间误差最小作为优化目标,以 K_p 、 K_i 、 K_d 、 α 、 β 作为粒子的 5 个维度,粒子 p 在第 $k+1$ 次迭代时的速度和位置按下式进行更新:

$$\begin{cases} V_{in}(k+1)=w(k+1)V_{in}(k)+c_1r_1[(P_{in}(k)-X_{in}(k)+c_2r_2(P_{gn}(k)-X_{in}(k))] \\ X_{in}(k+1)=X_{in}(k)+V_{in}(k+1) \end{cases} \tag{33}$$

式中： V_{in} 和 X_{in} 为第 i 个粒子的速度与位置。其中， $1 \leq n \leq N$ ， N 为搜索值域的位数； w 为惯性权重； c_1 和 c_2 为正的加速系数； r_1 、 r_2 是介于 $[0,1]$ 之间的 2 个独立随机数； c_1r_1 和 c_2r_2 随机的控制粒子群的运动速度； P_{in} 是第 i 个粒子当前的最优位置； P_{gn} 是粒子群当前的最优位置。

通过对整流器输出侧的直流电压 u'_{dc} 和电流 i'_{dc} 进行量测从而得到实测阻抗,分别对实测阻抗和阻抗模型输出值进行分数阶傅里叶处理后得到频域下的直流侧阻抗量测谱为

$$M=\max\left(frit\left(\frac{u'_{dc}}{i'_{dc}},\gamma\right)\right) \tag{34}$$

式中： $frit$ 表示分数阶傅里叶运算； γ 表示分数阶傅里叶的阶数；以 0.01 步长进行 $\gamma \in (0.2)$ 的阶数运算， M 取分数阶傅里叶计算得到的幅值最大值，即此时的 γ_0 最优分数阶阶数。将最优阶数下量测的阻抗频谱值定义为 $M_1=x_i+jy_i$ ，理论推导的阻抗谱值定义为 $M_2=x_j+jy_j$ ，以 FRFT 的分辨率 $f=f_s/N$ 作为步长，目标函数表示为频率值 ω 与该频率值下的误差乘积求和,并使其最小。采集的点数 N 为总数，误差为该频率点下的模型值与实际值之间的差值。目标函数表示为

$$J=\sum_{i=1}^Nf|e(\omega)| \tag{35}$$

式中,

$$e(\omega)=\sqrt{(x_i-x_j)^2+(y_i-y_j)^2} \tag{36}$$

3.2 粒子群优化分数阶PID参数的步骤

粒子群优化分数阶PID参数具体步骤如下：

- 1)初始化粒子群,包括粒子群的规模、搜索值域得范围、惯性权值、加速系数、最大迭代次数和粒子群的速度和位置；
- 2)按照式(35)的目标函数,计算每个粒子的适应度函数值；
- 3)对于粒子群中的每一个粒子,比较当前适应度和个体适应度,如果较优则更新当前最优位置和个体最优适应度。然后再比较适应度和全局最优

- 适应度值,如果较好则更新全局最优适应度值；
- 4)根据式(33)更新粒子群当前速度和位置；
- 5)如果满足结束条件则推出,否则返回步骤 2 重新迭代。

粒子群算法优化 FO-PID 控制器的算法流程见图 7。

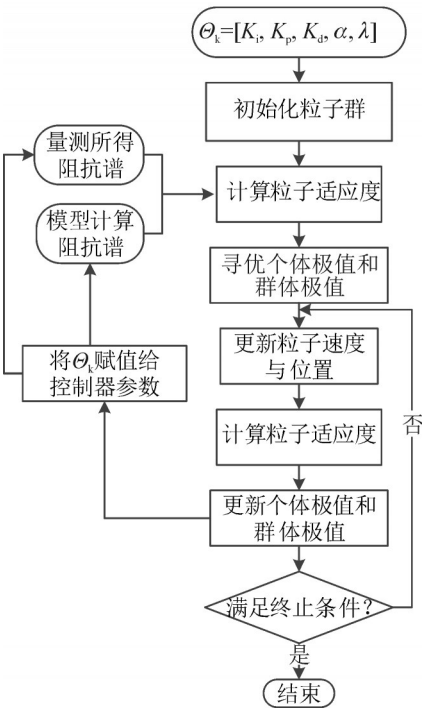


图7 粒子群算法优化 FO-PID 控制器的算法流程
Fig. 7 Algorithm flowchart of particle swarm optimization for fractional order PID controller

4 算例分析

4.1 分数阶模型正确性验证

为了验证分数阶电池模型的正确性,本文选择容量分别为 30 AH, 35 AH 与 40 AH, SOC 分别为 35%, 45% 和 75% 的磷酸铁锂电池并编号为 1、2、3, 通过实际的充放电实验数据进行验证。本文利用遗传算法进行分数阶电池模型的参数辨识,辨识结果见表 1,并通过式(32)迭代得到模型的输出端电压。

