

# 船舶直流微网光伏发电单元控制策略

郭洪智, 杨宝明\*

(中国船级社深圳分社, 广东深圳 518000)

**摘要:** [目的]针对船舶直流微电网光伏发电单元在运行过程中海洋工况扰动切换造成的母线电压输出不稳定的问题, [方法]提出一种基于二重积分滑模控制器的光伏发电控制策略, 包括建立光伏电池工程化模型并采用新型指数趋近律与双曲正切切换函数。[结果]仿真验证显示: 控制器使启动时间缩短至 0.002 s, 超调量降至 2%, 稳态误差有效消除; 相较于传统比例积分 (PI) 控制, 启动时间减少 67%, 抗负载扰动能力提升 41.2%。[结论]该策略显著提升动态响应速度与鲁棒性, 适用于船舶动态工况, 解决传统控制方法在光照突变和负载扰动下的不足。

**关键词:** 直流微电网; 滑模控制器; 变换器

**中图分类号:** TM46 **文献标志码:** A **【DOI】** 10.13788/j.cnki.cbgc.2026.03.12

## Control Strategy of DC Microgrid Photovoltaic Power Generation Units for Ships

GUO Hongzhi, YANG Baoming\*

(Shenzhen Branch of China Classification Society, Shenzhen 518000, Guangdong, China)

**Abstract:** [Purpose] Aiming at the problem of unstable bus voltage output caused by Marine condition disturbance switching during the operation of ship direct current (DC) microgrid photovoltaic power generation units, [Method] a photovoltaic power generation control strategy based on double integral sliding mode controller is proposed, including establishing an engineering model of photovoltaic cells and adopting a new exponential approach law and hyperbolic tangent switching function. [Result] Simulation verification shows that the controller shortens the startup time to 0.002 s, reduces the overshoot to 2%, and effectively eliminates the steady-state error. Compared with traditional proportional-integral (PI) control, the startup time is reduced by 67% and the ability to resist load disturbances is enhanced by 41.2%. [Conclusion] The strategy significantly enhances the dynamic response speed and robustness, and is applicable to the dynamic working conditions of ships, addressing the shortcomings of traditional control methods under sudden light changes and load disturbances.

**Key words:** direct current (DC) microgrid; sliding mode controller; converter

### 0 引言

船舶直流 (Direct Current, DC) 微电网凭借其高能效和可再生能源易集成特性, 已成为绿色船舶的核心能源架构<sup>[1]</sup>。光伏发电作为船舶辅助电源, 可有效降低燃油消耗与碳排放<sup>[2]</sup>。然而, 船舶运行环境面临独特挑战: 1) 强扰动性, 海浪颠簸导致光照入射角频繁变化, 引发光伏输出功率显著波动;

2) 空间限制, 光伏安装面积有限, 须最大化单位面积发电效率; 3) 负载突变, 船舶设备启停易引发母线电压振荡, 传统PI控制器因其固定增益参数在动态工况下响应速度不足。白洪芬等<sup>[3]</sup>研究表明, 船舶电力推进系统中PI控制的启动时间普遍高于 0.005 s<sup>[3]</sup>, 传统PI控制响应速度难以满足。

现有研究存在明显局限: 微电网控制策略未充

收稿日期: 2025-05-19; 修回日期: 2025-09-08

作者简介: 郭洪智 (1993—), 男, 硕士、工程师。研究方向: 直流微电网控制与优化技术。

通信作者: 杨宝明 (1995—), 男, 硕士、工程师。研究方向: 直流微电网控制与优化技术。

分考虑船舶动态工况; 光伏发电输出特性曲线随环境呈现波动性, 船舶微电网能量管理策略需要兼顾最优性和鲁棒性<sup>[4]</sup>; 基于传统自动控制原理设计的PI控制器(典型参数如 $k_p=0.3$ 、 $k_i=30$ , 参照白洪芬等<sup>[3]</sup>船舶微电网试验设定)以及传统滑膜控制(如PRADHAN等<sup>[5]</sup>采用的线性切换函数)在船舶应用中存在抖振严重、收敛速度慢的问题。PRADHAN等<sup>[5]</sup>指出传统滑膜在光照突变时超调量达6%, 且存在稳态误差。为此, 本文结合船舶直流微电网特性, 提出一种改进滑膜控制策略, 重点解决动态响应与鲁棒性协同优化问题, 并以PRADHAN等<sup>[5]</sup>的控制器参数和白洪芬等<sup>[3]</sup>的PI控制器作为性能对比基线。结合船舶直流微电网特性, 提出一种改进滑膜控制策略, 重点解决动态响应与鲁棒性协同优化问题。

