

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2519978

基于反演滑模的 PEMFC 输出电压控制策略^{*}杨旭红¹ 杨 航¹ 李旭强¹ 朱小芳² 王 顺²

(1.上海电力大学自动化工程学院 上海 200090; 2.上海太阳能工程技术研究中心 上海 200241)

摘 要: 为解决质子交换膜燃料电池输出电压小且非线性,易受极化损耗、负载波动等影响,与 Boost 变换器协同时稳定性不足的问题,开展了相关研究。首先构建含活化、欧姆、浓差 3 种极化损失的 PEMFC 输出电压模型,及 Boost 变换器状态空间平均模型;接着重构输出函数满足反馈线性化条件,设计带自适应趋近律的反演滑模控制器以抑制抖振;最后基于 Matlab/Simulink 仿真,对比 BSMC 与 PI 控制性能。结果显示,BSMC 稳态电压误差率为 0.099% (PI 为 0.170%),动态响应快 20.1%~34.1%,抗扰时电压跌落幅度、恢复时间均优于 PI。结果表明,该策略能提升复杂工况下 PEMFC 电压控制效能,为其稳定运行提供理论与技术支持。

关键词: 质子交换膜燃料电池;输出电压;反演滑模控制;反馈线性化

中图分类号: TM46;TN7 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4031

PEMFC output voltage control strategy based on inversion sliding mode

Yang Xuhong¹ Yang Hang¹ Li Xuqiang¹ Zhu Xiaofang² Wang Shun²

(1. School of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China;

2. Shanghai Engineering Research Center of Solar Energy, Shanghai 200241, China)

Abstract: To address the issues of small and nonlinear output voltage of proton exchange membrane fuel cells, which are susceptible to polarization losses, load fluctuations and insufficient stability when cooperating with Boost converter, this study was conducted. Firstly, a PEMFC output voltage model including three types of polarization losses (activation, ohmic and concentration polarization) and a state-space average model of the Boost converter were constructed. Then, the output function was reconstructed to meet the conditions of feedback linearization, and an inversion sliding mode controller with an adaptive reaching law was designed to suppress chattering. Finally, based on Matlab/Simulink simulation, the performance of BSMC was compared with that of PI control. The results show that the steady-state voltage error rate of BSMC is 0.099% (0.170% for PI control), its dynamic response is 20.1%~34.1% faster, and its voltage drop amplitude and recovery time are superior to those of PI control under disturbance. The results indicates that this strategy can improve the PEMFC voltage control efficiency under complex working conditions and provide theoretical and technical support for its stable operation.

Keywords: proton exchange membrane fuel cell; output voltage; inversion sliding mode control; feedback linearization

0 引 言

质子交换膜燃料电池(proton exchange membrane fuel cells, PEMFC)是一种高效清洁的能量转换装置,在交通和储能领域应用前景广阔。但其输出电压小且具有非线性特性,需 Boost 变换器稳定升压,因此 PEMFC 与 Boost 变换器的协同建模及控制策略是核心研究方向。输出电压稳定性直接影响系统效率与应用潜力,但易受电化学极化损耗、

负载波动、环境扰动及硬件适配性等多因素影响。国内外学者已开展大量研究,取得多维度突破,为后续探索奠定基础,但也凸显出未解决的关键技术挑战。

本文将围绕 PEMFC 输出电压控制这一核心问题,从系统建模、控制策略与硬件设计 3 个关键维度梳理国内外研究进展。

精准的 PEMFC-Boost 系统建模是实现有效电压控制的前提。文献[1]率先开展 PEMFC 与 Boost 变换器的协

收稿日期:2025-10-08

^{*} 基金项目:国家自然科学基金(51777120)、上海市 2021 年度“科技创新行动计划”科技支撑碳达峰碳中和专项(第一批)(21DZ1207502)资助

同建模研究:采用机理建模刻画 PEMFC 的能斯特电动势与极化损失,通过辨识建模优化 Boost 变换器供气管道的动态特性。该研究填补了 PEMFC 电化学特性与 Boost 功率变换特性融合建模的空白,为耦合系统提供了全面的动态描述。文献[2]进一步改进传统能斯特电动势模型,通过调整温度、气体分压等关键参数的影响权重,使模型更贴合 PEMFC 实际运行工况。文献[3]设计了一种双闭环比值控制系统,提升了氢氧比的动态控制精度,保障了电堆输出电压的稳定性,抑制了膜电极的衰减速率,为延长 PEMFC-Boost 系统寿命提供了关键的技术支持。文献[4]基于系统建模分析,将负载电流视为外部扰动,设计了比例-积分-微分控制(proportional-integral-derivative, PID)、滑模控制(sliding mode control, SMC)和非奇异终端滑模控制(nonsingular terminal sliding mode, NTSM)等策略,以实现过氧比的精确调节与系统优化,为多变量控制提供重要参考。文献[5]针对 PEMFC 系统中空气压缩机的寄生损耗与气流供给耦合问题,提出了基于氧状态模型观测器(model observer for state of oxygen, MOSMO)和准连续高阶滑模(quasi-continuous higher-order sliding mode, QCHOSM)的净功率优化控制方法。该方法使用 MOSMO 精确估计氧饱和度,并用 QCHOSM 抑制抖振,显著提升了系统净功率和动态响应性能。针对现有部分 PEMFC 模型复杂、内部机理阐述不够详尽的不足,文献[6]以 Srinivasan 模型为基础构建极化及输出电压模型,探究关键运行参数对输出性能的影响,设计双闭环控制变换器并仿真验证,所提策略稳态特性优良,可为工程实践提供参考。此外,文献[7]系统梳理了 PEMFC 多尺度建模体系——涵盖热力学开路电压建模、电化学极化损耗建模及动态响应建模,并建立热-电压耦合管理机制。该研究不仅验证了优化算法对电压稳定性相关性能的改善效果,更为后续电压控制研究提供了精准的控制对象描述与参数优化思路。

控制策略是缓解 PEMFC-Boost 系统非线性与扰动敏感性的关键。针对新能源系统单体一致性问题,文献[8]提出了级联式双向 Cuk 拓扑结合变论域模糊 PID 控制的方案,经仿真验证显著提升电压均衡速率,为 PEMFC-Boost 系统的参数优化与控制设计提供参考。针对 PEMFC-Boost 系统模糊 PID 控制超调大、抗扰差问题,文献[9]提出差分进化优化的模糊反步控制策略,经验证可减小电压波动,显著提升系统抗干扰能力与控制性能。针对 Boost 变换器的非线性耦合问题,文献[10]创新性地将精确反馈线性化方法应用于含 Boost 模式的直流变换器:通过坐标变换将非线性系统解耦为线性子系统,并融合反步滑模控制提升抗扰能力,其建立的“线性化+滑模控制”框架,为 PEMFC-Boost 系统的非线性解耦提供了核心方法论。为抑制传统滑模控制固有的高频抖振,文献[11]提出“反馈线性化+动态滑模”架构,通过分层 Lyapunov 函数设计削弱抖振,为 PEMFC-Boost 系统应对参数摄动提供了重要技术

参考。文献[12]进一步将比例积分观测器、反馈线性化与滑模控制相结合,实现未知扰动的精准补偿;这种“观测器+线性化+滑模”的复合控制逻辑,现已成为 PEMFC-Boost 系统处理负载突变、环境扰动等未知干扰的经典技术范式。在智能控制与参数整定方面,文献[13]结合模糊神经网络和线性自抗扰控制,实现 Boost 变换器关键控制参数的实时调整,显著优化了控制系统的动态响应特性。其他相关研究也推动了该领域发展:文献[14]提出无抖振的二项式双曲滑模控制器(chattering-free binomial hyperbolic sliding mode controller, CFBHSMC),并耦合多目标优化算法实现控制器参数全局寻优,在抑制抖振的同时提升了电压控制精度与鲁棒性;文献[15]构建融合模仿学习的分布式强化学习框架,打破传统控制方法对精确数学模型的依赖,增强电压控制对动态负载的适配能力;此外,文献[16]还将环境智能理念融入控制设计,借助大规模强化学习实现控制参数动态调整,进一步强化 PEMFC 在复杂环境扰动下的电压自适应稳定性。针对传统最小均方算法(least mean square, LMS)收敛与稳态误差失衡、调参依赖强的缺陷,文献[17]提出了深度强化学习变步长 LMS 算法,其低参依性、快收敛优稳态特性可助力 PEMFC-Boost 系统信号处理与性能优化。近年来,文献[18]提出了基于多智能体深度确定性策略梯度(multi-agent deep deterministic policy gradient, MADDPG)的协调控制策略,该策略突破传统控制对 PEMFC-Boost 多变量耦合的解耦局限,为复杂工况下多参数协同优化提供智能决策方案;针对 PEMFC-Boost 转换器系统的非线性特性和扰动敏感性,文献[19]开发了一种核心方法,利用模糊自适应滑模控制算法进行扰动估计,该方法有效减少了传统滑模控制在 Boost 变换器脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)过程中产生的高频抖动,降低了对输出电压稳定性的干扰;文献[20]依据模型预测控制(model predictive control, MPC)中“预测-优化-约束处理”的逻辑,为本文 PEMFC-Boost 系统应对复杂工况下的多变量耦合与动态扰动提供重要参考;文献[21]依托 MPC 的滚动时域优化与多变量约束处理的核心优势,为 PEMFC-Boost 系统电压稳定控制提供了关键技术支撑。