经过计算,分数阶模型和整数阶模型的平均误差值分别为 0.006 3 和 0.007 0,最大误差分别为

表 1 电池的参数辨识结果
Table 1 Parameter identification results of batteries

编号	SOC	$R_0/\text{m}\Omega$	$R_1/\text{m}\Omega$	$R_2/\text{m}\Omega$	C_1/kF	C_2/kF	λ	μ
1	35	18.3	2.216	7.811	16.275	311.652	0.953 0	0.944 2
2	45	16.9	2.474	9.155	34.199	346.370	0.963 2	0.995 0
3	75	21.7	2.257	9.301	21.427	320.483	0.968 0	0.982 4

0.031 1 和 0.073 2。

仿真结果见图 8-9。由计算得到的误差数据以及图 8 和图 9 的仿真结果可以看出,分数阶模型具有更高的精确度,更接近电池的真实特性,验证了本文选择分数阶电池模型的正确性。

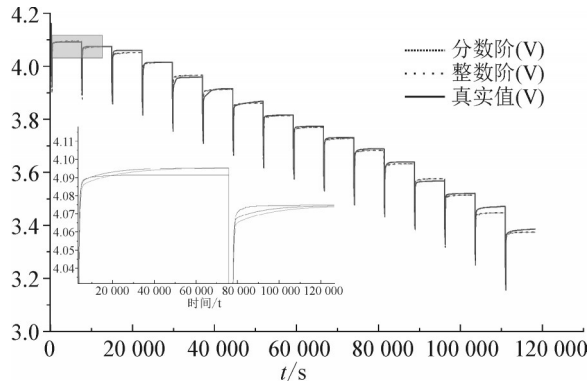


图8 整数阶与分数阶电池模型下的端电压估计
Fig. 8 Terminal voltage estimation in integer and fractional order battery model

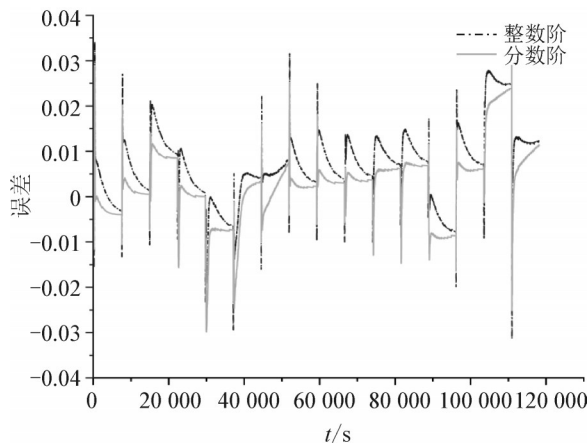


图9 整数阶和分数阶模型与真实值的比较误差
Fig. 9 Error comparison between integer and fractional order models and real values

4.2 基于分数阶电池特性的FO-PID优化算法优越性验证

在分数阶电池模型的基础上,本文以图 10 所示的充电站模型进行了仿真实验,系统的运行参数见表 2。

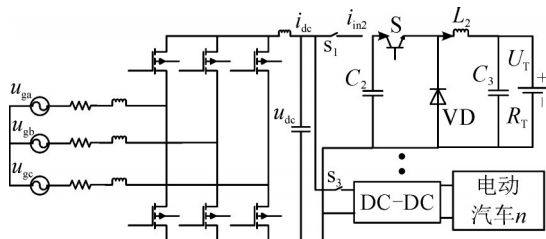


图10 分数阶充电站拓扑结构图
Fig. 10 Topological structural diagram of fractional-order charging station

为验证本文算法的优越性,分别利用传统整数阶方法对 PID 控制器参数进行整定及本文提出的方法对分数阶 PID 参数进行整定,并进行仿真实验的对比分析。仿真参数为种群规模 100,最大迭代次数为 120 次。选取搜索范围为 $K_p \in [0, 200], K_i \in [0, 50], K_d \in [0, 50], \lambda \in [0, 2], \mu \in [0, 2]$ 。得到的控制器参数见表 3。

表2 充电桩系统参数
Table 2 Parameters of the charging pile system

参数	数值
网侧电压/V	380
网侧电阻/ Ω	0.05
网侧电感/mH	3
整流侧滤波电容/mF	2
直流电压/V	600
DCDC 侧电感/mH	5.76
DCDC 侧电容/mF	0.01
电池/(V/Ah/SOC)	110/75/35 220/135/75 350/138.5/45
电动机负载/VA	2 200
其他负载/VA	1 000

表3 整数阶和分数阶控制器的参数整定结果
Table 3 Parameter setting results for integer and fractional controllers

控制器	K_p	K_i	K_d	λ	μ
整数阶	175.959	3.830 1	25.900	—	—
分数阶	184.167 8	17.594 0	38.112	0.326	0.982 3