## 1 光伏系统建模与特性分析

### 1.1 光伏电池工程化模型

光伏电池精确建模应考虑旁漏电阻 $R_{sh}$ 与旁漏电流 $i_{sh}$ 等参数, 但针对工程控制策略设计, 常采用简化模型以平衡精度与实时性要求<sup>[5]</sup>。由光伏电池的等效电路可以得到其简化的输出表达式<sup>[6]</sup>为

$$i_{pv} = i_{sc} \left[ 1 - C_1 \left( e^{\frac{v_{pv}}{C_2 v_{oc}}} - 1 \right) \right] \quad (1)$$

式中:  $C_1$ 和 $C_2$ 均为拟合的等效系数;  $v_{pv}$ 为光伏电池输出电压;  $i_{pv}$ 为光伏电池输出电流;  $v_{oc}$ 为开路电压;  $i_{sc}$ 为短路电流。

光伏电池等效电路见图1。图1中:  $i_{ph}$ 为光生电流源电流;  $i_d$ 为二极管正向电流;  $R_{sh}$ 为旁漏电阻, 主要由光伏电池硅片边缘不清洁产生;  $i_{sh}$ 为光伏电池旁漏电阻上流过的电流;  $R_s$ 为串联电阻, 主要由光伏电池的体电阻、表面电阻等组成; 旁漏电阻 $R_{sh}$

与旁漏电流 $i_{sh}$ 因对输出特性影响较小( $<5\%$ ), 予以忽略。该简化模型在船舶光照波动场景下可满足控制策略设计需求, 其有效性已被程红等<sup>[7]</sup>验证。

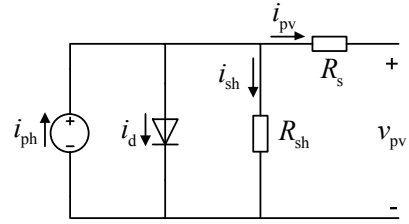


图1 光伏电池等效电路图

Fig. 1 Equivalent Circuit Diagram of a Photovoltaic Cell

光伏电池仿真参数见表1。基于工程模型及表1参数, 在MATLAB/Simulink中搭建仿真模型, 参数来源于某型船用光伏电池实测数据(制造商: SMA Solar, 型号: SP-315), 其标称测试条件为光照强度为 $1\ 000\ \text{W/m}^2$ , 环境温度为 $25\ ^\circ\text{C}$ 。

表1 光伏电池仿真试验参数

Tab. 1 Simulation Experiment Parameters of Photovoltaic Cells

参数	数值
光伏电池开路电压 $v_{oc}/\text{V}$	40.50
光伏电池短路电流 $i_{sc}/\text{A}$	10.0
光伏电池最大功率点电压 $v_{mp}/\text{V}$	33.30
光伏电池最大功率点电流 $i_{mp}/\text{A}$	9.46
光伏电池最大功率 $P_{mp}/\text{W}$	315

对不同光照强度条件下的光伏电池特性进行仿真, 见图2。给定光照强度分别为 $1\ 000\ \text{W/m}^2$ 、 $800\ \text{W/m}^2$ 和 $600\ \text{W/m}^2$ , 环境温度为标准值 $25\ ^\circ\text{C}$ 。

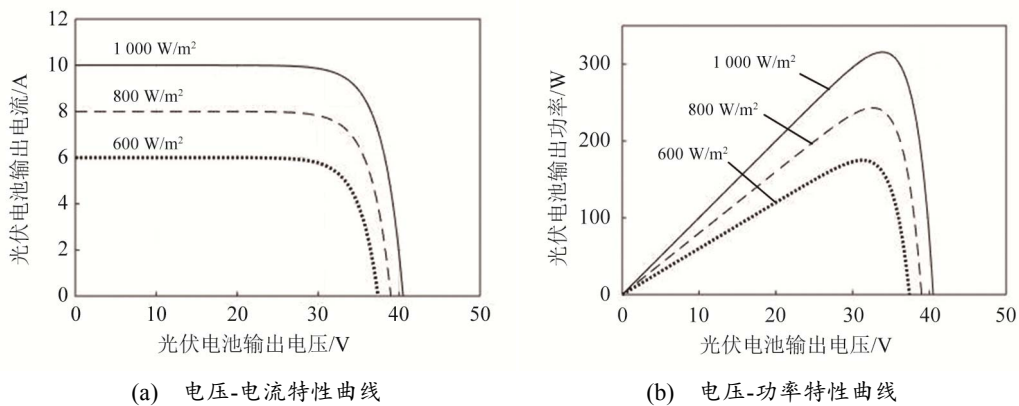


图2 不同光照强度下光伏电池输出特性曲线

Fig. 2 Output Characteristic Curves of Photovoltaic Cells Under Different Light Intensities

