

优化模糊 RBF-FOPID 与扩张状态观测器控制的多输出电源设计

王艳秋¹, 刘剑涛¹, 孙路伟²

(1. 中海油田服务股份有限公司 物探事业部, 天津 300459; 2. 深圳清华大学研究院, 广东 深圳 518071)

摘要:为提升海底探测器电源系统的稳定性、响应速度和抗干扰性,文中设计了单端反激式双输出隔离型 DC-DC 变换电路。针对传统 PID 控制存在的问题,文中提出了一种基于自适应差分进化(ADE)优化的模糊径向基函数神经网络反馈 PID(RBF-FOPID)控制策略,自适应地根据电压的输出情况调节 FOPID 参数,增强电源的鲁棒性,并结合带宽法设计的纹波扰动抑制扩张状态观测器来采样直流电压,以减少输出电压纹波。通过实验验证所提方法的输出响应速度、电压稳定性和纹波系数大小,并对比传统 PID 控制与新策略的性能差异。实验结果表明,提出的基于 ADE 优化的模糊 RBF-FOPID 控制策略能够有效提高电源系统的输出稳定性和响应速度,同时减小电压纹波,对海底探测器的工作性能有显著提升,证明了该方法具有良好工程应用价值。

关键词:隔离型 DC-DC 变换电路; ADE 优化; 模糊 RBF-FOPID 控制策略; 扩张状态观测器

中图分类号: TM 64 **文献标志码:** B **文章编号:** 1006-348X(2025)01-0043-06

0 引言

海洋探测器是海洋科学研究和开发的重要工具,为海洋资源的可持续利用提供技术支持^[1-3]。在现代电子技术的推动下,DC-DC 转换器已经成为海洋探测器的核心功率变换部件,它们在保证电源电压的高稳定性、快速响应和强抗干扰性,以及提高能量转换的效率方面,起着举足轻重的作用^[4-5]。

Flyback 变换 DC-DC 电源因其具有易于扩展及电气隔离等优点,在工业上得到了广泛的应用^[6-7]。然而,海洋探测器在水下工作的环境十分恶劣,电源电压的稳定性和纹波系数直接影响探测器电机的运行效率和寿命^[8-9]。如果电压稳定性、纹波系数或强抗干扰性不理想,容易导致探测器电机的性能下降,甚至损坏,从而增加维修的难度和成本^[10-11]。因此,亟须从控制层面来提升电压稳定性、减小纹波及强抗干扰性以解决 Flyback 变换 DC-DC 电源在海洋探测器上应用场景下遇到的问题^[12-13]。

近年来,大量学者致力于研究新的 DC-DC 变换器控制方法,以获得更加良好的电源动态输出特性。文献[14]应用 MPC 保证了电动汽车接收侧 DC-DC 动态无线电力传输的良好动态性能,系统的性能与模型的完整性密切相关,在模型不确定性下,控制性能仍会下降;文献[15]通过联合反馈线性化方法和输出扰动量前馈移相控制,提高双向隔离 DC-DC 变换器二次纹波电压抑制能力,但是该方法没有考虑到负载突变时输出电压的稳定性。文献[16]提出了一种使用超局部模型的鲁棒无模型预测控制策略,通过梯度微分代数解来估计集总扰动,然而,在面对参考信号的变化时,这种控制策略展现出了较慢的动态响应特性;文献[17]在新型逆变器的研究加入了 BP 网络算法,通过对网络的训练和学习,达到将误差降低到最低的目的;然而,BP 神经网络也存在缺陷,BP 算法在寻找最优连接权重和阈值时容易陷入局部最小点,无法得到全局最优解,影响了 BP 算法预测结果的准确性;文献[18]为确保输出电压在负载、输入电压和参数变化下的稳定性,提出一种基于模糊逻辑控制器控制相移 PWM(PS-PWM)软开关 DC-DC 转换器,但它的高计

收稿日期:2024-10-16

基金项目:深水自钻式旁压仪加载与量测控制技术研究(G2117B-0712G067)。

作者简介:王艳秋(1983),男,大学本科,高级工程师,研究方向为海洋岩土工程勘察和设计方面研究。

算量对更高计算能力的微控制器提出了更严格的要求。

为解决上述问题,文中提出一种针对DC-DC降压Flyback变换器的控制策略,结合神经网络和改进的PID控制器,根据电压的输出情况自适应地调节FO-PID参数,使电源具有良好的鲁棒性,确保DC-DC降压变换器输出电压处于最优状态。针对单端反激式隔离型DC-DC变换电路输出电压纹波波长大的问题,提出基于带宽法设计纹波扰动抑制扩张状态观测器对直流电压观测采样,融入扩张状态观测器的方法有效抑制纹波,从而提高海底探测器的工作性能,为DC-DC降压Flyback变换器的控制策略提供一定参考。