将第 3 节中提出的 DC-DC 功率变换器作为被控对象,在两种控制器下的单位阶跃响应如图 11 所示,由图可知,采用分数阶控制器系统的动态响应较快、稳态误差较小,在 0.3% 以内,超调量也较小,证明本文方法设计的分数阶 PID 控制器相较于整数阶控制器具有更好的动态响应性能。

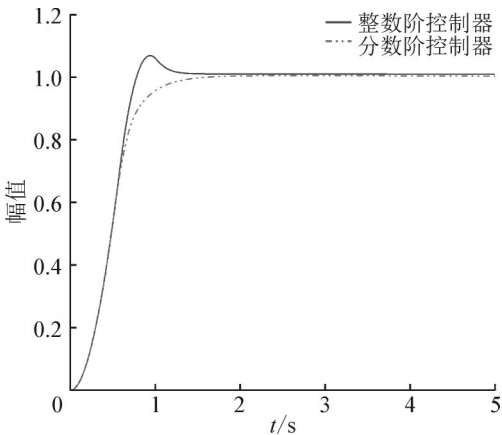


图11 整数阶和分数阶控制器的单位阶跃响应对比
Fig. 11 Comparison of unit-step responses for integer order and fractional order controllers

对本文提出的分数阶 PID 参数整定方法进行实验,并求取适应度值,见图 12。由图 12 可知,本文提出的改进粒子群优化算法进行参数整定的适应度较小,在迭代次数大于 30 次时即可收敛,具有较好的收敛速度。

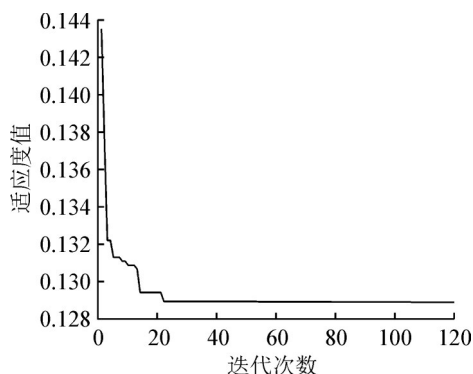


图 12 适应度曲线
Fig. 12 Fitness curve

在考虑单机投切时,初始时刻开关 S_2 和 S_3 保持断开,开关 S_1 闭合,0.5 s 时断开开关 S_1 。在电池数据为 220 V/135 Ah 的情况下。由图 13 可知,该电动汽车投入充电时,整数阶控制器的电压偏移量幅值为 685 V,动态响应时间为 0.210 53 s。分数阶控制器的电压偏移量幅值为 658 V,动态响应时间为 0.025 s。在运行至 0.5 s 时将电动汽车退出充电,电动汽车退出过程中整数阶控制器的动态响应时间为 0.000 812 s,分数阶控制器的响应时间为 0.000 792 s。

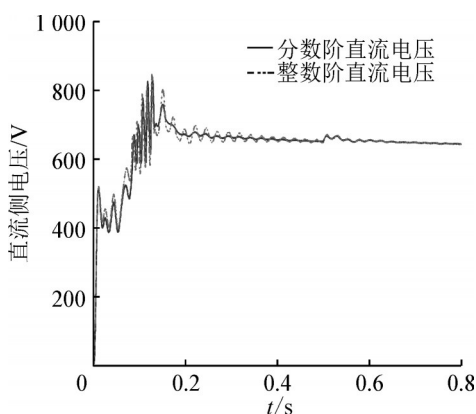


图 13 单机投切时直流侧电压对比
Fig. 13 Comparison of DC side voltage during single unit switching operation

在单机投切的情况下,对包含电动机负载的其他负荷以及电动汽车充电站的配网侧公共连接点进行功率量测如图 14 所示。由仿真图可知,在 0.5 s 时一台电动汽车停止充电并切出,在整数阶方法下系统的功率最大偏移量为 0.8 kW,此时分数阶的最

大偏移量为 0.66 kW。因此,在单机投切的运行状态下,本文所使用的分数阶控制器比整数阶控制器有更好的动态响应能力。

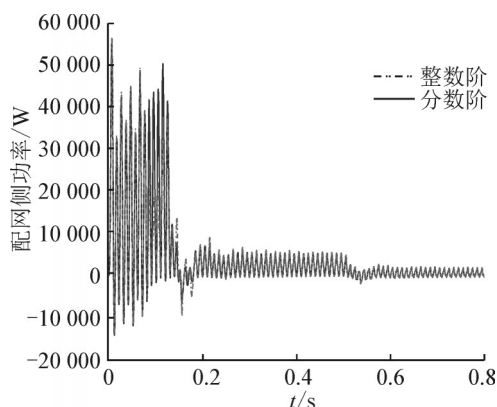


图 14 单机投切时配网侧功率对比
Fig. 14 Comparison of distribution network side power during single unit switching operation