硬件创新为 PEMFC-Boost 系统的工程应用提供重要保障。文献[22]基于绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)的米勒平台,设计驱动侧电流检测方案,省去传统电流传感器,简化了 PEMFC-Boost 系统的硬件结构。文献[23]通过优化 Boost 变换器核心硬件参数,提升系统在工程应用中的适配性与可靠性。此外,文献[24]提出创新的二次升降压变换器拓扑,突破传统变换器的电压调节范围限制,同时实现连续输入电流与正输出电压特性,为 PEMFC 宽工况电压调节提供关键硬件支撑。

尽管研究进展显著,但 PEMFC-Boost 系统协同优化仍面临关键挑战:首先,先进控制策略多依赖仿真,缺乏实时

硬件或实际电堆的实验验证,工程适用性未充分验证;其次,在温度、湿度、负载等多扰动耦合的复杂工况下,现有控制方案的适应性和协同性能有待提升;此外,控制器参数整定多依赖经验试错法,缺乏与系统动态特性匹配的自适应机制。

针对现有研究缺口,本文提出面向工程应用的系统性解决方案,核心贡献体现在以下 3 方面:1)建模层面,构建 PEMFC 动态极化特性与 Boost 变换器状态空间的协同建模框架,实现电化学过程与电力电子系统的动态耦合特性表征;2)控制策略层面,提出兼具反馈线性化的多变量解耦能力与滑模控制的强鲁棒性的复合控制架构,通过自适应增益调节机制抑制传统滑模控制的抖振问题,达成控制精度、动态响应速度与工程可实现性的多目标优化;3)工程应用层面,引入无传感器硬件拓扑设计方案并建立控制参数整定准则,为后续硬件验证与集成提供理论依据与技术规范。本文工作通过构建传统比例-积分(proportional-integral,PI)控制与反演滑模控制(backstepping sliding mode control,BSMC)之间的技术桥梁,为 PEMFC-Boost 系统提供兼具控制性能与工程实用性的解决方案。

1 氢燃料电池输出电压模型

氢燃料电池能够直接实现化学能向电能的转化,其理论最大输出电压为热力学理论电动势。受氢燃料电池自身结构特性以及电化学反应本质的影响,该模型存在 3 项不可逆损失,分别为活化极化电动势、欧姆极化电动势和浓差极化电动势。输出电压模型总体框图如图 1 所示。

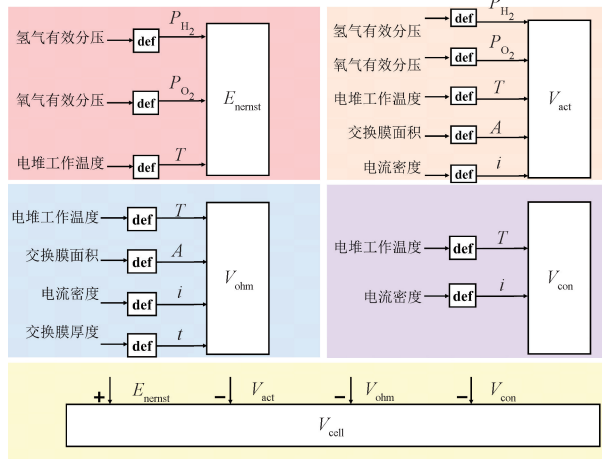


图 1 PEMFC 输出电压模型

Fig. 1 PEMFC output voltage model

鉴于极化现象的存在,燃料电池的实际输出电压始终低于理论值。燃料电池的实际输出电压可表示为热力学理论电动势与极化现象所产生的电压损失之差。即:

$$V_{\text{cell}} = E_{\text{nernst}} - V_{\text{act}} - V_{\text{ohm}} - V_{\text{con}} \quad (1)$$

其中, V_{cell} 为燃料电池单体的实际输出电压; E_{nernst} 为热力学理论电动势; V_{act} 为活化极化电动势; V_{ohm} 为欧姆极

化电动势; V_{con} 为浓差极化电动势。活化极化电动势 V_{act} 来源于电化学反应中的活化能障碍,引发电荷转移速度受限;欧姆极化电动势 V_{ohm} 来源于电解质、电极材料及连接部件的内部电阻,引发焦耳热损失;浓差极化电动势 V_{con} 则因反应物(如氢气、氧气)在电极表面浓度分布不均而出现,表现为质量传输限制。通过精确构建各极化分量的模型,深入分析电池的动态行为和稳态特性,可以为控制策略的设计奠定坚实的理论基础。具体来说,活化极化模型通常采用 Tafel 方程描述,欧姆极化则使用等效电阻模型,浓差极化与扩散动力学方程相关联。在本文中,该输出电压模型将作为核心输入,结合 Boost 电路与反演滑模控制,实现输出电压的稳定调控。

在研究燃料电池输出电压模型时,通常借助能斯特方程来表述热力学理论电动势。能斯特方程起源于电化学热力学原理,依托于吉布斯自由能变化的理念,通过全面整合阴阳极燃料的分压参数和运行温度变量,能够精确计算出燃料电池单体的理论电动势,即能斯特电动势。其数学表达式为:

$$E_{\text{nernst}} = \frac{\Delta G}{2F} + \frac{\Delta S}{2F}(T - T_0) + \frac{RT}{2F} \left(\ln 10^4 P_{\text{H}_2} + \frac{1}{2} \ln 10^4 P_{\text{O}_2} \right) \quad (2)$$

其中, ΔG 表示吉布斯自由能; ΔS 为标准摩尔熵,视为一个常数; P_{H_2} 和 P_{O_2} 分别为氢气分压和氧气分压,它们直接影响反应物的活度和电极界面处的浓度梯度; F 为法拉第常数; T 为电池运行中的热力学温度,直接影响反应速率和能量转换效率; T_0 为参考温度,通常取为 298.15 K; R 为通用气体常数,固定取 8.314 5 J/(mol·K)。该方程不仅提供了燃料电池的理论电压预测基础,还为优化电池设计和分析实际工况提供了重要依据。

活化极化是指电极在电化学反应过程中,因迟延而使电极电位明显偏离其平衡电位的现象。这种现象的产生源于电化学反应本身,其中需要消耗额外的能量来打破参与反应的物质的化学键,该反应促进电子的有效转移;这种能量消耗直接转化为电压损失,表现为电极电位的偏移。具体来说,阴阳极的活化极化电动势可以统一表示为:

$$V_{\text{act}} = V_{\text{act,an}} + V_{\text{act,ca}} = \frac{RT_{\text{st}}}{F\alpha} \left(\ln \frac{i_{\text{an}}}{i_0} + \ln \frac{i_{\text{ca}}}{i_0} \right) \quad (3)$$

该方程描述了活化极化在电池系统中的关键影响。其中, $V_{\text{act,an}}$ 代表阳极活化极化过电势, $V_{\text{act,ca}}$ 代表阴极活化极化过电势,而 α 则表示电荷传输系数,取值 0.5, i_0 指的是交换电流密度。值得关注的是,阴阳极两侧的氧化还原反应速率呈现出显著差异,进而致使交换电流密度亦存在较大不同。通常情况下,源于阴极反应动力学较为迟缓的特性,阴极的交换电流密度相较于阳极的交换电流密度低。因此,在评估活化极化对电池性能的整体影响时,工程师和研究者通常会忽略阳极的贡献,而重点考虑阴极的极化效

应,以简化模型并提高计算效率。

欧姆极化损失是一种在燃料电池运行过程中不可避免的电压降现象,其严格遵循欧姆定律的基本原理,即损失值与电流密度呈正比例关系,故而随电流密度的增大而显著增加。这种损失可以通过数学公式进行量化表达,其数学表达式为:

$$V_{\text{ohm}} = I(R_m + R_c) = IR_{\text{ohm}} \quad (4)$$

其中, I 代表燃料电池的输出电流,其大小直接影响能量转换效率; R_{ohm} 代表燃料电池单体的内阻,该内阻是导致欧姆极化的核心因素。燃料电池单体的内阻主要来源于两个关键部分:质子交换膜的等效阻抗 R_m , 这是由膜材料的离子导电特性决定的;以及质子电子转移过程中涉及的阻抗 R_c , 包括电极界面和催化剂层的电荷传递阻力,这些阻抗共同作用,使得内阻成为影响整体性能的重要参数。

浓差极化现象通常出现在燃料电池高电流密度的工作区域,具体表现为氢离子在通过交换膜从阳极迁移至阴极的过程中,膜电极界面附近的氢离子浓度显著增加,从而形成局部高浓度区域。在浓度梯度的驱动下,质子在扩散作用下向低浓度区域移动,这一过程在膜表面附近形成稳定的边界层,从而产生浓差极化电动势。该电动势不仅反映了浓度分布的不均匀性,还会增加燃料电池的内部电阻,导致输出电压下降。浓差极化电动势的大小直接受到燃料电池的膜电极组件结构、流场设计以及温度、湿度和气体压力等工作条件因素的影响。其数学表达式为:

$$V_{\text{con}} = -\frac{RT}{F} \ln\left(1 - \frac{i}{i_{\text{max}}}\right) \quad (5)$$

其中, i_{max} 为极限电流密度,即所用燃料电池在特定工况下能达到的最大电流密度值,该值取决于材料性能和系统优化,通常在实际应用中可达到 2.2 A/cm^2 左右,超出此限值将加剧浓差极化效应,进而影响电池的整体效率和稳定性。