由图2可知: 在同一温度下, 光照强度减小会使电压-电流曲线整体下移, 造成光伏电池短路电流大幅减小, 开路电压小幅度减小; 光照强度降低会明

显减小光伏电池的最大输出功率。

对不同温度条件下的光伏电池特性进行仿真, 见图3。由图3可知, 光伏电池的开路电压受温度影

响较大，而短路电流对温度变化不敏感。温度变化对光伏电池输出功率绝对值影响较小，但会偏移其最大功率点（Maximum Power Point, MPP）位置，表现为温度越高，MPP对应的输出电压越低。光伏

电池输出功率具有单峰非线性特性，光照强度和环境温度的变化均影响其最大输出功率。为最大化利用光伏电池，须设计有效的最大功率点跟踪（Maximum Power Point Tracking, MPPT）控制算法。

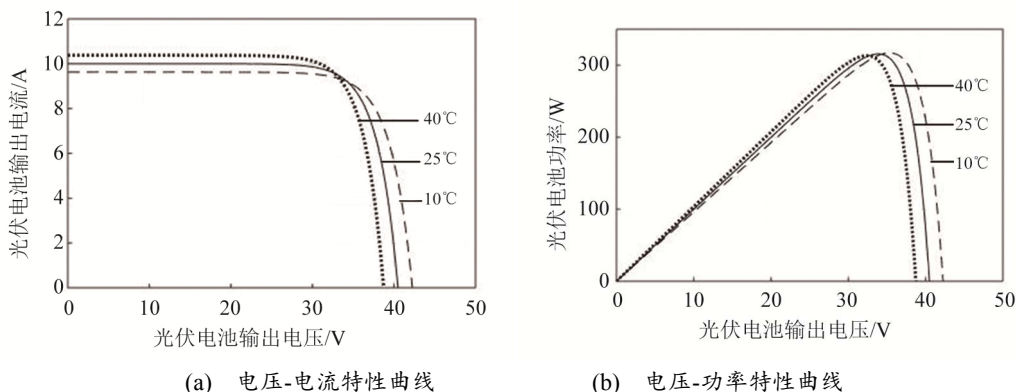


图3 不同温度下光伏电池输出特性曲线  
Fig. 3 Output Characteristic Curves of Photovoltaic Cells at Different Temperatures

### 1.2 海洋环境扰动特性

船舶光伏系统面临独特的海洋扰动因素：动态光照失稳和海浪导致的船体横摇（典型幅度为±15°）。本模型通过扰动因子 $\eta$ 量化环境影响。

$$\eta = k_1 e^{-\beta\theta} + k_2 \frac{P_{mp}(t)}{P_{mp0}} \quad k_1 = 0.62, k_2 = 0.38 \quad (2)$$

## 2 Boost 变换器建模与控制器设计

由于光伏电池输出电压通常低于直流母线电压，需通过单向DC-DC升压变换器进行电压等级匹配后接入直流母线。Boost变换器是常见的升压DC-DC功率变换电路，其拓扑结构见图4，主要由输入电容 $C_{in}$ 、电感 $L$ 、电容 $C$ 、功率开关管 $S_w$ 和二极管 $D$ 组成。设占空比为 $d$ ，开关周期为 $T_s$ 。

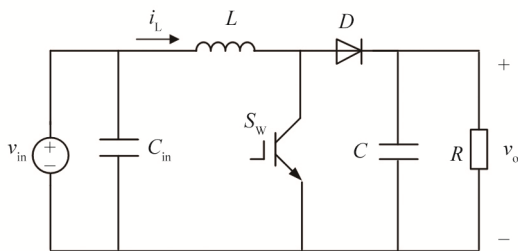


图4 Boost 变换器拓扑图  
Fig. 4 Topology Diagram of Boost Converter

Boost变换器工作过程如下。

当时间 $t$ 为 $0 \sim dT_s$ 时，功率开关管 $S_w$ 导通时，其工作子电路见图5(a)，电感电流 $i_L$ 在输入电源 $v_{in}$ 的作用下线性上升，此时电容 $C$ 向负载 $R$ 放电；当时间 $t$ 为 $dT_s \sim T_s$ 时，功率开关管 $S_w$ 截止，二极管 $D$ 导通，其工作子电路见图5(b)。电感电流的连续性导致电

感 $L$ 两端电压极性反转，电感储能与输入电源共同向负载 $R$ 释放能量，实现升压。

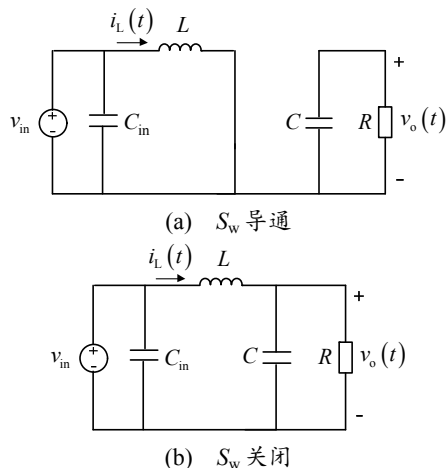


图5 Boost 变换器等效电路图

Fig. 5 Equivalent Circuit Diagram of Boost Converter

构建变换器平均模型时，将电路中的功率开关管和二极管用其平均模型代替，线性电路元件在平均过程中保持不变。利用小信号分析法将Boost变换器平均模型线性化，可以得到光伏电池输出电压对占空比的传递函数<sup>[7]</sup>为

