# 基于预设性能的船舶直流微电网终端滑模反推控制

许德智1<sup>†</sup>,张 威<sup>1</sup>,杨玮林<sup>1</sup>,夏 岩<sup>2</sup>

(1. 江南大学 物联网工程学院, 江苏 无锡 214122; 2. 四川轻化工大学 自动化与信息工程学院, 四川 宜宾 643002)

摘要:为了解决船舶直流微网中负载突变带来的直流母线电压波动问题,本文首先在微网中引入混合储能系统并构建船舶直流微网的数学模型,接着采用一阶低通滤波的策略分配差额功率,最后设计了一种基于预设性能的终端滑模反推控制策略.在控制器中引入预设性能函数,使直流母线的跟踪误差按照预设的曲线进行快速收敛,定义跟踪误差的终端滑模面并利用反推的方法求解出控制器,最后对整个闭环控制系统的稳定性进行了证明.通过MATLAB/Simulink仿真,并与PI、反推控制策略进行对比,突显所设计的控制策略在稳定直流母线电压、减小调节时间、加快负荷响应速度等方面的有效性与优越性.

关键词:预设性能;滑模控制;一阶低通滤波;混合储能系统;船舶直流微网

**引用格式**: 许德智, 张威, 杨玮林, 等. 基于预设性能的船舶直流微电网终端滑模反推控制. 控制理论与应用, 2021, 38(6): 697 – 706

DOI: 10.7641/CTA.2020.00759

# Terminal sliding mode backstepping control for ship direct current microgrid based on prescribed performance

XU De-zhi<sup>1†</sup>, ZHANG Wei<sup>1</sup>, YANG Wei-lin<sup>1</sup>, XIA Yan<sup>2</sup>

(1. School of Internet of Things Engineering, Jiangnan University, Wuxi Jiangsu 214122, China;

2. School of Automation and Information Engineering, Sichuan University of Science & Engineering, Yibin Sichuan 643002, China)

Abstract: To solve the problem of DC bus voltage fluctuations caused by sudden load changes in the ship's DC microgrid, this paper first introduces a hybrid energy storage system into the microgrid and builds a mathematical model of the ship's DC microgrid, and then uses a first-order low-pass filtering strategy to allocate the differential power. Besides, a terminal sliding mode backstepping control strategy based on prescribed performance (PFTSMC) is designed. The prescribed performance function is introduced into the controller to ensure the tracking error of the DC bus can quickly converge according to the prescribed curve. Next, the terminal sliding mode surface of the tracking error is defined and the controller is solved by backstepping. Finally, the stability of the entire closed-loop control system is proved. Through MAT-LAB/Simulink simulation, and by comparing with PI and backstepping control (BC) strategy, the designed control strategy can stabilize DC bus, reduce adjustment time, and accelerate the speed of load response more effectively and efficiently.

**Key words:** prescribed performance; sliding mode control; first-order low-pass filtering; hybrid energy storage system; ship direct current microgrid

**Citation:** XU Dezhi, ZHANG Wei, YANG Weilin, et al. Terminal sliding mode backstepping control for ship direct current microgrid based on prescribed performance. *Control Theory & Applications*,2021, 38(6): 697 – 706

# 1 引言

传统的船舶推进系统是采用原动机经过齿轮减速 器驱动螺旋桨的方式.由于传动轴系、减速齿轮等机 械装备的存在,不仅占用船舶大量的宝贵空间,另外 也使得原动机的摆放位置也受到极大的限制<sup>[1-2]</sup>.伴 随着现代大功率电力电子技术的飞速发展,全电力推 全电力推进系统由原动机、电缆、变换器与推进 器等部件组成.根据配电方式的不同,电力推进系统 又有着交流/直流之分.与交流配电相比,直流配电有 着如下的优势<sup>[4-6]</sup>:1)发电机组之间不需要同步控制, 且发电机的转速可以根据负载条件实时调整,从而提

进系统被提出用来解决这一难题[3].

收稿日期: 2020-10-30; 录用日期: 2020-12-17.

<sup>&</sup>lt;sup>†</sup>通信作者. E-mail: xudezhi@jiangnan.edu.cn.

本文责任编委: 邹云.

国家自然科学基金项目(61973140, 61903158), 中央高校基本科研业务费专项资金项目(JUSRP41911, JUSRP22030)资助. Supported by the National Natural Science Foundation of China (61973140, 61903158) and the Fundamental Research Funds for the Central Univer-

Supported by the National Natural Science Foundation of China (61973140, 61903158) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities (JUSRP41911, JUSRP22030).