氢燃料电池堆的输出功率可以表示为各个电池单体功率的总和,这一原理基于能量守恒定律。假设所有电池单体的发电情况基本一致,即每个单体的输出电压和电流均相同,则燃料电池堆的总输出功率可以简化为:

$$P_{\text{out}} = V_{\text{out}} I = nVI \quad (6)$$

其中, n 为燃料电池堆内单体的数量; V 为每个单体的单体电压; I 为每个单体的单体电流。该公式在理想条件下成立,适用于工程计算和系统建模。

2 Boost 电路系统结构及数学模型

典型的 Boost 变换器主要由储能电感 L 、电子开关管 S 、二极管 V_D 以及滤波电容 C 四个部分组成。其中,储能电感 L 在开关管 S 导通期间储存电能,同时使电流呈线性增长。在开关管 S 关断期间释放能量并产生反向电动势与输入电压叠加实现升压;电子开关管 S 通过脉冲宽度调制控制电路通断,其驱动与输出共地可简化控制;二极管 V_D

在开关管关断时导通并传递电感和输入电压串联的能量至输出端;滤波电容 C 用于抑制输出纹波电压,其容量和等效串联电阻直接决定纹波大小。

图 2 所示的 Boost 电路是 DC-DC 变换器的关键构成部分,在直流微网中承担维持母线电压稳定的关键功能。该电路以储能电池电压作为输入,通过控制开关管 S 的 PWM 信号,在 Boost 升压模式下将电池能量传递至直流母线。电感 L 起到储能和平滑电流的作用,其取值需满足电流连续条件并限制纹波在合理范围;开关管 S 需耐受高侧母线电压与峰值电流,通常选用低导通电阻的 MOSFET 以提高效率;二极管 V_D 在升压阶段阻断反向电流,实现能量单向输送,可选用快恢复型以减小开关损耗;电容 C 作为高压侧支撑电容,用于抑制母线电压波动,其容量与等效串联电阻直接影响系统动态响应与稳压精度。该变换器通过调节占空比,可在宽范围负载包括阻性负荷 R , 稳定输出直流母线电压 $U_o = U_c$, 同时具备反向运行能力,实现能量回馈充电。分别设电感电流 I_L 、电容电压 U_c 为 X_1 、 X_2 。

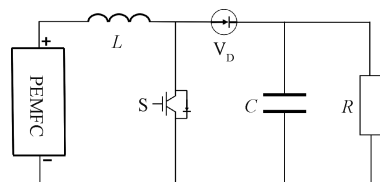


图 2 典型的 Boost 电路图

Fig. 2 Typical Boost circuit diagram

在开关管导通状态下,电感电流与输出电压之间的相互作用关系可表述如下:

$$\begin{cases} \frac{dI_L}{dt} = \frac{V_i}{L} \\ \frac{dU_c}{dt} = -\frac{U_c}{CR} \end{cases} \quad (7)$$

写成状态方程为:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (8)$$

在开关管关断状态下,电感电流与输出电压之间的相互作用关系可表述如下:

$$\begin{cases} \frac{dI_L}{dt} = -\frac{U_c}{L} + \frac{V_i}{L} \\ \frac{dU_c}{dt} = \frac{I_L}{C} - \frac{U_c}{CR} \end{cases} \quad (9)$$

写成状态方程为:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (10)$$

联立式(8)和(10),采用状态空间平均法可得:

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = -\frac{X_2}{L} + \frac{V_i}{L} + \frac{X_2}{L}d \\ \dot{X}_2 = \frac{X_1}{C} - \frac{X_2}{CR} - \frac{X_1}{C}d \end{cases} \quad (11)$$

写成状态方程为:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d}{L} \\ \frac{1-d}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (12)$$

其中, d 为 S 的占空比。依据状态变量 $\mathbf{X} = [X_1 \ X_2]^T = [I_L \ U_C]^T$, 为了便于模型的反馈线性化可将式(12)表示为仿射非线性系统表达式:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{f}(\mathbf{X}) + \mathbf{g}(\mathbf{X})d \\ y = h(\mathbf{X}) = X_2 - X_{2\text{ref}} \end{cases} \quad (13)$$

式中: $\mathbf{X}$ 为系统的状态量; d 为系统的控制量; y 为系统输出量; $X_{2\text{ref}}$ 为输出的参考值。

其中内部动态项为:

$$\mathbf{f}(\mathbf{X}) = \left[\frac{V_i}{L} - \frac{X_2}{L} \quad \frac{X_1}{C} - \frac{X_2}{CR} \right]^T \quad (14)$$

输入增益矩阵为:

$$\mathbf{g}(\mathbf{X}) = \left[\frac{X_2}{L} \quad -\frac{X_1}{C} \right]^T \quad (15)$$

Boost 电路输出精度与动态响应要求提升时, 传统近似方法难满足, 精确线性化则可借非线性坐标变换与反馈控制律, 将其完全转为线性系统以突破控制瓶颈。

3 反馈线性化数学模型

3.1 精确线性化的条件

文献[11]给出了仿射非线性系统转化为可控线性系统的条件。反馈线性化的核心思想是通过反馈手段实现非线性系统的精确线性化, 涵盖全维精确线性化和降维精确线性化两种方式。从系统动态和控制能力的视角来看, 相对阶的物理本质在于揭示控制输入直接作用于输出的最快动态路径。具体而言, 相对阶 r 表示控制输入 u 需经过 r 若干次积分才能直接影响输出 y , 即控制作用首先影响 y 输出的 r 高阶导数, 再通过积分链逐级传递至 y 输出本身。若系统的相对阶之和等于系统阶数, 则表明所有内部状态均可通过输出及其有限阶导数被完全观测与控制, 从而奠定全局精确线性化的物理基础。该方法适用于绝大多数非线性控制系统: 当系统相对阶之和等于系统阶数时, 即可实现非线性系统的精确线性化。对于选取的系统输出 $y = h(\mathbf{X}) = X_2 - X_{2\text{ref}}$, 计算其总相对阶是否等于系统维数, 以判断 Boost 电路非线性系统可否线性化。

对于式(13)所定义的仿射非线性系统, 其输出函数 $h(\mathbf{X})$ 无法实现系统的精确反馈线性化。根本原因在于精确反馈线性化对输出函数施加了关键性约束, 即要求系统对该输出函数的关系度 r 与系统阶数 n 相等。在本文所研

究的二阶 Boost 变换器系统 $n = 2$ 中, 关系度 r 被定义为使第 r 阶李雅普诺夫导数(李导数) $L_g L_f^{r-1} h(\mathbf{X}) \neq 0$ 的最小正整数。李导数的精确定义构成了反馈线性化的数学基石, 而其各阶形式的物理意义则为理解系统的动态本质与控制能力提供了关键桥梁。在此处: 前一阶李导数刻画了系统在内部动态驱动 $h(\mathbf{X})$ 下输出的变化趋势; 而第二阶李导数则进一步揭示了控制输入通过输入通道 $\mathbf{g}(\mathbf{X})$ 影响该输出变化趋势的能力, 即控制效能。

对 $y = h(\mathbf{X})$ 通过李导数分析可知, 该系统的前一阶李导数 $L_f h(\mathbf{X})$ 仅包含系统状态变量的非线性项, 并未显式包含控制量 d , 这表明系统的内部自然动态不足以建立输出与控制量的直接联系。进一步计算第二阶李导数 $L_g L_f h(\mathbf{X})$ 时, 结果显示其无法满足“非零”条件, 这从物理上意味着控制输入 d 无法有效作用于输出函数 $h(\mathbf{X})$ 的二阶变化率, 即控制通道在此输出定义下存在固有缺陷, 最终造成原输出函数不能满足精确反馈线性化关于“控制量需能直接、充分地影响系统输出动态”的关键需求。

3.2 精确反馈线性化设计

为克服既有输出函数的局限性以实现系统的精确反馈线性化, 需重新设计输出函数 $y = \omega(\mathbf{X})$, 并确保其满足“系统 r 相对阶等于系统阶数 n ”的关键条件。基于 Boost 直流变换器的电路特性及能量守恒原理, 本文重构的输出函数表达式如下:

$$\omega(\mathbf{X}) = \frac{1}{2} L X_1^2 + \frac{1}{2} C X_2^2 \quad (16)$$

其中, C 为变换器高压侧电容, L 为储能电感, X_1 为储能电感电流, X_2 为直流母线电压。该函数的物理意义为系统的总储能, 即电感储能 $\frac{1}{2} L X_1^2$ 与电容储能 $\frac{1}{2} C X_2^2$ 之和, 它精确表征了 Boost 变换器系统的总储能。具体而言, 函数中的 $\frac{1}{2} L X_1^2$ 项代表电感储能, 其数值正比于电感电流 X_1 的平方, 直接反映了电感磁场中储存的能量, 其动态变化主导着系统瞬态响应速度与电流应力的分配; 而项 $\frac{1}{2} C X_2^2$ 则代表电容储能, 其数值正比于电容电压 X_2 的平方, 直接决定了电场储能规模与输出电压的稳定程度。由此可知, 选择系统总储能作为输出函数 $\omega(\mathbf{X})$, 意味着将控制目标从传统的对输出电压和电感电流的独立跟踪, 提升至对系统全局能量及其动态分配的综合性管理层面。这一设计理念将电感与电容视为协同作用的能量池, 控制器的核心任务转变为通过调节占空比来精确管理能量在磁场与电场之间的交换与存储, 使系统总能量平滑、准确地跟踪期望轨迹, 从而从根本上实现输出电压的稳定控制与动态性能的优化, 此举不仅为后续应用反馈线性化方法奠定了坚实的物理基础, 更从能量统一调度的视角为高性能控制器的设计提供了创新的理论框架。