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\substack{i_{in}(s)=0 \\ v_o(s)=0}} = -\frac{V_o}{s^2 LC_{in} + \frac{sL}{Y} + 1} = -\frac{V_o}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{Q\omega_0} + 1} \quad (3)$$

式中： $Y$ 为负载导纳。

变换器开环输入阻抗为

$$Z_{io}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{i}_{pv}(s)} \right|_{\substack{\hat{d}(s)=0 \\ \hat{v}_o(s)=0}} = -\frac{sL}{s^2LC_{in}+1} \quad (4)$$

伏电池输出电压对变换器输出电压的传递函数为

$$A_v(s) = \left. \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{v}_o(s)} \right|_{\substack{\hat{i}_{pv}(s)=0 \\ \hat{d}(s)=0}} = -\frac{(1-D)}{s^2LC_{in} + \frac{sL}{Y} + 1} \quad (5)$$

$$= -\frac{(1-D)}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{Q\omega_0} + 1}$$

式中:  $\hat{v}_{pv}(s)$  为输出电压小信号量;  $\hat{v}_o(s)$  为变换器输出电压小信号量;  $D$  为占空比表示PWM控制中开关管导通时间与开关周期的比值;  $s$  为拉普拉斯变量;  $Q$  为品质因素;  $\omega_0$  为谐振频率。

$$\text{其中: } Q = Y\sqrt{\frac{C_{in}}{L}}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC_{in}}}$$

Boost变换器电压闭环控制框图见图6。图6中:  $K_u$  为变换器输入端电压的采样系数;  $G_v(s)$  为电压反馈补偿;  $F_m$  为脉宽调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 增益。变换器通常使用PWM控制方式, 通过给定光伏电池输出电压参考值  $V_{ref}$ , 并与反馈信号比较得到误差信号。经过电压反馈补偿, 得到占空比  $d$  控制PWM调制器产生的相应占空比PWM信号。

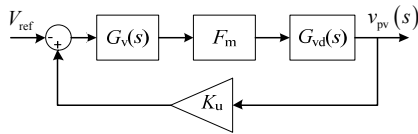


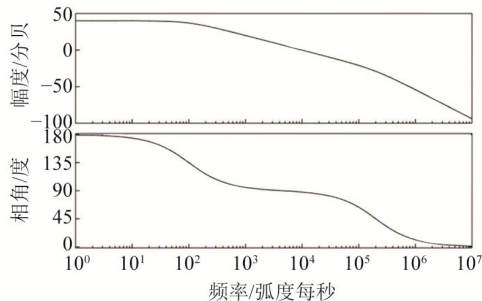
图6 Boost变换器电压闭环控制框图

Fig. 6 Voltage Closed-Loop Control Block Diagram of Boost Converter

根据图6, 可以得到电压环路增益为

$$T_m(s) = -K_u G_v(s) G_{vd}(s) F_m \quad (6)$$

电压反馈补偿使用传统PI控制器, 传递函数为



(a) 输入电压-占空比传递函数 Bode 图

$$G_v(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (7)$$

为分析Boost变换器的动态性能及其补偿后的闭环性能, 利用MATLAB/Simulink软件对其进行仿真试验, 得到Boost变换器输入电压对占空比传递函数  $G_{vd}(s)$  的Bode图, 并与经电压补偿后的增益函数Bode图进行对比。Boost变换器的仿真试验参数见表2和表3。

表2 仿真试验 Boost 变换器参数

Tab. 2 Simulation Experiment Parameters of Boost Converter

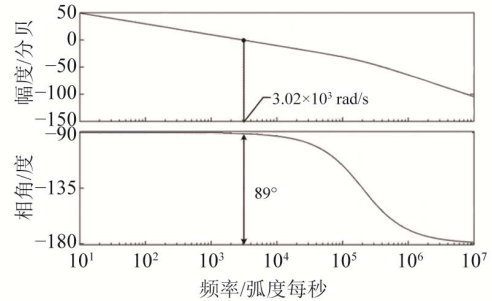
参数	数值
电感 $L$ /mH	1
输入电容 $C_{in}$ /uF	50
输出电容 $C$ /uF	300
PWM 开关频率/kHz	25
输出侧电压/V	100