在考虑参数如表 2 所见的 3 台电动汽车,初始时刻将 S_1 和 S_2 闭合。在 0.2 s 时闭合开关 S_3 ,使电动汽车 3 接入充电桩,在 0.5 s 时将开关 S_1 断开,使电动汽车 1 退出运行。在本文的模型中进行充电的投切行为的情况下,根据仿真得到系统的直流侧电压见图 15,由图 15 可知,在 0.2 s 时接入 3 台电动汽车进行充电,分数阶方法下的直流电压最大偏移为 6 V,在同样工况下的整数阶直流电压最大偏移为 19 V。在 0.5 s 时断开开关 S_1 运行时,整数阶控制器出现较大的直流侧的电压波动,此时分数阶的直流电压最大偏移为 13 V,而整数阶控制的电压无法维持稳定。多机投切时直流侧电压对比见图 16。根据配网侧的功率图 16 可知,在 0.2 s 时 3 台电动汽车进行充电时,在整数阶情况下配网侧功率最大偏移为 4.5 kW,而分数阶控制方法下的配网功率最大偏移为 2.7 kW。因此在电动汽车的多机投入充电工况下分数阶控制器的偏移量较小。

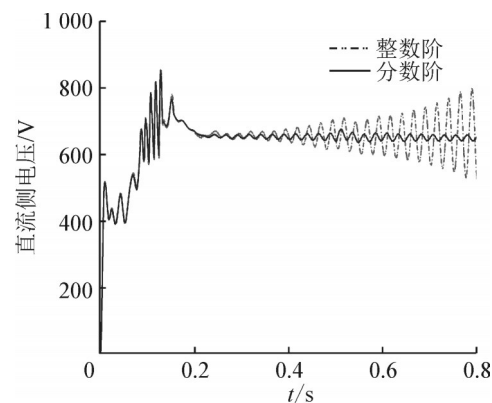


图 15 多机投切时直流侧电压对比
Fig. 15 Comparison of DC side voltage during multi-unit switching operation

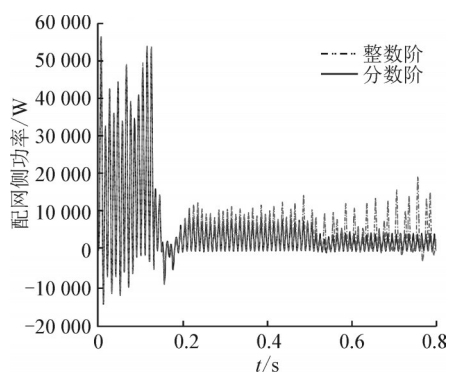


图16 多机投切时配网侧功率对比

Fig. 16 Comparison of distribution network side power during multi-unit switching operation

在电动汽车充电投切过程中,电动机负载的运行工况如图17所示。由上述单机投切与多机投切的对比可以看出,在运行工况变为多机运行时,由于整数阶控制器的参数整定基于整数阶电池模型,在电动汽车发生较为频繁的投切时,直流侧电压发生振荡,配网侧功率波动在电动汽车退出时发生较大的波动。由此可以看出,在电动汽车充电站频繁投切的状况下,分数阶控制器相较整数阶控制器更具优越性。