考虑上述非线性系统式(13), 根据李导数的定义, 标量

输出函数 $y = \omega(\mathbf{X})$ 的一阶李导数 $L_f h(\mathbf{X})$ 、 $L_g h(\mathbf{X})$ 分别描述系统内部动态、控制输入对输出的“一阶影响”，其数学定义为：

$$\begin{cases} L_f \omega(\mathbf{X}) = \frac{\partial \omega}{\partial \mathbf{X}} f(\mathbf{X}) \\ L_g \omega(\mathbf{X}) = \frac{\partial \omega}{\partial \mathbf{X}} \mathbf{g}(\mathbf{X}) \end{cases} \quad (17)$$

首先计算输出函数 $\omega(\mathbf{X})$ 对状态 $\mathbf{X} = [X_1 \ X_2]^\top$ 的梯度：

$$\frac{\partial \omega}{\partial \mathbf{X}} = \left[\frac{\partial \omega}{\partial X_1}, \frac{\partial \omega}{\partial X_2} \right] = [LX_1, CX_2] \quad (18)$$

将上述梯度与内部动态 $f(\mathbf{X})$ 做内积，得到 $L_f \omega(\mathbf{X})$ ：

$$L_f \omega(\mathbf{X}) = \frac{\partial \omega}{\partial \mathbf{X}} \cdot f(\mathbf{X}) = [LX_1, CX_2] \cdot$$

$$\left[\frac{V_i}{L} - \frac{X_2}{L}, \frac{X_1}{C} - \frac{X_2}{CR} \right] = V_i X_1 - \frac{1}{R} X_2^2 \quad (19)$$

上述公式不含控制量 d 。

同理，将梯度与输入增益 $\mathbf{g}(\mathbf{X})$ 做内积，得到 $L_g \omega(\mathbf{X})$ ：

$$L_g \omega(\mathbf{X}) = \frac{\partial \omega}{\partial \mathbf{X}} \cdot \mathbf{g}(\mathbf{X}) = [LX_1, CX_2] \cdot$$

$$\left[\frac{X_2}{L}, -\frac{X_1}{C} \right] = 0 \quad (20)$$

二阶李导数刻画“一阶李导数”随系统动态或控制输入的变化规律，其定义为：

$$\begin{cases} L_f^2 \omega(\mathbf{X}) = \frac{\partial(L_f \omega)}{\partial \mathbf{X}} f(\mathbf{X}) \\ L_g L_f \omega(\mathbf{X}) = \frac{\partial(L_f \omega)}{\partial \mathbf{X}} \mathbf{g}(\mathbf{X}) \end{cases} \quad (21)$$

首先计算一阶李导数 $L_f \omega(\mathbf{X})$ 对状态 $\mathbf{X} = [X_1 \ X_2]^\top$ 的梯度：

$$\frac{\partial(L_f \omega)}{\partial \mathbf{X}} = \left[\frac{\partial(L_f \omega)}{\partial X_1}, \frac{\partial(L_f \omega)}{\partial X_2} \right] = \left[V_i, -\frac{2X_2}{R} \right] \quad (22)$$

将该梯度与内部动态 $f(\mathbf{X})$ 做内积，得到二阶李导数 $L_f^2 \omega(\mathbf{X})$ ：

$$L_f^2 \omega(\mathbf{X}) = \frac{\partial(L_f \omega)}{\partial \mathbf{X}} \cdot f(\mathbf{X}) = \left[V_i, -\frac{2X_2}{R} \right] \cdot$$

$$\left[\frac{V_i}{L} - \frac{X_2}{L}, \frac{X_1}{C} - \frac{X_2}{CR} \right] = \frac{V_i^2}{L} - \frac{V_i X_2}{L} - \frac{2X_1 X_2}{CR} + \frac{2X_2^2}{CR^2} \quad (23)$$

再将该梯度与内部动态 $\mathbf{g}(\mathbf{X})$ 做内积，得到 $L_g L_f \omega(\mathbf{X})$ ：

$$L_g L_f \omega(\mathbf{X}) = \frac{\partial(L_f \omega)}{\partial \mathbf{X}} \cdot \mathbf{g}(\mathbf{X}) = \left[V_i, -\frac{2X_2}{R} \right] \cdot$$

$$\left[\frac{X_2}{L}, -\frac{X_1}{C} \right] = \frac{V_i X_2}{L} - \frac{2X_1 X_2}{CR} \quad (24)$$

在系统正常工作范围内 ($X_2 > \varepsilon$, ε 为极小正数), X_1 、 X_2 与 V_i 均非零, 故 $L_g L_f \omega(\mathbf{X}) \neq 0$, 此时系统对 $\omega(\mathbf{X})$ 的关系度 $r = 2$, 恰好等于系统阶数 $n = 2$, 完全满足精确反

馈线性化的理论条件。

至此, 系统通过反馈线性化变换成线性系统的理论条件已经具备。其核心控制机理在于: 通过构造一个恰当的非线性状态反馈控制律, 可以抵消原 Boost 系统的固有非线性, 从而在新的坐标系下呈现出一个完全线性的、可控的输入-输出关系。这一转化过程具体实现为:

对于本文系统, 输出 $y = \omega(\mathbf{X})$ 的动态可由李导数精确描述。其一阶导数为:

$$\dot{y} = L_f \omega(\mathbf{X}) + L_g \omega(\mathbf{X}) d \quad (25)$$

鉴于式(20) $L_g \omega(\mathbf{X}) = 0$, 控制量 d 并未显现于一阶动态中, 需继续求取二阶动态:

$$\ddot{y} = L_f^2 \omega(\mathbf{X}) + L_g L_f \omega(\mathbf{X}) d \quad (26)$$

由于 $L_g L_f \omega(\mathbf{X}) \neq 0$, 控制量 d 明确地出现在输出的二阶导数中。据此, 可设计控制律以精确线性化输入-输出映射。令:

$$v = L_f^2 \omega(\mathbf{X}) + L_g L_f \omega(\mathbf{X}) d \quad (27)$$

其中, v 为新引入的虚拟控制量。将式(27)代入系统, 立即可得简洁的线性二阶积分器关系:

$$\ddot{y} = v \quad (28)$$

这意味着, 原 Boost 变换器的非线性、耦合的动态特性, 被精确地转化为一个关于系统总储能 $\omega(\mathbf{X})$ 的、简单的双积分线性系统。虚拟控制量 v 作为新系统的输入, 直接且线性地控制着总储能的二阶变化率。从式(27)可解出实现此线性化所需的实际占空比控制量 d :

$$d = \frac{v - L_f^2 \omega(\mathbf{X})}{L_g L_f \omega(\mathbf{X})} \quad (29)$$

为完整构建线性系统, 引入如下坐标变换, 定义新的状态变量:

$$\begin{cases} z_1 = \omega(\mathbf{X}) = \frac{1}{2} L X_1^2 + \frac{1}{2} C X_2^2 \\ z_2 = L_f \omega(\mathbf{X}) = V_i X_1 - \frac{1}{R} X_2^2 \end{cases} \quad (30)$$

在此坐标系下, z_1 代表系统的总储能, z_2 代表总储能在内部动态 $f(\mathbf{X})$ 驱动下的一阶变化率。此变换不仅实现了状态的线性化, 其物理意义更在于将控制目标从对电压、电流的独立跟踪, 统一并提升至对系统全局能量的直接管理与调度。

最终, Boost 直流变换器的非线性模型被精确转化为如下线性化数学模型:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = v \end{cases} \quad (31)$$

其中, z_1 、 z_2 为新线性系统的状态变量; v 为新系统的虚拟输入变量。

式(31)所呈现的 Brunovsky 标准型, 清晰地表明线性化后的系统表现为一个串联的双积分器结构, 这为后续应用成熟的线性控制系统理论设计控制器 v , 进而实现对系统总能量 z_1 的精确、快速且稳定的控制, 奠定了直接的数

学基础。

4 反演滑模控制器

4.1 反演滑模控制器设计

相较于动态滑模和非奇异终端滑模在末完全解耦系统中因耦合项导致的抗扰滞后问题,本文所提策略首先通过反馈线性化实现系统的精确解耦,将原非线性系统转化为线性 Brunovsky 标准型,从而在控制结构上消除耦合带来的动态滞后,为后续滑模控制奠定基础。此外,与自抗扰控制依赖扩张状态观测器进行扰动估计与补偿的方式不同,本文采用带自适应趋近律的反演滑模结构,无需设计复杂的观测器,有效规避了因扩张状态观测器动态响应与高频开关动作不匹配所引起的计算延迟与相位滞后,更契合 Boost 变换器在高频 PWM 调制下的实时控制需求。反演滑模策略的 PEMFC-Boost 系统的结构如图 3 所示。