1 系统拓扑结构及工作原理

文中设计的是单端反激式双输出隔离型DC-DC变换电路,输入端为220 V直流电压,输出端为24 V和12 V的直流电压,分别为探测器电机和控制电路进行供电,其拓扑结构如图1所示。其中 V_{m2} 为直流输入电压; T_1 和 T_2 为理想的脉冲变压器; n_1 、 n_3 和 n_2 、 n_4 分别为初级和刺激绕组匝数;“*”表示同名端。 T_1 和 T_2 变压器初级有 R_{s1} 、 C_{s1} 、 D_{s1} 和 R_{s2} 、 C_{s2} 、 D_{s2} 组成的RCD漏感尖峰吸收电路; S_1 和 S_2 为开关功率MOS管; D_1 和 D_2 为变压器次级电路的整流二极管; C_2 和 C_6 为变压器次级电路的滤波电容。

反激变换电路及其波形图如图2所示,其中S为全控型器件(本设计采用IGBT),当S导通,电流流经 N_1 、 W_1 和S,由于 W_2 的电位高于 N_2 ,所以右侧VD处于关断状态,此时为反激变压器充电阶段;当S关断,左侧电路关断,电流为0,右侧 N_2 的电位高于 W_2 ,VD导通释放电能。输出电压与输入电压比可以表示为:

$$\frac{U_0}{U_i} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{t_{on}}{t_{off}} \quad (1)$$

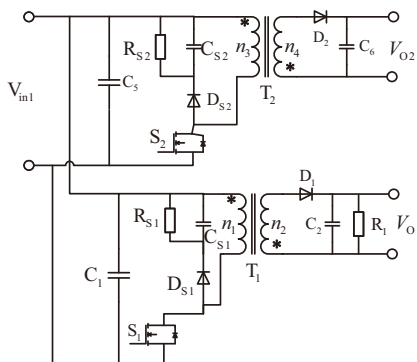


图1 单端反激式双输出隔离型DC-DC变换电路拓扑结构

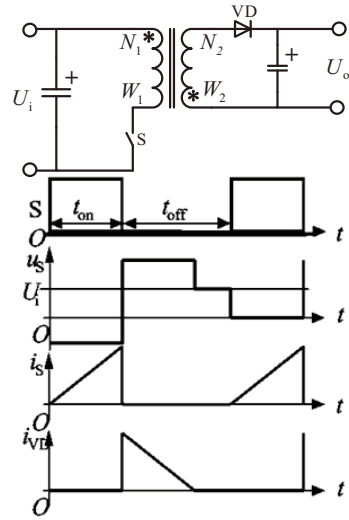


图2 反激变换电路及其波形图

2 基于改进模糊RBF-FO-PID与扩张状态观测控制器的设计

2.1 FO-PID控制器

FO-PID控制器是一种分数阶PID控制器^[19],它在传统PID控制器^[20]的基础上引入了分数阶微积分理论,通过调整分数阶次来改善系统的性能。与传统PID控制器相比,FO-PID控制器具有更好的鲁棒性和适应性,能够更好地适应非线性、时变和不确定性等复杂情况。根据给定值与被控对象输出值构成控制偏差,通过对系统当前状态的监测和反馈,实现对系统行为的控制,可由下式表示:

$$e(k)=r(k)-y(k) \quad (2)$$

式中: k 为采样序号; $r(k)$ 为系统期望值; $y(k)$ 为系统实际值; $e(k)$ 为系统偏差。而FO-PID控制器的基本形式可以表示为:

$$u(k)=K_p e(k)+K_i D^{-\lambda} e(k)+K_d D^{\mu} e(k) \quad (3)$$

式中: $u(k)$ 为第 k 次采样时刻控制器的输出信号; K_p 、 K_i 和 K_d 分别为比例、积分和微分增益; $D^{-\lambda}$ 和 D^{μ} 分别表示分数阶积分和分数阶微分操作, λ 和 μ 是它们的阶数。