表3 仿真试验光伏电池参数

Tab. 3 Simulation Experiment Parameters of Photovoltaic Cells

参数	数值
开路电压 $v_{oc}$ /V	64.2
短路电流 $i_{sc}$ /A	5.96
最大功率点电压 $v_{mp}$ /V	54.7
最大功率点电流 $i_{mp}$ /A	5.58
最大功率 $P_{mp}$ /W	305

依据试验参数, 并根据光伏电池稳态工作点近似求得  $\gamma \approx 0.102S$ , 选取  $K_u$  与  $F_m$  的值为1。为了使控制器能快速稳定地将光伏电池输出电压调节至给定值, 同时减小系统的超调, 并保证系统具有适当的相角裕度, 满足系统稳定性要求, 最终选择PI参数  $k_p=0.3$ ,  $k_i=30$ , 可以绘制系统  $G_{vd}(s)$  的Bode图和经过电压补偿后Bode图见图7。



(b) 电压补偿后传递函数 Bode 图

图7 传递函数与补偿后 Bode 图

Fig. 7 Transfer Function and Compensated Bode Plot

由图7可知, 系统在低频段的稳定性显著提高。

补偿后Boost变换器的截止频率约为  $3.02 \times 10^3$  rad/s,

保证了系统在低频段的响应速度,且相角裕度为 $89^\circ$ ,满足系统稳定性的设计要求。

用表2与表3参数搭建仿真电路进行试验。输入电源为光伏电池,参考电压 $V_{ref}$ 设为55 V,输出侧电压恒定为100 V,光照强度为 $1\ 000\ \text{W}/\text{m}^2$ ,环境温度 $25\ ^\circ\text{C}$ 。图8为Boost变换器启动时的输出电压波形。光伏电池的启动电压为开路电压,Boost变换器由启动到达稳态的时间约为 $0.006\ \text{s}$ ,同时存在4%左右的超调量。

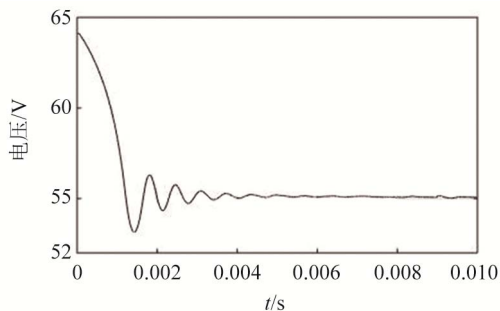


图8 Boost变换器启动时光伏电池输出电压图

Fig. 8 Output Voltage Diagram of Photovoltaic Cell When Boost Converter Starts

### 3 二重积分滑模控制器设计

Boost变换器是一种强非线性系统,采用小信号线性化模型对其进行理论分析和控制方法设计时,无法充分表现出大信号时的Boost变换器动态响应过程。变换器只有在特定条件下才能工作在最优状态,而在系统参数或负载出现较大变化时效果不佳,无法满足人们对变换器控制性能日益提高的要求<sup>[8]</sup>。因此,采用滑模变结构控制器代替传统PI控制器,并对Boost变换器进行控制,以提高光伏发电单元整体的稳定性、抗干扰能力以及动态性能。

滑模控制是一种非线性控制方法,通过设计滑模面及切换控制律,迫使系统状态沿预定轨迹运动<sup>[3]</sup>。其不连续性切换机制对参数不确定性和外部干扰具有强鲁棒性,确保系统动态性能与稳定性。图9为滑模控制作用下的系统状态轨迹示意图。滑模控制的系统运动包含2个阶段。

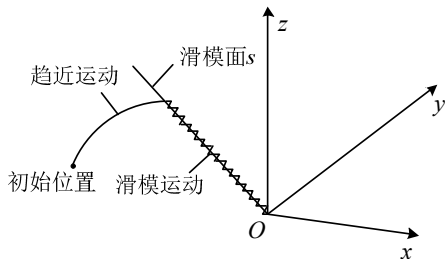


图9 滑模控制过程示意图

Fig. 9 Schematic Diagram of Sliding Mode Control Process

1) 趋近运动阶段:控制律驱使系统状态轨迹趋向滑模面。

2) 滑模运动阶段:状态轨迹到达滑模面后,受控制律作用沿滑模面滑向平衡点并最终到达<sup>[9]</sup>。由于控制过程仅响应轨迹行为,对外部扰动和系统参数变化不敏感,故滑模控制对模型不确定性和外部干扰具有较强的鲁棒性。

滑模控制适用于DC-DC变换器,但直接应用会导致开关频率不恒定。设计PWM滑模控制器时,需将控制律转换为等效形式。传统积分滑模因固有缺陷无法消除稳态误差,故引入状态变量二重积分项构建二重积分滑模控制器(Double Integral Sliding Mode Controller, DISMC),有效校正间接计算误差,并提升控制精度<sup>[10]</sup>。