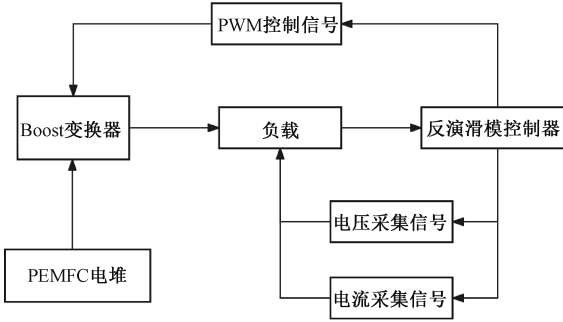


图 3 应用反演滑模策略的 PEMFC-Boost 系统结构

Fig. 3 Structure of PEMFC-Boost system applying inversion sliding mode strategy

基于反演滑模控制理论,针对式(31)所描述的线性系统,本文设计了反演滑模控制器,同时通过设计自适应控制律以估计系统的不确定扰动,从而提升 PEMFC-Boost 系统的动态控制性能。

依据式(30),首先定义跟踪误差:

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - z_{\text{ref}} \\ \dot{e}_1 = \dot{z}_1 - \dot{z}_{\text{ref}} \end{cases} \quad (32)$$

其中, z_{ref} 为 z_1 的参考值。线性系统式(32)的状态空间平衡点为 $[e_1 \ \dot{e}_1] = [0 \ 0]$, 因此, Boost 直流变换器系统的控制目标转换为通过设计控制律,使其在平衡点渐近稳定,并具有良好的动态性能,即将系统输出电压跟踪问题转换为系统误差的收敛性问题。

采用反演法结合滑模控制的分层设计策略,通过逐步构造 Lyapunov 函数保证系统渐近稳定。

1) 反演第 1 步

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (33)$$

对 V_1 关于时间求导:

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 (\dot{z}_1 - \dot{z}_{\text{ref}}) = e_1 (z_2 - \dot{z}_{\text{ref}}) \quad (34)$$

为抑制误差 e_1 的增长,引入虚拟控制量 α_1 , 令 $e_2 = z_2 - \alpha_1$, 则:

$$z_2 = e_2 + \alpha_1 \quad (35)$$

将式(35)代入式(34)中:

$$\dot{V}_1 = e_1 (e_2 + \alpha_1 - \dot{z}_{\text{ref}}) \quad (36)$$

为使 $\dot{V}_1 \leq 0$, 需要定义 $\alpha_1 = -k_1 e_1 + \dot{z}_{\text{ref}}$, 其中, k_1 为反演控制增益。将定义 α_1 代入式(36), 得:

$$\dot{V}_1 = e_1 e_2 - k_1 e_1^2 \quad (37)$$

且根据定义 α_1 , 代入式(35)可得 z_2 :

$$z_2 = e_2 - k_1 e_1 + \dot{z}_{\text{ref}} \quad (38)$$

对式(38)中 z_2 关于时间求导:

$$\dot{z}_2 = \dot{e}_2 - k_1 \dot{e}_1 + \ddot{z}_{\text{ref}} \quad (39)$$

结合式(31)、(39), 推导得:

$$\dot{e}_2 = v + k_1 \dot{e}_1 - \ddot{z}_{\text{ref}} \quad (40)$$

2) 反演第 2 步

根据滑模控制理论, 选择滑模面:

$$s = c e_1 + e_2 \quad (41)$$

选择滑模趋近律:

$$\dot{s} = -\eta \text{sgn}(s) - k_2 s \quad (42)$$

式中: $k_2 > 0$; $\eta \geq K$ (需覆盖不确定性扰动上界 K); $\text{sgn}(s)$ 为饱和函数, 目的是抑制滑模控制中的抖振现象^[11]。

定义 Lyapunov 函数:

$$V_2 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} s^2 \quad (43)$$

对 V_2 关于时间求导, 结合式(34)、(40)、(41), 推导得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= e_1 \dot{e}_1 + s (c \dot{e}_1 + \dot{e}_2) = e_1 e_2 - k_1 e_1^2 + \\ &+ s (c \dot{e}_1 + v + k_1 \dot{e}_1 - \ddot{z}_{\text{ref}}) \end{aligned} \quad (44)$$

根据滑模控制理论, 为了保证系统稳定, 需要使 Lyapunov 函数的导数 $\dot{V}_2 \leq 0$ 以保证系统稳定, 因此设计虚拟控制输入 v 使得滑模面 s 的动力学满足趋近律, 同时, 为消除 $e_1 e_2$ 项, 结合式(41)、(42)解出 v 的表达式:

$$v = \ddot{z}_{\text{ref}} - (c + k_1) \dot{e}_1 - e_2 - \eta \text{sgn}(s) - k_2 s \quad (45)$$

通过仿真与文献分析表明, 采用如式(42)所示的趋近律设计控制器虽能保证系统稳定性与收敛性, 但会触发持久性周期性抖振, 不利于执行器的稳定输出。这种抖振主要源于指数部分增益参数 η 引起, 经由将 η 设为自适应可变参数, 能有效去除滑模控制的抖振问题^[12]。

于是令 $\eta = k_3 \|s\|$, $\|s\|$ 为设计滑模面的模值, 且 s 与 $\|s\|$ 某量成正比; 当控制系统趋近于滑模面 η 时, s 渐近趋近于零, 进而实现无抖振滑模控制。

将虚拟控制输入 v 逆变换为 Boost 直流变换器的占空比 d 。根据精确反馈线性化的坐标变换关系, 占空比 d 满足式(29), 代入得:

$$d = \frac{-L_f^2 \omega(\mathbf{X}) + \ddot{z}_{\text{ref}} - (c + k_1) \dot{e}_1 - e_2 - k_3 \|s\| \text{sgn}(s) - k_2 s}{L_g L_f \omega(\mathbf{X})} \quad (46)$$

其中, $L_f \omega(\mathbf{X})$ 、 $L_g L_f \omega(\mathbf{X})$ 分别为沿向量场 $f(\mathbf{X})$ 的二阶李导数、沿向量场 $f(\mathbf{X})$ 与 $g(\mathbf{X})$ 的混合李导数。

通过式(46), 可将虚拟控制输入 v 转换为占空比 d , 最终实现对 PEMFC 的 Boost 直流变换器的 PWM 控制。

4.2 系统稳定性证明

在实际 Boost 直流变换器系统中, 参数通常呈现缓慢变化特性; 滤波电感和电容因老化可能导致其值发生微小偏差, 负载亦随时间动态变化。因此, 基于式(31)建立的模型存在不确定性。鉴于上述因素, 为确保反演滑模控制器在有限控制输入和外部未知扰动作用下的稳定性, 于式(31)的反馈线性化模型中引入有界未知干扰, 如式(47)所示:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = v + \mathbf{F}(t) \end{cases} \quad (47)$$

其中, $\mathbf{F}(t) = [f_1 \ f_2 \ f_3 \ f_4]$ 为有限的未知环境干扰。

为验证系统的稳定性, 将式(44)代入式(46)并进行整理, 可得:

$$\dot{V}_2 = (1-c)e_1 e_2 - k_1 e_1^2 - e_2^2 - k_3 |s| - k_2 s^2 + s\mathbf{F}(t) \quad (48)$$

为了确保 $\dot{V}_2 \leq 0$, 需要处理 $(1-c)e_1 e_2$ 项。有几种方法:

选择 $c = 1$, 如此 $(1-c)e_1 e_2 = 0$, 得到:

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - e_2^2 - k_3 |s| - k_2 s^2 + s\mathbf{F}(t) \leq 0 \quad (49)$$

如果 $c \neq 1$, 可以使用 Young's 不等式:

$$(1-c)e_1 e_2 \leq \frac{(1-c)^2}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (50)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq -k_1 e_1^2 - e_2^2 + \frac{(1-c)^2}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 - k_3 |s| - \\ &k_2 s^2 = - \left[k_1 - \frac{(1-c)^2}{2} \right] e_1^2 - \frac{1}{2} e_2^2 - k_3 |s| - k_2 s^2 \end{aligned} \quad (51)$$

通过选择足够大的 k_1 , 使 $k_1 > \frac{(1-c)^2}{2}$, 确保 $\dot{V}_2 \leq 0$ 。

根据 Lyapunov 稳定性定理, 由式(37)和(44)可知, 当 $e_1 \neq 0, e_2 \neq 0$, Lyapunov 函数的导数 $\dot{V}_1$ 和 $\dot{V}_2$ 为负定时, 表明 Lyapunov 函数 V_1 和 V_2 收敛的, 这能够保证系统状态在有限时间内抵达滑模面 $s = 0$ 。线性滑模面 s 将实现并维持在二阶滑模状态, 即系统在 $[e_1 \ e_2] = [0 \ 0]$ 平衡点处是渐近稳定的。

5 仿真与分析

为验证反演滑模控制在质子交换膜燃料电池升压型变换器系统中的可行性与有效性, 本研究基于 Matlab/Simulink 平台构建仿真系统以验证 BSMC 对 PEMFC 输出电压的控制效能。通过仿真分析与实验验证进行系统评估, 并与 PI 控制策略进行对比研究。基于氢燃料电池输出电压的数学解析, 在 Simulink 平台构建了输出电压、输出功率及电池效率的数学模型。实验设计旨在实现以下目

标: 1) 验证 BSMC 对 PEMFC 输出电压参考轨迹的精确跟踪能力, 实现快速无静差跟踪; 2) 验证算法在负载突变及燃料电池系统或电路参数扰动条件下的鲁棒稳定性; 3) 定量分析滑模控制的抖振抑制能力, 综合评估控制策略的工程应用价值。静态仿真聚焦 PEMFC 稳态工况下的性能基准与控制器稳态精度, 动态仿真则结合本文的等效电路模型, 通过多维度性能指标对比 BSMC 与传统 PI 控制的瞬态响应特性。