2.2 模糊RBF神经网络的PID控制

通常情况下,FO-PID控制器直接控制被控对象的闭环,并在线调整三个参数,因这些参数在一定范围内相互关联或偏移,难以控制,无法根据被控对象等因素,自适应调整控制参数。为了解决这一问题,文中通过模糊逻辑和径向基函数(radial basis function, RBF)自学

习能力,调整系统 K_p 、 K_i 和 K_D 三个参数,以确定最佳FO-PID配置参数。DC-DC开关电源模糊RBF-FOPID控制系统如图3所示。

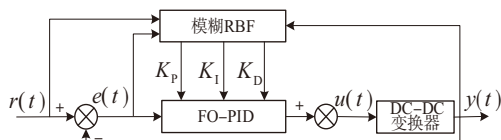


图3 DC-DC开关电源模糊RBF-FOPID控制系统

2.3 模糊REF神经网络

模糊RBF神经网络^[21]是一种融合了模糊逻辑^[22]和径向基函数(radial basis function, RBF)神经网络^[23]的智能控制方法,用于提高系统的自适应性和鲁棒性。它能够处理数据中的不确定性和模糊性,同时保持RBF网络的优秀函数逼近能力。因此,模糊RBF可以根据系统性能的实时变化自动调整PID控制器的参数,同时依托系统具备的较好的抗干扰能力,适应不同的操作条件。模糊REF神经网络结构通常包括输入层、模糊化层、模糊推理层和输出层。模糊RBF神经网络结构如图4所示。文中设计的模糊RBF神经网络输入层由目标电压、实际电压、电压误差3个神经元组成。输出层由比例、积分、微分系数组成。

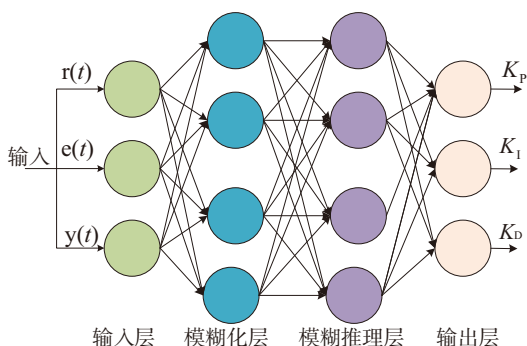


图4 模糊RBF神经网络结构

输入层:该层的各个节点直接与输入量的各个分量连接,将输入量传到下一层。对该层的每个节点 i 的输入输出表示为:

$$f_1(i)=x \quad (4)$$

模糊化层:采用高斯型函数作为隶属函数, c_{ij} 和 b_j 分别是第 i 个输入变量第 j 个模糊集合的隶属函数的均值和标准差。即

$$f_2(i,j) = \exp(-net_i^2) \quad (5)$$

$$net_i^2 = -\frac{(f_1(i) - c_{ij})^2}{(b_j)^2} \quad (6)$$

模糊推理层:实现规则的前提推理,该层的每个节点相当于一条规则。该层通过与模糊化层的连接来完成模糊规则的匹配,各个节点之间实现模糊运算,即通过各个模糊节点的组合,得到相应的点火强度。每个节点方的输出为该节点所有输入信号的乘积,即

$$f_2(j) = \prod_i^n f_2(i,j) \quad (7)$$

$$N = \prod_{i=1}^n N_i \quad (8)$$

式中: N_i 为输入层中第 i 个输入隶属函数的个数,即模糊化层节点数。

输出层:实现规则前提与结论的推理及规则间的推理。输出层为 f_4 ,即

$$f_4(l) = W f_2 = \sum_{j=1}^N W(l,f) \cdot f_3(j) \quad (9)$$

式中: l 为输出层节点数的个数, W 为输出层节点与第三层各节点的连接权矩阵。

2.4 基于ADE优化的模糊RBF神经网络

2.4.1 ADE基本原理

与GA和PSO等其他进化算法不同,DE通过用两个随机选择的种群向量的缩放差异来扰动解决方案,产生后代,而不是在概率方案施加的条件下重新组合解决方案;此外,DE采用一对一的产卵逻辑,只有当后代的表现优于其相应的亲本时,才允许替换个体。一方面,DE因其简单性、可靠性和高性能,几乎在其最初定义之后立即变得非常流行^[24]。然而,GA或PSO只能在可承受的短时间内识别高性能区域,并且在对复杂的优化问题进行局部搜索时表现出固有的困难。