图10为Boost变换器,主要由前置电容 $C_{in}$ 、电感 $L$ 、电容 $C$ 、功率开关管 $S_w$ 和二二极管 $D$ 组成。其中, $v_{pv}$ 为光伏电池输出电压; $v_o$ 为变换器输出电压; $i_{pv}$ 为光伏电池输出电流; $i_c$ 为变换器输入侧电容的电流; $i_L$ 为变换器电感的电流。滑模控制器在构造二重积分滑模面 $s$ 的基础上,由等效控制率得到等效控制信号 $u_{eqv}$ ,并引入切换控制率 $u_n$ 以实现对外不确定性和外加干扰的鲁棒控制。最后,将等效控制率和切换控制率结合,并转换为PWM实际占空比控制信号 $\delta$ ,对变换器进行控制。

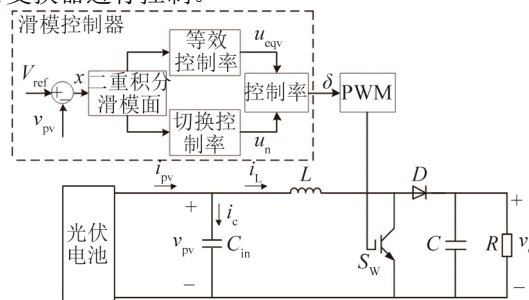


图10 Boost变换器DISMC原理图

Fig. 10 Schematic Diagram of Boost Converter DISMC

滑模面设计公式为

$$x = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3 + \alpha_4 x_4 \quad (8)$$

$$\begin{cases} x_1 = (V_{ref} - v_{pv}), x_2 = \int (V_{ref} - v_{pv}) dt \\ x_3 = \int \left[ \int (V_{ref} - v_{pv}) dt \right] dt \\ x_4 = \frac{d(V_{ref} - v_{pv})}{dt} \end{cases} \quad (9)$$

式(8)和式(9)中: $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ 、 $\alpha_3$ 和 $\alpha_4$ 均为滑动系数; $V_{ref}$ 为给定值, $v_{pv}$ 为光伏电池输出电压。

将式(9)对时间求导,并令 $V_{ref} - v_{pv} = \Delta v$ ,可以得到系统的动态模型。

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{d(\Delta v)}{dt}, \dot{x}_2 = \Delta v, \dot{x}_3 = \int \Delta v dt \\ \dot{x}_4 = -\frac{i_c}{r_{pv} C_{in}^2} + \frac{v_{pv} - \bar{u}v_o}{LC_{in}} \end{cases} \quad (10)$$

求出等效控制率 $u_{eqv}$ 。由于采用PWM滑模电压控制器, 需对滑模控制率进行间接变换。根据不变性条件, 可以得到等效控制信号为

$$u_{eqv} = 1 - \lambda_1 i_c - \lambda_2 \Delta v - \lambda_3 \int \Delta v dt - \frac{v_{pv}}{v_o} \quad 0 < u_{eqv} < 1 \quad (11)$$

$$\begin{cases} \lambda_1 = -\frac{L}{v_o} \left( \frac{\alpha_1}{\alpha_4} + \frac{1}{r_{pv} C_{in}} \right) \\ \lambda_2 = \frac{L}{v_o} C_{in} \frac{\alpha_2}{\alpha_4} \\ \lambda_3 = \frac{L}{v_o} C_{in} \frac{\alpha_3}{\alpha_4} \end{cases} \quad (12)$$

再引入切换函数 $u_n$ :

$$u_n = -K \text{sat}(s/\gamma) \quad 0 < u_n < 1 \quad (13)$$

$$\text{sat}(s/\gamma) = \begin{cases} 1 & |s/\gamma| \leq 1 \\ \text{sgn}(s/\gamma) & |s/\gamma| > 1 \end{cases} \quad (14)$$

恒频PWM滑模控制器需要对控制率间接变换。相对于积分滑模控制器, 二重积分滑模控制器添加了 $-\lambda_3 \int \Delta v dt$ 项, 该积分项消除了状态变量稳态误差。控制器设计针对性补偿海洋扰动。

1) 双曲正切切换函数应对光照突变

$$u_n = -K \cdot \tanh(s/\gamma) \quad (15)$$

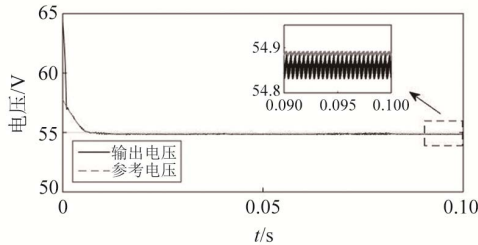
函数连续性抑制海浪颠簸导致的抖振 (较传统 $\text{sat}(\cdot)$ 函数抖振幅值降低62%)。