5.1 仿真平台与核心参数配置

1) 仿真平台搭建

仿真系统依据氢燃料电池的数学模型构建, 其核心模块与前文公式一一对应, 确保理论与仿真的一致性:

(1) PEMFC 电堆模块: 基于式(1)搭建, 集成能斯特电动势计算式(2)、活化极化式(3)、欧姆极化式(4)、浓差极化式(5)等子模块, 各电池单体功率总和即为总输出功率式(6)。

(2) Boost 变换器模块: 依据式(7)~(12)的状态空间平均模型设计, 包含电感电流 I_L 、电容电压 U_C 的动态计算, 开关管控制信号为 BSMC 或 PI 输出的占空比 d 。

(3) PEMFC 动态等效电路: 动态仿真通过等效电路引入电容 C (削减电压波动) 和时间常数 τ 的设计, 构建“能斯特电压源+极化电阻+动态电容”的等效电路, 用于模拟瞬态极化波动。

(4) 控制与监测模块: 实现 BSMC 控制器式(37)~(42)与传统 PI 控制器, 模拟负载突变、参数扰动等动态扰动, 监测电压、电流、效率的响应曲线。

2) 仿真参数说明

为准确反映系统动态特性并保证仿真结果的可靠性, 本文设定如下仿真参数: 数据取样频率为 1 MHz, 与 Boost 变换器实际开关频率相匹配, 确保能够完整捕捉电感电流纹波与开关动态; 仿真步长设为 1×10^{-6} s, 约为典型开关周期的 1/20, 在保证数值精度的同时兼顾计算效率。在后续稳态与动态性能分析中, 除原有静态误差率、上升时间等指标外, 进一步引入均方根误差 (root mean square error, RMSE) 与平均绝对误差 (mean absolute error, MAE) 作为补充评价依据, 以更全面评估控制精度。

3) 核心参数取值

所有参数均源自本文理论推导或典型工况假设, 确保仿真结果的本文关联性, 具体配置如表 1 所示。

其中, 控制器参数依据系统稳定性、动态性能与抗扰需求综合确定。反演增益 $k_1 = 3\ 600$, 根据 Boost 系统期望响应速度设定, 其取值需满足李雅普诺夫稳定性条件, 初选范围为 2 000~5 000, 经仿真微调以实现阶跃响应无超调; 滑模趋近系数 $k_2 = 8\ 000$, 依据系统最大扰动幅值(输入电压 $\pm 20\%$ 、负载 $0\% \sim 100\%$ 突变)的 1.5 倍选取, 确保覆盖极端扰动工况; 自适应抖振系数 $k_3 = 2$, 初选范围为 1~5, 通过仿真观察抖振幅度, 最终调整为满足输出电压纹波小于 1% 的取值。

表 1 核心参数取值

Table 1 Values of core parameters

参数名称	符号	数值
热力学温度	T	350 K
氢气有效分压	P_{H_2}	121.59 kPa
氧气有效分压	P_{O_2}	121.59 kPa
交换电流密度	i_0	1×10^{-5} A/cm
欧姆电阻	R_{ohm}	0.015 Ω
极限电流密度	i_{max}	2.2 A/cm ²
电堆单体数	n	700 节
储能电感	L	1 mH
滤波电容	C	100 μ F
基准负载电阻	R	10 Ω
动态补偿电容	C_d	100 F
时间常数	τ	1.5×10^{-6} s
反演增益	k_1	3 600
滑模趋近系数	k_2	8 000
自适应抖振系数	k_3	2
滑模面系数	c	1
电压外环比例系数	K_{vp}	0.225
电压外环积分系数	K_{vi}	165
电流内环比例系数	K_{ip}	0.035
电流内环积分系数	K_{ii}	225

5.2 静态仿真分析

静态仿真针对 PEMFC 稳态工况,核心验证控制器稳态精度,为动态仿真提供性能基准。

1)静态仿真场景设计

依静态仿真验证长期稳态性能的思路,设置两类稳态工况:

(1)电压-电流密度稳态特性:控制温度、氢气分压、氧气分压恒定,电流密度从 0.2 A/cm² 渐增至 2.0 A/cm²,记录单体电压,验证式(1)极化损失分配规律。

(2)稳态电压控制精度:参考电压为 800 V,对比 BSMC 与 PI 的静态电压误差,验证控制器稳态性能。

2)静态仿真结果与分析

(1)电压-电流密度特性

如图 4 所示,在低电流密度条件下($i < 0.5$ A/cm²),活化极化 V_{act} 占主导地位(约 0.15 V),说明 V_{act} 随电流密度的数值增大而增强;在中电流密度区间(0.5 A/cm² $< i < 1.8$ A/cm²),欧姆极化 V_{ohm} 呈线性增长趋势(当 $i = 1.0$ A/cm² 时达 0.05 V);当电流密度升高至 $i > 1.8$ A/cm² 时,浓差极化 V_{con} 逐渐显著($i = 2.0$ A/cm² 时达 0.03 V),说明浓差极化随电流密度趋近 i_{max} 而加剧。

(2)稳态控制精度对比

仿真结果如图 5 所示,在额定工况下,BSMC 的静态电

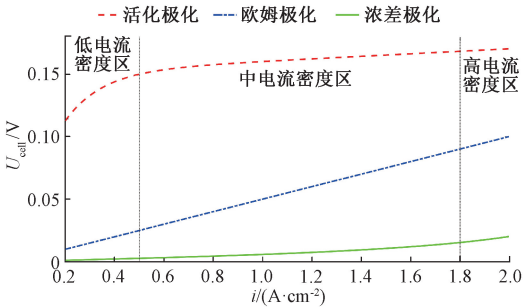


图 4 单体输出电压及各极化损失随电流密度变化曲线
Fig. 4 Curve of single-cell output voltage and each polarization loss varying with current density

压误差为 ± 0.794 V (误差率 0.099%),PI 控制误差为 ± 1.357 V(误差率 0.170%)。

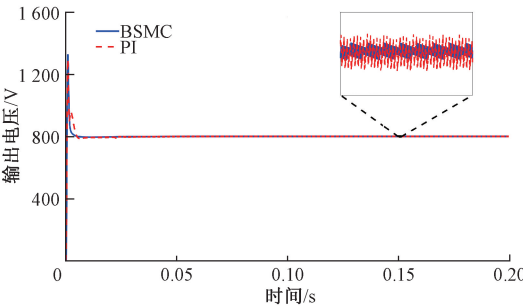


图 5 BSMC 与 PI 的静态误差对比
Fig. 5 Comparison of static errors between BSMC and PI

(3)误差统计指标

在静态仿真中,为评估控制器的稳态精度,对 BSMC 与 PI 策略的静态电压误差进行了量化分析。BSMC 的稳态电压误差率为 0.099%,对应绝对误差为 ± 0.794 V,计算得其 RMSE 与 MAE 均为 0.794 V。相比之下,PI 控制的稳态误差率为 0.170%,对应绝对误差为 ± 1.357 V,其 RMSE 与 MAE 相应为 1.357 V。BSMC 在静态工况下更低的误差指标,印证了其通过自适应趋近律有效补偿极化损失、从而获得更高稳态控制精度的特性。

5.3 动态仿真分析

动态仿真研究聚焦于 PEMFC 在瞬态工况下的运行特性,采用动态等效电路模型作为理论基础,通过建立动态响应速度、稳态精度、抗扰恢复能力三大关键性能评价体系,对基于 BSMC 和传统 PI 两种策略进行系统性的量化对比分析,PEMFC 双闭环 PI 控制设计框图如图 6 所示。

其中,动态响应速度指标用于评估控制系统对负载突变等瞬态工况的快速跟踪能力,稳态精度指标反映系统在稳定工作状态下的电压输出准确性,抗扰恢复能力则表征系统在受到外部扰动后重新恢复稳定运行状态的性能表现。本文通过这 3 个维度的综合对比,客观地评价两种控制策略在 PEMFC 动态运行过程中的性能差异。

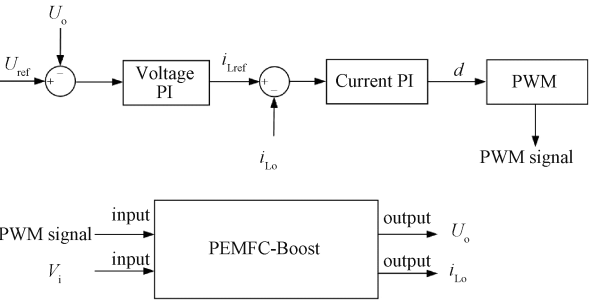


图 6 PEMFC 双闭环 PI 控制设计框

Fig. 6 Block of PEMFC dual-closed-loop PI control design

1) 动态等效电路模型

基于动态仿真方法,通过等效电路设计引入了电容 C 和时间常数 τ ,以精确模拟质子交换膜燃料电池的动态响应特性。具体构建的 PEMFC 动态等效电路如图 7 所示。