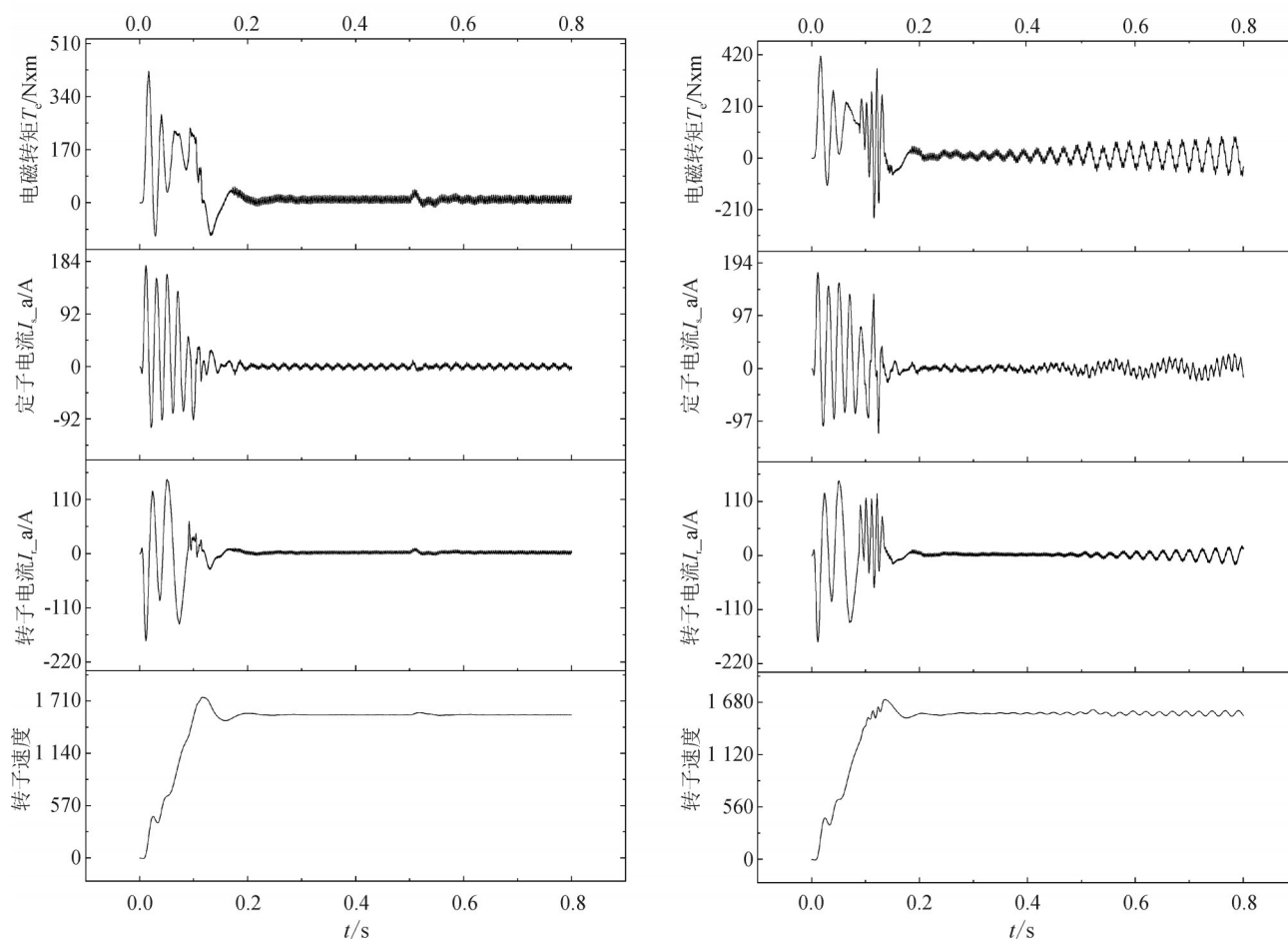


图17 多机投切时电动机负载运行对比

Fig. 17 Comparison of motor load operation during multi-unit switching operation

5 结语

本文研究了基于分数阶理论的电动汽车建模与控制问题,在分数阶的锂电池模型基础上建立了电动汽车充电桩的模型。根据模型,使用改进粒子群优化算法整定整数阶与分数阶控制器的参数,并分别在电动汽车单台充电与多台充电的不同投切工况下进行对比,得到以下结论:

1) 基于分数阶的二阶 RC 等效电路模型,引入

了恒相位元件(CPE)模拟电化学阻抗谱(EIS)特性,相较于整数阶模型,该模型的平均误差由 0.007 0 降至 0.006 3,最大误差由 0.073 2 降至 0.031 1,可精准锂电池的特性,为充电系统控制策略设计提供高精度的模型支撑。

2) 通过改进粒子群优化算法对分数阶控制器和整数阶的参数进行寻优,并在单位阶跃函数下对比了两种控制器的动态性能。结果表明,相比于整数阶控制器,分数阶 PID 控制器迭代收敛速度显著

提升,单位阶跃响应中超调量降低 12.5%,稳态误差小于 0.3%,迭代收敛性及动态性能全面优于整数阶 PID。

3)通过对单台充电机与多台充电机投切工况进行仿真实验,结果表明,相较于整数阶控制器,分数阶控制器单机投切时,直流母线电压动态响应时间缩短 0.185 53 s,电压偏移量由 685 V 降至 658 V;多机投切时,电压波动幅度由 19 V 降至 6 V,有效避免整数阶控制下的电压振荡问题;单机退出时,配网侧功率最大偏移量由 0.8 kW 降至 0.66 kW;多机随机投切时,功率波动幅度从 4.5 kW 降至 2.7 kW,显著提升了充电站对不确定负荷的适应能力及配电网暂态稳定裕度。

综上,基于改进粒子群优化算法的电动汽车充电站分数阶控制策略,可有效提升系统动态响应速度、控制精度及抗扰动能力,为高渗透率电动汽车接入场景下的充电站稳定运行提供技术支撑。