对于模糊RBF神经网络的训练,有更多的决策变量需要优化,这也导致了算法容易陷入局部最优解,从而缺乏全局性。如上所述,文中为了克服模糊RBF神经网络学习方法在全局优化问题上的局限性,具有自适应突变因子的ADE可以在全局搜索和局部搜索之间取得良好的平衡,并具有全局收敛能力和易于实现的明显优点。在模糊RBF神经网络的设计中,影响网络性能的关键因素主要包括高斯型函数的均值 c_{ij} 、标准差 b_j 和连接权系数 W 。因此,文中通过ADE算法调整这些参数,避免模糊RBF神经网络局部最优,和过拟合导致泛化能力差的问题。

2.4.2 基于ADE优化的模糊RBF神经网络

利用ADE,初步搜索模糊RBF神经网络的全局最优高斯型函数的均值 c_{ij} 、标准差 b_j 和连接权系数

W。将此步骤的最佳结果作为模糊 RBF 神经网络的初始参数,其中 ADE 优化模糊 RBF 神经网络的流程如图 5 所示。

通过高斯型函数的均值、标准差和连接权系数的优化来减小网络训练误差,将模糊 RBF 神经网络训练的均方误差(MSE)作为适应度函数,表示为:

$$MSE = \frac{1}{2M} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^m \sqrt{(y_{ji} - q_{ji})^2} \quad (10)$$

式中:M 是训练样本的数量;m 是输出层神经元的数量; y_{ji} 为第 i 个训练样本的第 j 个输出节点的实际输出值; q_{ji} 是第 i 个训练样本的第 j 个输出节点的理想预期输出值。

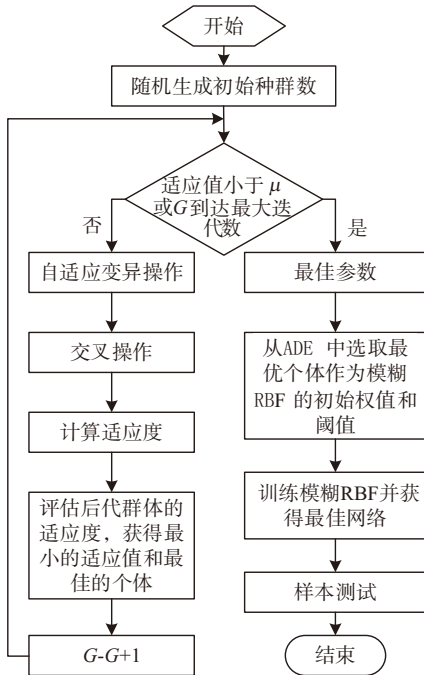


图 5 ADE 优化模糊 RBF 神经网络流程图

2.4.3 融入 ESO 抑制电压纹波

单相整流器系统直流侧输出电压往往含有两倍工频的倍频纹波分量,这种二倍频纹波信号经采样电路反馈到控制器,在电流参考信号正弦化时产生三次谐波,使功率因数变差^[25]。文中采用扩张状态观测器消除纹波系数,将二倍频纹波看作系统内部扰动,采用带宽法设计 ESO,设置的观测器拥有足够带宽来弥补模型的不确定性,将观测器带宽设置在二倍频纹波的频率上,设计内扰抑制控制律消除纹波扰动。将电压环简化为一阶系统:

$$\begin{cases} \dot{y} = ay + bu + g(y, t) \\ u = u(t) + d(t) \end{cases} \quad (11)$$

式中: y 为直流母线电压; a 为电压状态变量系数; b 为控制系统增益; g 为倍频纹波扰动; u 为电压环控制器; $u(t)$ 为 PID 控制器; $d(t)$ 为扰动抑制控制律。

选取状态变量 $x_1=y$, 消去状态变量 ay 的控制器由 u_1 代替,设计 ESO,其状态方程为:

$$\begin{cases} e = z_1 - x_1 \\ \dot{z}_1 = z_2 - l_1 e + b_0 u_2 \\ \dot{z}_1 = -l_2 e \end{cases} \quad (12)$$