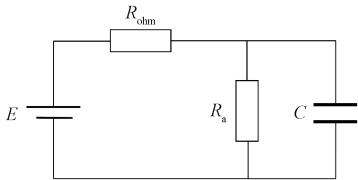


图 7 PEMFC 动态等效电路

Fig. 7 Dynamic equivalent circuit of PEMFC

其中, E 代表能斯特电压源,作为提供电化学反应系统的基础电压; R_a 代表活化极化和浓差极化等效电阻之和; R_{ohm} 代表欧姆电阻,为固定值; C 为动态补偿电容,通过吸收或释放电荷削减电压突变,有效抑制振荡;时间常数 τ 由电阻电容参数 R_{ohm} 和 C_d 决定,具体表现为 $\tau = R_{ohm}C_d$,反映电化学反应动态滞后特性。

2) 动态仿真场景设计

依照动态仿真模拟电流密度突变的思路,本文扩展了 3 类典型动态扰动场景,以全面覆盖 PEMFC 在实际运行中常见的瞬态工况,具体细节和参数如表 2 所示。

表 2 3 类典型动态扰动场景

Table 2 Three typical dynamic disturbance scenarios

场景	说明	扰动类型	经典工况
1	电堆温度阶跃扰动	$t = 0.1 \text{ s}$ 时, PEMFC 电堆运行温度从 350 K 骤增至 370 K	散热风扇故障, 电池堆体升温
2	负载电阻阶跃突变	$t = 0.1 \text{ s}$ 时, 负载电阻 R 从 $10 \text{ } \Omega$ 骤降至 $8 \text{ } \Omega$	燃料电池汽车急加速, 电机功率需求增大
3	期望电压阶跃突变	$t = 0.1 \text{ s}$ 时, V_{ref} 从 800 V 骤增至 900 V	冷启动低压阶跃至正常运行电压

电堆温度阶跃(场景 1)下 BSMC 和 PI 控制策略对比

如图 8 所示;负载电阻阶跃突变(场景 2)下 BSMC 和 PI 控制策略对比如图 9 所示;期望电压阶跃突变(场景 3)下 BSMC 和 PI 控制策略对比如图 10 所示。

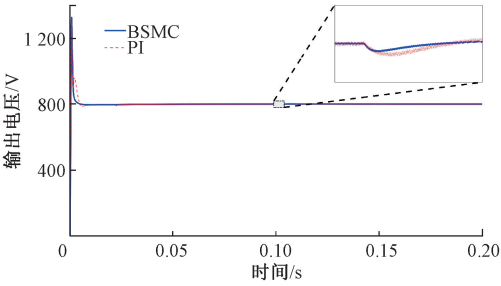


图 8 场景 1 下输出电压分别在 BSMC 和 PI 控制策略的对比

Fig. 8 Comparison of the output voltage under the scenario 1 between the BSMC and PI control strategies

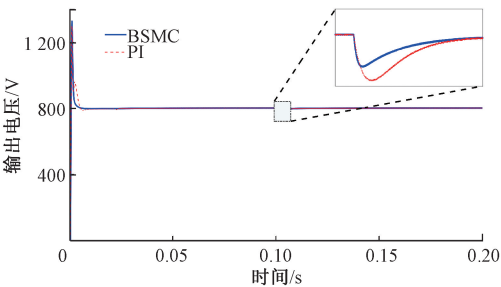


图 9 场景 2 下输出电压分别在 BSMC 和 PI 控制策略的对比

Fig. 9 Comparison of the output voltage under the scenario 2 between the BSMC and PI control strategies

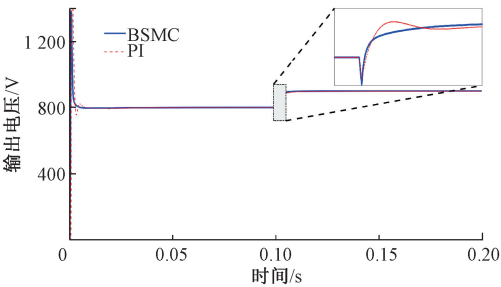


图 10 场景 3 下输出电压分别在 BSMC 和 PI 控制策略的对比

Fig. 10 Comparison of the output voltage under the scenario 3 between the BSMC and PI control strategies

(1) 动态响应速度: 快速适配瞬态变化

动态响应速度通过“上升时间 t_r (初始电压的 10.0% 上升至期望值的 90.0%的时间)”衡量,结果如表 3 所示。

表 3 动态响应速度

Table 3 Dynamic response speed ms

控制策略	场景 1 t_r	场景 2 t_r	场景 3 t_r
BSMC	0.55	0.51	0.61
PI	0.74	0.72	0.97

BSMC 的上升时间比 PI 缩短 20.1%~34.1%。核心原因是 BSMC 通过反演分层设计式(31)~(32)直接将误差转化为控制量,结合滑模趋近律式(38)的指数趋近特性,可快速跟踪电流/负载突变;而 PI 控制依赖积分环节积累误差,易因积分滞后导致响应缓慢,此情况与本文关于传统 PI 难以应对复杂扰动的问题阐述相符。

(2)稳态精度:抑制参数摄动误差

稳态精度通过静态误差 ΔV 衡量,重点验证参数摄动后的稳态维持能力,结果如图 11 所示。

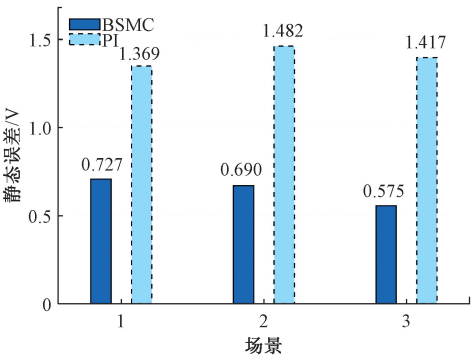


图 11 不同场景下的静态误差 ΔV

Fig. 11 Static error ΔV under different scenarios

BSMC 的稳态误差率始终低于 0.091%,显著低于 PI 的 0.185%。BSMC 借助自适应抖振系数 k_3 对控制增益进行实时调整,能够补偿等效电路中 R_{ohm} 摄动所产生的误差;与之相比,PI 依赖固定增益,难以适配 PEMFC 的非线性极化特性,进而造成误差累积,这与本文中 BSMC 提升鲁棒性的设计目标相契合。

(3)抗扰恢复能力:抑制扰动冲击

如表 4 所示,抗扰恢复能力通过电压跌落幅度 ΔV (扰动瞬间最大降幅)与恢复时间 t_{rec} (电压恢复至 95.0%期望值的时间)衡量。BSMC 的电压跌落幅度仅为 PI 的 57.1%~78.8%,恢复时间仅为 PI 的 43.8%~78.9%。核心原因是 BSMC 与等效电路 C_d 形成协同(C_d 初步削减电压骤降),BSMC 通过滑模控制快速调整占空比 d ,驱动 Boost 电路电感 L 释放能量,加速电压恢复;而 PI 因响应滞后,无法及时抵消等效电路中 R_{con} 骤降(负载骤降时)的电流冲击,导致电压大幅跌落,说明 BSMC 动态稳定性优于传统 PI 控制。

表 4 抗扰恢复能力

Table 4 Anti-interference recovery ability

控制策略	场景 1		场景 2		场景 3	
	ΔV /	t_{rec} /	ΔV /	t_{rec} /	ΔV /	t_{rec} /
	V	ms	V	ms	V	ms
BSMC	4	0.89	49	1.10	63	1.05
PI	7	1.87	73	2.51	80	1.33

(4)误差统计指标

在动态仿真中,针对多种扰动场景(包括电堆温度阶跃、负载电阻突变及期望电压阶跃),对控制器的动态控制精度进行了评估。BSMC 在动态过程中的稳态误差率始终低于 0.071%,据此计算的 RMSE 与 MAE 均为 0.568 V。而 PI 控制在动态仿真中的稳态误差率为 0.169%,其 RMSE 与 MAE 相应为 1.352 V。BSMC 在动态工况下显著更低的误差指标,定量地验证了其反馈线性化解耦与自适应滑模控制在应对系统参数摄动与外部扰动方面的优越性,确保了系统在瞬态过程中仍能维持高精度的电压输出。

5.4 仿真结论

通过综合全文的仿真分析与理论推导,得出以下结论:

1)静态特性吻合性:PEMFC 静态模型的电压-电流特性及效率衰减规律与本文式(1)~(6)的理论推导结果一致;BSMC 的稳态控制误差 $\leq 0.625\%$,有效满足了 PEMFC 系统对静态精度的严格技术指标。

2)动态响应优越性:在电流密度突变工况下,相较于 PI 控制,BSMC 的上升时间缩短 20.1%~34.1%,消除了传统 PI 控制的动态滞后问题,验证了本文所提控制策略在瞬态响应方面的显著优势。

3)稳态鲁棒性提升:基于自适应增益调节机制,BSMC 对系统参数摄动的抑制能力显著增强,其稳态误差明显低于 PI 控制,实现了本文所设计的鲁棒性控制目标。

4)抗扰性能验证:在负载扰动工况下,BSMC 的电压跌落幅度较 PI 控制降低 21.2%~42.9%,恢复时间缩短 21.1%~56.2%,并与等效电路形成协同抑制振荡效应,验证了 BSMC 动态稳定性更优的核心论点。