参考文献

- [1] 黄学良,刘永东,沈斐,等. 电动汽车与电网互动:综述与展望[J]. 电力系统自动化,2024,48(7):3-23.
HUANG Xueliang, LIU Yongdong, SHEN Fei, et al. Electric vehicles and grid interaction: a review and outlook[J]. Automation of Electric Power Systems, 2024, 48(7): 3-23.
- [2] 陈海鹏,唐俊敏,吴昊,等. 考虑电动汽车无功补偿与不确定性的配电网-电动汽车有功无功协同优化[J/OL]. 电网技术, 1-12[2025-09-04]. <https://link.cnki.net/doi/10.13335/j.1000-3673.pst.2024.2035>.
CHEN Haipeng, TANG Junmin, WU Hao, et al. Distribution network - electric vehicle active-reactive power cooperative optimization considering reactive power compensation and uncertainty of electric vehicles[J/OL]. Power System Technology, 1-12[2025-09-04]. <https://link.cnki.net/doi/10.13335/j.1000-3673.pst.2024.2035>.
- [3] 王婷,陈晨,谢海鹏. 配电网对分布式电源和电动汽车的承载力评估及提升方法综述[J]. 电力建设,2022,43(9):12-24.
WANG Ting, CHEN Chen, XIE Haipeng. Review of assessment and enhancement methods for hosting capacity of distribution networks towards distributed generation and electric vehicles[J]. Electric Power Construction, 2022, 43(9): 12-24.
- [4] 刘晋源,吕林,高红均,等. 计及分布式电源和电动汽车特性的主动配电网规划[J]. 电力系统自动化,2020,44(12):41-48.
LIU Jinyuan, LYU Lin, GAO Hongjun, et al. Active distribution network planning considering characteristics of distributed generation and electric vehicles[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(12): 41-48.
- [5] ZHANG Bo, SHU Xujian. Fractional-order electrical circuit theory[M]. Springer Singapore, 2022.
- [6] 陈嘉朋,瞿二龙,陈玉俊,等. 基于分数阶梯度的电动汽车锂电池参数在线辨识[J]. 汽车科技,2025(2):53-59.
CHEN Jiapeng, ZHAI Erlong, CHEN Yujun, et al. Online parameter identification for lithium-ion batteries in electric vehicles based on fractional-order gradient[J]. Automobile Science & Technology, 2025(2): 53-59.
- [7] 周天沛,孙伟. 基于微网的电动汽车与电网互动技术[J]. 电力系统自动化,2018,42(3):98-104.
ZHOU Tianpei, SUN Wei. Microgrid - based interactive technology between electric vehicles and power grid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(3): 98-104.
- [8] E. DIN, C. SCHAEF, K. MOFFAT, et al. A scalable active battery management system with embedded real-time electrochemical impedance spectroscopy[J]. IEEE Trans. Power Electron., 2017, 32(7): 116-127.
- [9] LI Junfu, WANG Linxin, LYU Chao, et al. State of charge estimation based on a simplified electrochemical model for a single LiCoO₂ battery and battery pack[J]. Energy, 2017(133): 572-583.
- [10] ZHOU Heng, WANG Shunli, YU Chunmei, et al. Research on SOC estimation for lithium-ion batteries based on improved PNGV equivalence model and AF-UKF algorithm[J]. International Journal of Electrochemical Science, 2022, 17(8): 116-123.
- [11] 吴俊,杨维明,姚静,等. 基于遗传算法的分数阶锂电池模型参数辨识[J]. 湖北大学学报(自然科学版),2022,44(3):339-344.
WU Jun, YANG Weiming, YAO Jing, et al. Parameter identification of fractional-order lithium battery models based on genetic algorithm[J]. Journal of Hubei University (Natural Science Edition), 2022, 44(3): 339-344.
- [12] WANG Baojin, PENG Hui, LIU Zhiyuan, Fractional-order modeling and parameter identification for Lithium-ion batteries[J], Journal of Power Sources, 2015, 293: 151-161.
- [13] 马永翔,韩子悦,闫群民,等. 考虑电动汽车充电负荷及储能寿命的充电站储能容量配置优化[J]. 电网与清洁能源,2024,40(4):92-101.
MA Yongxiang, HAN Ziyue, YAN Qunmin, et al. Optimization of storage capacity allocation at charging stations considering EV charging load and storage lifetime[J]. Power System and Clean Energy, 2024, 40(4): 92-101.
- [14] 方仍存,桑子夏,刘知行,等. 基于改进协同量子粒子群算法的多微网负荷频率控制[J]. 电力建设,2023,44(7):87-97.
FANG Rengcun, SANG Zixia, LIU Zhixing, et al. Load frequency control for multi-microgrids based on an improved cooperative quantum-behaved particle swarm optimization