式中: z_1, z_2 为 ESO 状态变量; e 为观测器的估计误差; l_1, l_2 为观测器增益。

$$l_1 = 2w_0, l_2 = w_0^2 \quad (13)$$

式中:ESO 的带宽 $w_0=2w=628$ rad/s,为二倍频纹波所处频率。

设计内扰抑制控制律为:

$$d(t) = -k_e \frac{z_2}{b_0} \quad (14)$$

式中: k_e 为内扰抑制控制器增益。因此结合基于优化模糊 RBF-FOPID 与扩张状态观测控制器与设计的扩张状态观测器,搭建控制策略基本框图如图 6 所示。

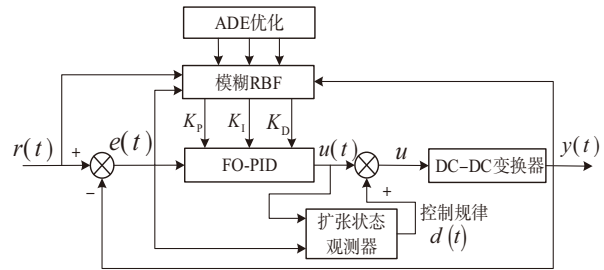


图 6 控制策略基本框图

3 电源模块及 PCB 设计

3.1 主电源电路图

图 7 中的电源 220 V 电路采用变比为 3:1 的降压变压器,将 220 V 降压至 24 V,高压侧和低压侧分接有保护和滤波电路。

电源 1 400 V 电路主要是由型号为 IMW120R030 M1H 的 N 沟道场效应管,经两个并联的 450 μf/750 V 电容滤波,从漏极输入电压,经场效应管控制电压为 600 V,栅极输出接入驱动电路,源级输出 600 V 经反接二极管及电感保护电路,并联两个 450 μf/850 V 电容滤波,最终输出 600 V 电压。

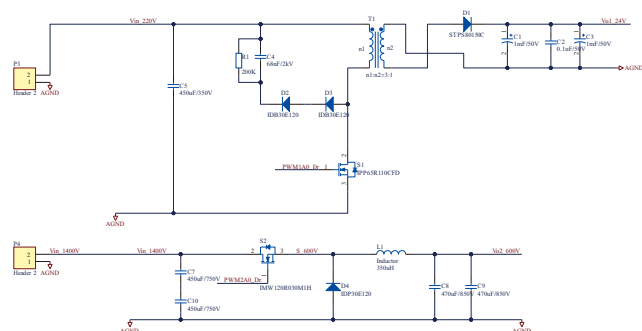


图7 主电源电路图

3.2 过保护电路

输出电压过压保护电路采用LM339AD电压比较器,当输出电压过高,比较器输出低电平,封锁驱动信号使电源停止工作,实现保护主控芯片作用,过电压保护电路如图8所示。

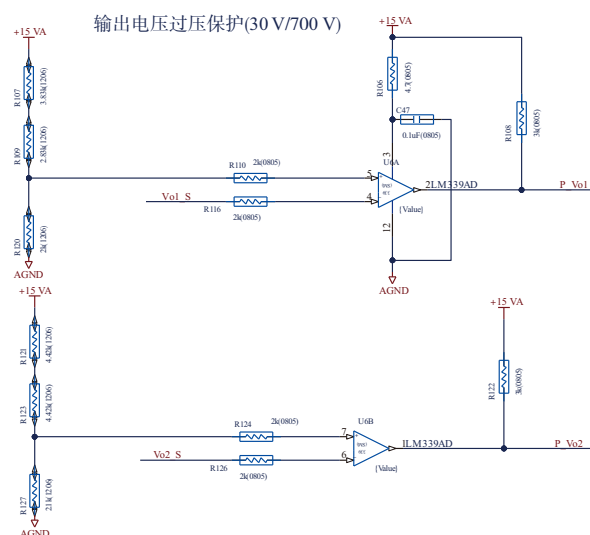


图8 过电压保护电路图

3.3 PCB优化设计对EMI抑制

除了选择合适的控制电路记忆电源模块,PCB的设计需要考虑电磁兼容性(EMC),即电路板在其电磁环境中工作,且不会对周围的其他设备产生难以忍受的电磁干扰,也不会受到其他设备或自然现象的电磁干扰的影响。布局布线时注意事项包括以下几方面:

- 1) 合理的布局和走线,尽量缩短走线长度和宽度,避免直角和过孔,减小电流回路面积。
- 2) 分离模拟和数字信号,保持信号分离和屏蔽,优化地平面和电源平面,减少阻抗和反射。
- 3) 使用多层PCB,可以提高信号完整性,减少寄生电感和电容,增加接地区域,提高抗噪能力,降低辐射和传导发射。