6 结 论

本研究围绕 PEMFC 输出电压控制难题展开,核心贡献在于构建了融合 PEMFC 活化、欧姆、浓差 3 种极化损失与 Boost 变换器动态特性的协同模型,突破传统建模局限,为控制策略设计提供精准理论支撑;同时创新性地将反馈线性化方法与反演滑模控制结合,并引入自适应趋近律,有效解决 PEMFC-Boost 系统非线性问题,抑制传统滑模控制抖振,实现控制精度与鲁棒性的协同优化。但研究仍存在不足,如依赖 Matlab/Simulink 仿真验证,缺乏硬件在环实验与实际电堆测试,未涉及温度-湿度-负载多扰动耦合场景,且控制器参数整定依赖经验试凑,未能实现自适应寻优。

本研究证实了所提反演滑模控制策略在平衡 PEMFC 输出电压控制精度、动态响应速度与抗扰能力上的有效性,为 PEMFC 与电力变换系统协同稳定运行提供可行技术路径,对 PEMFC 在车载电源、便携式储能等场景的实用化推广具有支撑作用,其技术框架也为光伏阵列等其他非线性发电系统的控制设计提供参考。后续研究可聚焦硬件实验验证、多扰动耦合场景下的控制优化及智能算法辅助的参

数自适应整定,进一步推动 PEMFC 控制系统向工程化、智能化方向发展,为 PEMFC 全工况高效稳定运行奠定基础。

参考文献

- [1] 张可健,曲大为,兰洪星,等. 基于 MATLAB/Simulink 的氢燃料电池系统建模与仿真[J]. 科学技术与工程,2021,21(13): 5380-5386.
ZHANG K J, QU D W, LAN H X, et al. Modeling and simulation of hydrogen fuel cell system based on MATLAB/Simulink [J]. Science Technology and Engineering, 2021,21(13): 5380-5386.
- [2] 王小龙,李梦达,李万里,等. 基于 PEMFC 系统的模型优化与仿真[J]. 太阳能学报,2025,46(8): 263-268.
WANG X L, LI M D, LI W L, et al. Model optimization and simulation based on PEMFC system [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2025,46(8): 263-268.
- [3] 刘春蕾,张盈盈. 氢燃料电池发电系统的双闭环比值控制研究[J]. 仪表技术,2025(4): 78-81.
LIU C L, ZHANG Y Y. Double closed-loop ratio control of hydrogen fuel cell power generation system[J]. Instrument Technology, 2025(4): 78-81.
- [4] 余金伟,陆亚红,姚剑琪,等. 基于终端滑模控制的燃料电池进气管理[J]. 电池,2023,53(4): 383-387.
YU J W, LU Y H, YAO J Q, et al. Fuel cell intake management based on terminal sliding mode control[J]. Battery, 2023,53(4): 383-387.
- [5] 李奇,冯嘉,尹良震,等. 基于多阶滑模观测器的 PEMFC 发电系统输出净功率优化控制方法[J]. 电网技术,2022,46(3): 1005-1015.
LI Q, FENG J, YIN L Z, et al. Net output power optimization control method of PEMFC power generation system based on multi-order sliding mode observer[J]. Power System Technology, 2022,46(3): 1005-1015.
- [6] 王季康,李华,彭宇飞,等. PEMFC 建模及性能分析控制[J]. 电子测量技术,2022,45(8): 27-34.
WANG J K, LI H, PENG Y F, et al. PEMFC modeling and performance analysis control [J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(8): 27-34.
- [7] YAKUBU A U, LIU Q S, KAI M, et al. Modeling, optimization, and thermal management strategies of hydrogen fuel cell systems[J]. Results in Engineering, 2025, 27: 105924.
- [8] 吴文进,吴晶,郭海婷,等. 基于变论域模糊 PID 算法的锂电池组级联式均衡控制[J]. 电子测量与仪器学报,2024,38(8): 137-144.
WU W J, WU J, GUO H T, et al. Cascade equalization control of lithium battery pack based on variable universe fuzzy PID algorithm[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(8): 137-144.
- [9] 黄伟,马家庆,陈昌盛,等. 基于差分进化算法的 PMSM 模糊反步控制[J]. 电子测量技术,2025, 48(4): 1-7.
HUANG W, MA J Q, CHEN C S, et al. Fuzzy backstepping control of PMSM based on differential evolution algorithm [J]. Electronic Measurement Technology, 2025, 48(4): 1-7.
- [10] 王宝华,蒋力. 基于精确反馈线性化的直流微电网双向直流变换器反步滑模控制[J]. 电力系统保护与控制,2018,46(2): 43-49.
WANG B H, JIANG L. Backstepping sliding mode control of bidirectional DC converter in DC microgrid based on exact feedback linearization [J]. Power System Protection and Control, 2018,46(2): 43-49.
- [11] 张康,王丽梅. 基于反馈线性化的永磁直线同步电机自适应动态滑模控制[J]. 电工技术学报,2021, 36(19): 4016-4024.
ZHANG K, WANG L M. Adaptive dynamic sliding mode control of permanent magnet linear synchronous motor based on feedback linearization[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021,36(19): 4016-4024.
- [12] 李娟,王佳奇,丁福光. 基于反馈线性化的 AUV 三维轨迹跟踪滑模控制[J]. 哈尔滨工程大学学报,2022, 43(3): 348-355.
LI J, WANG J Q, DING F G. Three-dimensional trajectory tracking sliding mode control of AUV based on feedback linearization [J]. Journal of Harbin Engineering University, 2022,43(3): 348-355.
- [13] 杨旭红,于嘉炜,张苏捷,等. 基于模糊神经网络的 PEMFC 输出电压自抗扰控制策略[J]. 电子测量技术,2025,48(4): 62-70.
YANG X H, YU J W, ZHANG S J, et al. Auto-disturbance rejection control strategy of PEMFC output voltage based on fuzzy neural network[J]. Electronic Measurement Technology, 2025,48(4): 62-70.
- [14] FALEHIL A D. MOSFSA-based CFBHSMC to enhance control accuracy and robustness of proton exchange membrane fuel cell[J]. Cleaner Chemical Engineering, 2025, 11: 100168.
- [15] LI J W, LI Y P, YU T. Distributed imitation-orientated deep reinforcement learning method for optimal PEMFC output voltage control[J]. Frontiers in Energy Research, 2021, 9: 741101.
- [16] LI J W, YU T, YANG B. Adaptive controller of

- PEMFC output voltage based on ambient intelligence large-scale deep reinforcement learning [J]. IEEE Access, 2021, 9: 6063-6075.
- [17] 徐君阳,张红梅,张坤. 基于深度强化学习的变步长 LMS 算法[J]. 仪器仪表学报,2025,46(2): 70-80.
XU J Y, ZHANG H M, ZHANG K. Variable step-size LMS algorithm based on deep reinforcement learning[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2025, 46(2): 70-80.
- [18] 谷岭,张新鹤,华东,等. 基于多智能体强化学习的 PEMFC 发电协调控制[J/OL]. 控制工程,1-8[2025-10-01]. <https://doi.org/10.14107/j.cnki.kzgc.20250446>.
GU L, ZHANG X H, HUA D, et al. Coordinated control of PEMFC power generation based on multi-agent reinforcement learning [J/OL]. Control Engineering, 1-8 [2025-10-01]. <https://doi.org/10.14107/j.cnki.kzgc.20250446>.
- [19] 吕振鹏,毕凤荣,XU W,等. 车辆半主动座椅悬架自适应模糊滑模控制[J]. 振动与冲击,2021,40(2): 265-271.
LYU Z P, BI F R, XU W, et al. Adaptive fuzzy sliding mode control for vehicle semi-active seat suspension[J]. Vibration and Shock, 2021, 40(2): 265-271.
- [20] 李岱泽,熊树生,姜琦,等. 基于 IGA-BP 神经网络的 PEMFC 供氢系统模型预测控制算法[J]. 现代机械, 2024(5): 100-106.
LI D Z, XIONG S S, JIANG Q, et al. Model predictive control algorithm of PEMFC hydrogen supply system based on IGA-BP neural network[J]. Modern Machinery, 2024(5): 100-106.
- [21] 王志红,王向光,颜伏伍. PEMFC 空气系统流量和压力协同控制策略设计[J]. 太阳能学报,2024,45(7): 218-223.
WANG Z H, WANG X G, YAN F W. Design of PEMFC air system flow and pressure coordinated control strategy [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2024,45(7): 218-223.
- [22] 李梓帆,李华兵,黄萌,等. 基于驱动侧电流检测的无传感器 Boost DC-DC 变换器[J]. 电源学报,2025, 23(4): 17-25.
LI Z F, LI H B, HUANG M, et al. Sensorless Boost DC-DC converter based on drive-side current detection [J]. Power Journal, 2025,23(4): 17-25.
- [23] 常天奇,田亮,冯海,等. 基于 DC/DC 变换器的 PEMFC 智能电源系统设计与应用[J]. 青岛科技大学学报(自然科学版),2025,46(3): 128-135.
CHANG T Q, TIAN L, FENG H, et al. Design and application of PEMFC intelligent power supply system based on DC/DC converter [J]. Journal of Qingdao University of Science and Technology(Natural Science Edition), 2025,46(3): 128-135.
- [24] GHOLIZADEH H, GORJI S A, SERA D. A quadratic buck-boost converter with continuous input and output currents [J]. IEEE Access, 2023, 11: 22376-22393.

作者简介

杨旭红,博士,教授,主要研究方向为智能电网控制技术、新能源发电及储能技术等。

E-mail:yangxuhong.sh@163.com

杨航(通信作者),硕士研究生,主要研究方向为新能源并网技术等。

E-mail:violet515525@163.com