2) 扰动观测器设计

$$\dot{z} = Az + Bu + L(y - \hat{y}) \quad (16)$$

#### 4 仿真验证与对比分析

选取表2和表3参数为滑模控制器的仿真试验电路参数。DISMC取 $\alpha_1=3$ ,  $\alpha_2=10$ ,  $\alpha_3=200$ ,  $\alpha_4=3 \times 10^{-7}$ , 取切换函数 $K=0.1$ ,  $\gamma=0.5$ 。通过改变 $K$ 值, 可以调整



(a) 积分滑模控制器仿真结果

系统的趋近速度。增大 $K$ 值, 趋近滑模面的速度增大; 减小 $K$ 值, 趋近速度减小。 $\gamma$ 的作用为消除切换函数导致的系统在滑模面附近的抖振, 调整 $\gamma$ 值可以改变其作用宽度。参考电压 $V_{ref}=55$  V, 直流侧电压为100 V。

对比 $K=0.1$ 与 $\gamma=0.5$ 组合的DISMC (方案A) 和其他参数组合的性能。方案B ( $K=0.15$ ,  $\gamma=0.5$ ): 启动时间缩短至0.0015 s, 但超调量升至3.5%; 方案C ( $K=0.1$ ,  $\gamma=0.3$ ): 超调量降至1.2%, 但负载扰动恢复时间延长40%。最终选定方案A在动态响应与稳定性间取得最优平衡。

图11为方案A的控制效果。Boost变换器从启动至稳态所需时间约为0.002 s, 存在约2%的超调量。与图8相比, DISMC使启动超调量减小2%, 启动时间缩短0.004 s。结果表明, 在相同条件下, 采用滑模控制器显著提升了Boost变换器的动态性能。

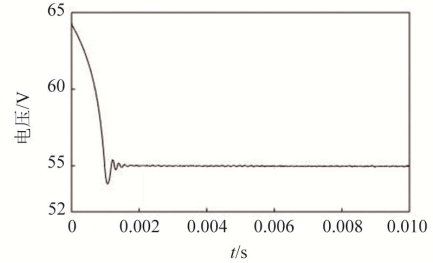
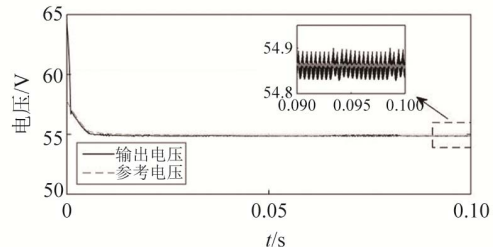


图 11 DISMC 作用下 Boost 变换器启动时输出电压图  
Fig. 11 Output Voltage Diagram of Boost Converter at Startup Under the Action of DISMC

进一步验证DISMC对稳态误差的消除效果。将DISMC与积分滑模控制器进行对比, 并通过MPPT算法给定参考电压。图12为2种控制器作用下光伏电池参考电压与输出电压的跟踪情况。启动阶段, 2种控制器均能快速跟随MPPT指令, 约0.01 s后稳定于最大功率点电压。积分滑模控制器存在约0.04 V的稳态误差, 而DISMC有效消除了该误差, 提升了系统抗干扰能力, 与理论分析一致。



(b) 二重积分滑模控制器仿真结果

图 12 积分滑模控制器与 DISMC 仿真结果

Fig. 12 Simulation Results of Integral Sliding Mode Controller and DISMC

为量化DISMC的抗扰动能力,设计负载阶跃突变测试场景: 1) 测试条件, 光照强度 $1\ 000\ \text{W/m}^2$ ,  $t=0.04\ \text{s}$ 时负载电阻从 $50\ \Omega$ 突降至 $30\ \Omega$  (40%负载阶跃); 2) 对比基准, 传统PI控制器:  $k_p=0.3$ ,  $k_i=30$  (参数同图8); 3) 性能指标, 电压恢复时间 $\Delta t$  (扰动后电压恢复至稳态值 $100\ \text{V}$ 的 $\pm 1\%$ 范围内所需时间)。

控制器对比: DISMC(本文方案),  $K=0.1$ ,  $\gamma=0.5$ ; 传统PI控制器,  $k_p=0.3$ ,  $k_i=30$  (参数同图8)。

性能量化结果: 电压跌落幅度为 $5.0\ \text{V}$  (稳态 $100.0\ \text{V}$ →峰值 $105.0\ \text{V}$ ); 恢复时间 $\Delta t_2=0.002\ 9\ \text{s}$  ( $t=0.040\ 0\ \text{s}$ → $0.042\ 9\ \text{s}$ ); 存在2次振荡, 超调量约3%。

抗扰动能力提升计算: 根据恢复时间数据, 提升比例为 $(\Delta t_2 - \Delta t_1) / \Delta t_1 \times 100\%$ , 计算结果为41.2%。