4) 使用屏蔽和隔离,可以用金属屏蔽或导电塑料盒将噪声源和敏感元件隔离,防止辐射耦合,也可以用隔离变压器或光耦等器件隔离不同电路,防止传导耦合。

部分供电电路PCB设计如图9所示。

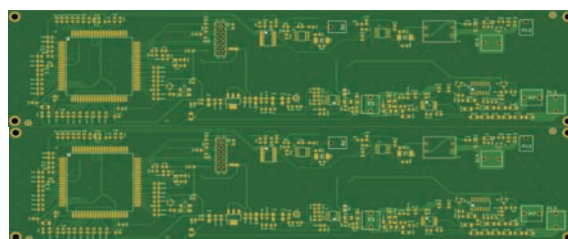


图9 部分供电电路PCB布线

4 仿真结果对比

为了验证文中所提的基于改进模糊RBF-FOPID与扩张状态观测器控制策略的有效性,通过MATLAB/Simulink搭建模型进行仿真验证,对比传统PID控制、基于优化模糊RBF-FOPID与扩张状态观测器控制在对应电路的输出电压曲线,如图10和图11所示。从图中输出波形可见,使用文中改进后的控制策略,在输出响应速度、电压稳定性和纹波系数方面都优于传统PID控制电压输出曲线。

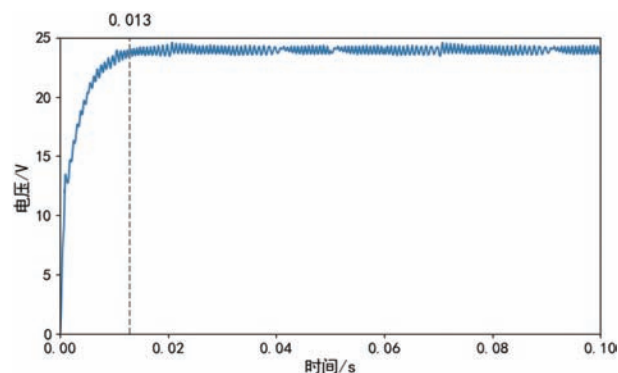


图10 传统PID的输出电压波形图

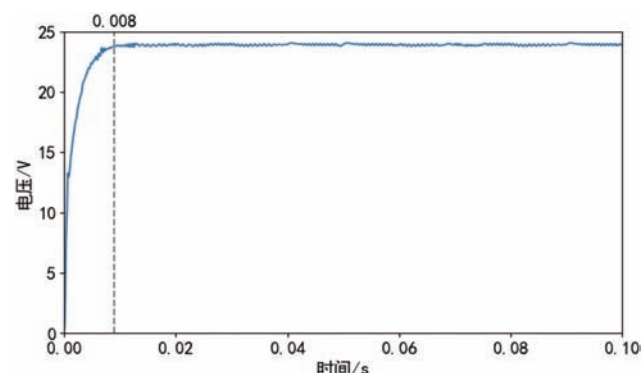


图11 引入改进控制策略的输出电压波形图

通过观察对应电路在负载突变时的输出电压曲线,来验证改进前后控制策略对电路运行的稳定性和可靠性,如图12、图13所示。由观察可知,引入改进控制策略的负载突变时响应时间缩短了40%左右,负载突变时最大下冲量减小了35%左右。可见,使用文中改进后的控制策略在输出电压可靠性、电压稳定性都优于传统PID控制电压输出曲线,更加满足供电电路需求。