- algorithm[J]. Electric Power Construction, 2023, 44(7): 87-97.
- [15] 程泽, 董梦男, 杨添凯, 等. 基于自适应混沌粒子群算法的光伏电池模型参数辨识[J]. 电工技术学报, 2014, 29(9): 245-252.
- CHENG Ze, DONG Mengnan, YANG Tiankai, et al. Parameter identification of photovoltaic cell models based on an adaptive chaotic particle swarm optimization algorithm[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(9): 245-252.
- [16] Y. WANG, X. HAN, D. GUO, et al. Physics-informed recurrent neural network with fractional-order gradients for state-of-charge estimation of Lithium-ion battery[J]. IEEE Journal of Radio Frequency Identification, 2022, 10(6): 968-971.
- [17] MU Hao, XIONG Rui, ZHENG Hongfei, et al. A novel fractional order model based state-of-charge estimation method for Lithium-ion battery[J]. Applied Energy, 2017(207) 384-393.
- [18] Z. YU, R. HUAI, H. LI, CPSO-based parameter-identification method for the fractional-order modeling of Lithium-ion batteries[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 10(36): 11109-11123.
- [19] 程启明, 李剑辉, 赖宇生, 等. 非理想条件下基于 MMC 的电力电子变压器的无源滑模控制策略[J]. 高电压技术, 2023, 49(4): 1556-1566.
- CHENG Qiming, LI Jianhui, LAI Yusheng, et al. Passive sliding mode control strategy for MMC-based power electronic transformers under non-ideal conditions[J]. High Voltage, 2023, 49(4): 1556-1566.
- [20] 肖智明, 陈启宏, 张立炎. 电动汽车双向 DC-DC 变换器约束模型预测控制研究[J]. 电工技术学报, 2018, 33(S2): 489-498.
- XIAO Zhiming, CHEN Qihong, ZHANG Liyan. Research on constrained model predictive control for bidirectional DC-DC converters in electric vehicles[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(S2): 489-498.
- [21] 杨航, 刘凌, 阎治安, 等. 双闭环 Buck 变换器系统模糊 PID 控制[J]. 西安交通大学学报, 2016, 50(4): 35-40.
- YANG Hang, LIU Ling, YAN Zhian, et al. Fuzzy PID control for dual-loop Buck converter systems[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2016, 50(4): 35-40.
- [22] 高嵩, 王磊, 陈超波, 等. 一种改进粒子群优化的分数阶 PID 参数整定[J]. 控制工程, 2017, 24(10): 2010-2015.
- GAO Chong, WANG Lei, CHEN Chaobo, et al. An improved particle swarm optimization for fractional-order PID parameter tuning[J]. Control Engineering Practice, 2017, 24(10): 2010-2015.
- [23] 项雷军, 陈昊, 郭新华, 等. 基于模糊分数阶 PID 的含电动汽车的多能源微电网二次频率控制[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(11): 74-80.
- XIANG Leijun, CHEN Hao, GUO Xinhua, et al. Secondary frequency control of multi-energy microgrids with electric vehicles based on fuzzy fractional-order PID[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(11): 74-80.
- [24] 蓝会立, 周晓华, 罗文广. 分数阶 Buck 变换器的最优 $PI \sim \lambda D \sim \mu$ 控制[J]. 电测与仪表, 2019, 56(16): 134-141.
- LAN Huili, ZHOU Xiaohua, LUO Wenguang. Optimal $PI \sim \lambda D \sim \mu$ control for fractional-order Buck converters[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2021, 41(11): 74-80.
- [25] 王仁明, 杨婕, 刘闻仲, 等. 基于改进粒子群算法的 Boost 变换器分数阶 PID 控制设计[J/OL]. 电源学报: 1-11 [2023-09-01]. <https://link.cnki.net/doi/10.13234/j.issn.2095-2805.2025.4.1>.
- WANG Renming, YANG Jie, LIU Wenzhong, et al. Design of fractional-order PID control for Boost converters based on an improved particle swarm optimization algorithm[J/OL]. Journal of Power Supply, 1-11 [2023-09-01]. <https://link.cnki.net/doi/10.13234/j.issn.2095-2805.2025.4.1>.
- [26] 姚钢, 李华荣, 周荔丹, 等. MP-MMC 驱动六相永磁同步风力发电机分数阶 PID 控制研究[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(12): 93-107.
- YAO Gang, LI Huarong, ZHOU Lidan, et al. Research on fractional-order PID control for six-phase permanent magnet synchronous wind generators driven by MP-MMC[J]. Journal of Electric Machines and Control, 2022, 26(12): 93-107.
- [27] 刘闯, 张艳, 朱帝, 等. 中低压直流配电系统: 关键装备阻抗建模与稳定性分析[J]. 高电压技术, 2021, 47(11): 3968-3983.
- LIU Chuang, ZHANG Yan, ZHU Di, et al. Medium- and low-voltage DC distribution systems: impedance modeling of key equipment and stability analysis[J]. High Voltage, 2021, 47(11): 3968-3983.
- [28] 薛定宇, 赵春娜. 分数阶系统的分数阶 PID 控制器设计[J]. 控制理论与应用, 2007(5): 771-776.
- XUE Dingyu, ZHAO Chunna. Design of fractional-order PID controllers for fractional-order systems[J]. Control Theory and Applications, 2007(5): 771-776.
- [29] 谢玲玲, 陆柳, 刘斌. 基于改进粒子群算法的并网逆变器分数阶 $PI \sim \lambda D \sim \mu$ 控制研究[J]. 电测与仪表, 2022, 59(6): 172-180.
- XIE Lingling, LU Liu, LIU Bin. Research on grid-connected inverter control using fractional-order $PI \sim \lambda D \sim \mu$ based on improved particle swarm optimization[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2022, 59(6): 172-180.