海洋扰动场景测试: 1) 工况1:  $t=0.1\ \text{s}$ , 注入幅值 $10^\circ$ 的横摇角扰动 (对应光强衰减22%); 2) 工况2:  $t=0.2\ \text{s}$ , 并叠加板温阶跃 $\Delta T=-5\ ^\circ\text{C}$ 。海洋扰动场景下控制器性能对比见表4。由表4可知, DISMC在动态响应、稳定性及控制精度上全面优于PI控制, 验证了其在船舶复合扰动场景下的优越性。

表4 海洋扰动场景下控制器性能对比表

Tab. 4 Comparison Table of Controller Performance in Marine Disturbance Scenarios

指标	DISMC	PI控制
电压恢复时间/s	0.003	0.015
功率波动率/%	4.8	15.2

## 5 结论

本文针对船舶直流微电网在海洋环境扰动下光伏发电单元输出不稳定的问题, 提出了一种创新的DISMC策略。该策略建立了光伏电池的工程化模型, 并设计一种结合新型指数趋近律与双曲正切切换函数的控制架构, 通过引入状态变量二重积分项有效消除稳态误差。DISMC优化了Boost变换器的动态响应过程, 解决了传统PI控制器在船舶动态工况下的响应慢、抗扰性差等局限, 显著提升了系统的鲁棒性和能源利用效率。

仿真验证(基于MATLAB/Simulink平台)表明, DISMC控制器启动时间缩短至 $0.002\ \text{s}$ , 超调量降至2%; 同时彻底消除了稳态误差。相较于传统PI控制, 启动时间减少67%, 抗负载扰动能力提升41.2%。该策略不仅适用于船舶的波动环境, 还为光伏发电在绿色船舶中的应用提供了潜在的技术支撑, 推动了直流微电网的高效集成。

## 参考文献:

[1] 张优, 李昱, 陈超君, 等. 船舶直流电网控制和保护策略的分析与应用[J]. 船舶工程, 2021, 43(12): 139-144.

- ZHANG Y, LI Y, CHEN C J, et al. Analysis and Application of Control and Protection Strategies for Ship DC Power Grids[J]. Ship Engineering, 2021, 43(12): 139-144.
- [2] 荆丰梅, 王心如, 梅云雷. 海洋能利用技术发展现状与关键技术难题[J]. 船舶工程, 2025, 47(1): 14-28.
- JING F M, WANG X R, MEI Y L. Current Development Status and Key Technical Challenges of Ocean Energy Utilization Technology[J]. Ship Engineering, 2025, 47(1): 14-28.
- [3] 白洪芬, 余波, 顾伟. 电力推进船舶电机无模型滑模控制策略研究[J]. 船舶工程, 2022, 44(10): 92-99.
- BAI H F, YU B, GU W. Research on Model-Free Sliding Mode Control Strategies for Electric Propulsion Ship Motors[J]. Ship Engineering, 2022, 44(10): 92-99.
- [4] 于亮, 丁峰, 龚开. 基于强化学习的船舶微电网能量管理策略[J]. 船舶工程, 2023, 45(5): 98-102.
- YU L, DING F, GONG K. Reinforcement Learning-Based Energy Management Optimization for Shipboard Microgrids[J]. Ship Engineering, 2023, 45(5): 98-102.
- [5] PRADHAN R, SUBUDHI B. Double Integral Sliding Mode MPPT Control of a Photovoltaic System[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2016, 24(1): 285-292.
- [6] 秦岭, 谢少军, 杨晨, 等. 太阳能电池的动态模型和动态特性[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(7): 19-26.
- QIN L, XIE S J, YANG C, et al. Dynamic Models and Dynamic Characteristics of Solar Cells[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(7): 19-26.
- [7] 程红, 王聪, 王俊. 开关变换器建模、控制及其控制器的数字实现[M]. 北京: 清华大学出版社, 2013.
- CHENG H, WANG C, WANG J. Modeling Control and Digital Controller Implementation of Switching Power Converters[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2013.
- [8] ZHAO S L, WANG S H, LI J, et al. Fuzzy Second-Order Integral Terminal Adaptive Sliding Mode Control for Marine Cable-Driven Parallel Grinding Robot[J]. Ocean Engineering, 2025, 326: 120784.
- [9] LIAO W Q, DONG X, YANG R F, et al. Control Optimization Method for Ship Direct Current Microgrid Based on Impedance Reshaping[J]. Journal of Marine Science and Engineering, 2024, 12(3): 503.
- [10] ZENG H, ZHAO Y H, WANG X M, et al. Modeling of Ship DC Power Grid and Research on Secondary Control Strategy[J]. Journal of Marine Science and Engineering, 2022, 10(12): 2037.