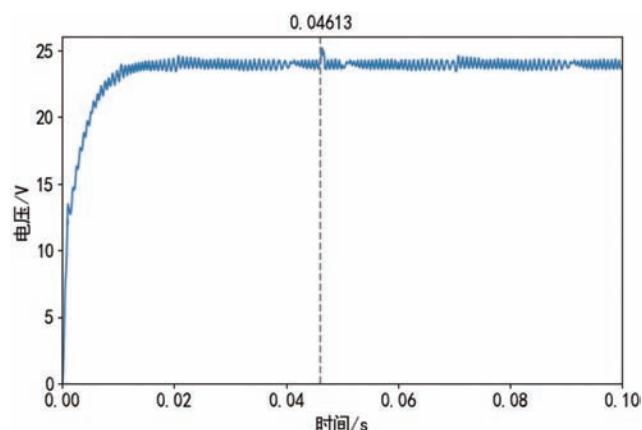


图12 传统PID的负载突变时输出电压波形图

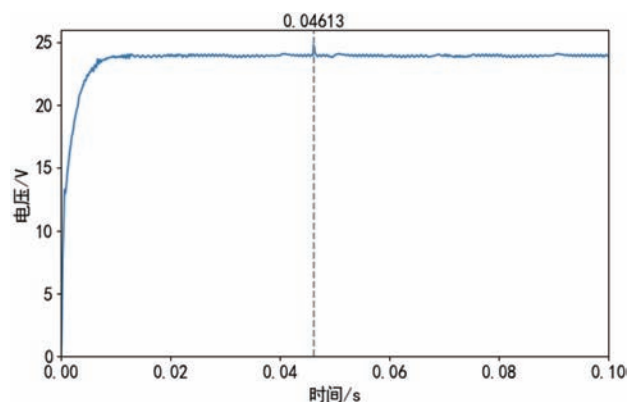


图13 引入改进控制策略的负载突变时输出电压波形图

5 结语

本研究根据海底探测器电源电压控制的要求,以TMS320F28035为核心处理器,设计了海底探测器电源电压控制系统硬件,并通过试验对比常规PID和优化模糊RBF-FOPID两种控制策略的DC-DC变换器输出电压控制效果。基于优化模糊RBF-FOPID控制策略的DC-DC变换器输出电压控制效果具有响应速度快、超调量小、控制精度高、抗干扰能力强等优点,控制性能明显提高。研究结果对于海底探测器电源设计有重要的意义。

参考文献:

- [1] 陈小龙,狄乾斌,梁晨露,等. 中国海洋科技与绿色发展融合关系及动态交互效应[J]. 经济地理, 2024, 44(2): 112-123.
- [2] 万步炎,彭奋飞,金永平,等. 海探装备收放缆机械性能研究综述[J/OL]. 中国机械工程, 1-17[2024-06-21].
- [3] 陈旭光,寇海磊,牛小东,等. 深海水下技术装备发展研究[J]. 中国工程科学, 2024, 26(2): 1-14.
- [4] Xu H J, Zhang X B, Yan Z H, et al. Sliding mode - Extended state observer control strategy to improve energy transfer of PEMFC connected DC-DC boost converter system[J]. Sustainable Energy Technologies and Assessments, 2024(8): 6310-6354.
- [5] 杨超,许海平,袁志宝,等. 双PWM控制下三电平半桥隔离型双向DC-DC变换器的全局最小峰值电流研究[J]. 电工技术学报, 2020, 35(8): 1679-1689.
- [6] 丁杰,尹华杰,赵世伟. 反激式隔离型高增益DC/DC变换器[J]. 电源学报, 2022, 20(2): 26-33.
- [7] 徐俊,郭喆晨,谢延敏,等. 储能锂电池系统综合管理研究进展[J/OL]. 西安交通大学学报, 1-19[2024-06-21].
- [8] 陈萌,赵媛,王亚林,等. 大规模电化学储能系统故障监测与诊断研究综述[J/OL]. 中国电机工程学报, 1-17[2024-06-21].
- [9] 赵军峰,冯斌,王浩圣. 高性能半导体激光器电源系统设计与研究[J]. 应用激光, 2024, 44(2): 113-124.
- [10] 陈佳黎,邹鸿,叶雨光. 低纹波空间可调高压电源设计[J]. 北京大学学报(自然科学版), 2024, 60(2): 195-202.
- [11] 马辉,曾雨涵,苗桂喜,等. 基于PFC电路直流纹波抑制的二阶自适应滑模控制器设计[J/OL]. 中国电机工程学报, 1-12[2024-06-21].
- [12] Valarmathy S A, Prabhakar M. Non-isolated high gain DC-DC converter with ripple-free source current. [J]. Scientific reports, 2024, 14(1): 973-979.
- [13] 马兰,曹晓琦,张影,等. 单相UPQC二次纹波补偿及抑制策略[J/OL]. 电工技术学报, 1-14[2024-06-21].
- [14] Zhou Z, Zhang L, Liu Z, et al. Model Predictive control for the receiving-side DC-DC converter of dynamic wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on power electronics, 2020, 35(9): 8985-8997.
- [15] 殷晓东,罗登,李祖勇,等. 一种双向隔离DC-DC变换器二次纹波电压抑制方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(6): 8-12.
- [16] Bento F, Jlassi I, Cardoso A J M. Model-free predictive control of interleaved DC-DC converters, based on ultra-local model, with constant switching frequency[C]//2021 IEEE-Energy conversion congress and exposition (ECCE). [2024-06-21].