(下转第 113 页)

- ZHANG Bide, HE Hengzhi, SHAO Shuai, et al. Improved sand cat swarm optimization-based extreme learning machine method for MMC submodule fault diagnosis[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2025, 40(1): 245-255.
- [20] YANG Heya, ZHOU Weihao, SHENG Jing, et al. A statistical submodule open-circuit failure diagnosis method for modular multilevel converters (MMCs) with variance measurement[J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2020, 1(2): 180-189.
- [21] 王江, 杨兴武, 李颖, 等. 基于四分位数的MMC子模块开路故障诊断方法[J]. 电力电子技术, 2023, 57(9): 120-122.
- WANG Jiang, YANG Xingwu, LI Ying, et al. MMC submodule open-circuit fault diagnosis method based on quartile[J]. Power Electronics, 2023, 57(9): 120-122.
- [22] 白志红, 蒋守赞, 郭咏春. 基于双重滑模观测器的MMC开关管开路故障诊断与定位策略[J]. 电力系统自动化, 2024, 48(14): 147-156.
- BAI Zhihong, JIANG Shouzan, GUO Yongchun. Open-circuit fault diagnosis and location strategy of switches in modular multilevel converter based on dual sliding mode observers[J]. Automation of Electric Power Systems, 2024, 48(14): 147-156.
- [23] 李群, 林金娇, 邓富金, 等. 基于龙伯格观测器的MMC子模块故障检测方法[J]. 电力工程技术, 2023, 42(2): 58-66.
- LI Qun, LIN Jinjiao, DENG Fujin, et al. Fault detection method for modular multilevel converters based on Luenberger observer[J]. Jiangsu Electrical Engineering, 2023, 42(2): 58-66.
- [24] DENG Fujin, CHEN Zhe, KHAN M R, et al. Fault detection and localization method for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(5): 2721-2732.
- [25] ZHOU Dehong, QIU Huan, YANG Shunfeng, et al. Sub-module voltage similarity-based open-circuit fault diagnosis for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8): 8008-8016.
- [26] 耿想, 何顺帆, 朱容波, 等. 基于张量分解与宽度学习系统的MMC开关管开路故障诊断与定位[J]. 仪器仪表学报, 2025, 46(4): 150-162.
- GENG Xiang, HE Shunfan, ZHU Rongbo, et al. Diagnosis and location of switch open-circuit faults in modular multilevel converter based on tensor decomposition and broad learning system[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2025, 46(4): 150-162.
- [27] 李翠, 刘振兴, 柴利, 等. 模块化多电平换流器的子模块开路故障检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(23): 6995-7003.
- LI Cui, LIU Zhenxing, CHAI Li, et al. An open circuit fault detection method for sub-modules in modular multi-level converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(23): 6995-7003.
- [28] 唐志军. 采用卡尔曼滤波算法的模块化多电平换流器电容值在线估计方法[J]. 福州大学学报(自然科学版), 2020, 48(4): 479-484.
- TANG Zhijun. Online estimating method for modular multilevel converter capacitor based on Kalman filtering[J]. Journal of Fuzhou University (Natural Science Edition), 2020, 48(4): 479-484.
- [29] 彭勃, 张逸, 熊军, 等. 结合负荷形态指标的电力负荷曲线两步聚类算法[J]. 电力建设, 2016, 37(6): 96-102.
- PENG Bo, ZHANG Yi, XIONG Jun, et al. A two-step clustering algorithm combined with load shape index for power load curve[J]. Electric Power Construction, 2016, 37(6): 96-102.

作者简介:

许启东(1995—),男,工程师,主要研究方向为柔性直流输电系统。E-mail:xad19950121@163.com。

吴思婕(1997—),女,主要研究方向为配网建设。

周腾龙(1995—),男,助教,主要研究方向为柔性直流输电系统。

(上接第64页)

- [30] 余波, 梁锐, 蒲亦非, 等. 超级电容器恒流充电的时域分数阶电路模型[J]. 电工技术学报, 2019, 34(17): 3533-3541.
- YU BO, LIANG Rui, PU Yifei, et al. Time-domain fractional-order circuit model for supercapacitors under constant-current charging[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(17): 3533-3541.

作者简介:

陈楷(1980—),男,高级工程师,主要从事电网调度运行与研究工作。

高丽萍(1976—),女,高级工程师,主要从事电网规划发展工作。

闫璐(1976—),女,工程师,主要研究方向为电网调度自动化、电网运行方式。

张静雯(1988—),女,工程师,主要从事电力系统及其自动化工作。

刘卫民(1984—),男,高级工程师,主要从事电网规划、新能源规划、新型电力系统建设等方面的研究工作。

王淞(1997—),女,博士研究生,主要研究方向为电力系统优化调度。E-mail:1599364432@qq.com。

李江(1979—),男,教授,主要研究方向为大规模电网经济调度与主动控制、电力系统同步量测技术与应用等。