(下转第58页)

前,变电站向该系统提供最大功率为29.7349 MW;负荷参与响应后,变电站向该系统提供最大功率为27.8311 MW。

由以上分析可知,文中负荷侧响应方案可以有效缓解高峰时段的供电压力。

4 结论

文中针对新型电力系统研究了负荷、光伏发电、风力发电的功率波动特性,制定了负荷侧响应方案,并采用某地区系统进行算例分析。通过文中分析可知,负荷侧响应新能源功率波动可以有效缓解高峰时段的供电压力。

参考文献:

[1] 李卫国,陈立铭,张师,等.分时电价下考虑储能调度因素的短期负荷预测模型[J].电力系统保护与控制,2020,48(7):133-140.

[2] 徐真真,张师.储能接入风光互补系统潮流分析[J].电气开关,2022,60(6):80-83.

[3] Asaad A, Ali A, Mahmoud K, et al. Multi-objective optimal planning of EV charging stations and renewable energy resources for smart microgrids[J]. Energy Science And Engineering, 2023, 11(3): 1202-1218.

[4] Kida Y, Hara R, Kita H. Microgrid introduction for stabilization of power grid[J]. IEEJ Transactions on Power and Energy, 2023, 143(2): 157-164.

[5] 吴永孝,肖辉,曾林俊,等.考虑供需双边响应的综合能源系统优化调度[J].电力建设,2024,45(10):13-23.

[6] 傅铮,王峰,王若宇,等.基于时序生产模拟的需求侧响应促进新能源消纳量化分析[J].浙江电力,2024,43(9):39-48.

[7] 王锦浩,姚磊,田颖,等.考虑负荷状态提取与分时电价的需求侧能源调度策略[J].智慧电力,2024,52(6):92-99.

[8] 雷庆生,方华亮,夏勇军,等.考虑需求侧响应的电力碳银行结构及模型分析[J].电工技术,2024(11):5-10.

[9] 卢健航,张森,肖国威,等.考虑需求侧响应及V2G的综合能源系统随机优化[J].黑龙江电力,2024,46(2):115-121,127.

[10] 李昂,何嘉泰,李海波,等.面向新能源消纳的需求侧灵活性资源聚合响应分析[J].电网与清洁能源,2024,40(3):147-154,162.

[11] 窦迅,王俊,曾浩辉,等.考虑响应可靠率的需求侧资源自主被动组合响应策略[J].电网技术,2024,48(8):3207-3216.

(上接第48页)

[17] Ma L, Yao Y, Wang M. The optimizing design of wheeled robot tracking system by PID control algorithm based on BP neural network[J]. IEEE, 2017.

[18] Leso M, Zilkova J, Girovsky P. Development of a simple fuzzy logic controller for DC-DC converter[C]//2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), Budapest, Hungary, 2018:86-93.

[19] Li R, Wu F, Hou P, et al. Performance assessment of FO-PID temperature control system using a fractional order LQG benchmark[J]. IEEE Access, 2020:81-101.

[20] 吕恩利,蔡晋炜,曾志雄,等.基于BPNN-PID控制策略的果蔬保鲜环境参数调控优化[J].华南农业大学学报, 2024, 45(1):137-147.

[21] 冯旭刚,黄鹏辉,张泽辰,等.基于GA-模糊RBF的发电机组滑模自抗扰控制[J].仪器仪表学报,2023,44(8):319-328.

[22] 罗绍华,王家序,李俊阳,等.柔性滤波驱动机构的自适应动态面模糊控制[J].哈尔滨工程大学学报,2014,35(7):889-894.

[23] Borne LS, WendeM. Iterative solution of saddle-point systems from radial basis function (RBF) interpolation[J]. SIAM journal on scientific computing, 2019, 41(3):1706-1732.

[24] 都吉东,陶文华,李邵鹏,等.自适应差分算法优化的焦炭质量BP模型[J].控制工程,2019,26(6):1170-1176.

[25] 刘桂花,王卫,徐殿国.具有快速动态响应的数字功率因数校正算法[J].中国电机工程学报,2009,29(12):10-15.