高发电系统的运行效率与带载能力. 2) 去除了变压器 等大型设备,减少船舶的重量,提高空间利用率. 3) 不 存在无功功率控制问题,简化了复杂的功率分析与控 制问题.在这众多益处的推动力下,全电直流配电技 术成为研究热点.

船舶直流配电网中通常会存在着各式各样的负载, 除了用于航行的推进器,设备正常运行的服务型负载, 还有电磁弹射系统、电子激光武器和雷达等在较短的 时间内需要大量功率的高动态脉冲型负载<sup>[7-9]</sup>.船舶 的突然加减速、电磁武器的使用,所带来的负载其变 化速率远远超过了发电机的爬坡功率,发电机将很难 快速地输出足额的功率.必将导致直流配电网中出现 发电与用电不平衡的现象,进而带来直流母线电压波 动、发电机组输出的电压畸变与频率震荡,严重者威 胁着整个系统的稳定运行<sup>[10]</sup>.为了解决这一问题,储 能装置常被引入到直流配电网中用于补偿功率差值, 稳定直流母线电压,改善电能质量<sup>[11-14]</sup>.

船舶直流微网中发电机与储能装置分别通过各自的变换器与直流母线相连的,为功率变换器设计高效的控制器已经成为广大学者们的研究热点之一. 文献 [15]基于Hamilton函数方法,对带有超导磁储能装置的船舶电力系统设计了一种鲁棒协调控制方案. 文献 [16]提出了一种基于直流母线电压和频率下降的反推 控制器用于电压源型整流器(voltage source rectifier, VSR),解决不可预测的三相负载突变带来的发电机转 矩,功率角和电压振荡. 文献[17]提出了一种用于双 向直流电/直流电(direct current/direct current, DC/ DC)转换器(DC-DC)的新型模型预测控制器,减轻脉 冲功率负载的负面影响. 文献[18]设计了一种非线性 的参数自适应反推控制器,控制直流微网中的功率变 换器在不同的工作条件下都能将直流母线电压调节 在可接受的范围内.

然而上述研究只关注了系统的稳态性能,对包括 超调量、收敛速度在内的暂态性能没有纳入研究.预 设性能控制是一种能够同时兼顾稳态、暂态性能的控 制方法<sup>[19]</sup>,它通过定义性能函数和引入误差转换函 数,使得跟踪误差始终保持在由性能函数决定的边界 之内,同时保证闭环系统的收敛速度、减小超调量与 稳态误差.文献[20]针对一类未知非线性系统的控制 问题,通过反步法设计了一种时限预设性能自适应模 糊跟踪控制器,在有限时间内将跟踪误差收敛到固定 区域,瞬态下的跟踪性能也得到了优化.文献[21]针 对自动水下航行器面临未知洋流和推进器故障的特 殊情况下,提出了一种具有规定暂态性能的自适应区 域跟踪控制方案,实现洋流、模型不确定性和推进器 故障的补偿,规定暂态性能的自适应区域跟踪.

众所周知,终端滑模控制(terminal sliding mode control, TSMC)是一种被广泛地应用在非线性系统中的控制方法,由于它在滑动平面中引入了非线性函数,

使得滑动平面的跟踪误差能够在有限的时间内收敛 到零,另外与系统的参数及扰动无关,处于滑模运动 的系统具有很好的鲁棒性<sup>[22]</sup>.

通过对母线电压波动原因的探究以及受上述控制 思想的启发,本文首先在船舶系统中引入混合储能系 统,弥补发电机出力不足,接着尝试将预设性能与终 端滑模策略相结合,用于船舶直流微网系统中功率变 换器的控制上,使得母线电压的跟踪误差按照既定速 度进行收敛,并收敛到预定的区域之间,同时减小母 线电压上升到稳态值过程中的超调量与调节时间,终 端滑模控制器实现功率指令的准确跟踪,迅速地响应 负载需求.

### 2 含有混合储能系统的船舶直流微网

为了减轻脉负载突变给船舶直流母线电压带来的 消极影响,在此将超级电容与蓄电池组成混合储能系 统引入微网系统中,其中发电机通过VSR与直流母线 相连接,储能单元通过DC-DC变换器与母线相连.则 船舶直流微网的基本结构如图1所示.

#### 2.1 VSR的数学模型

VSR是将同步发电机输出的交流电变换成直流电的设备.为了简便控制器的设计,假设变换器中的开关管为理想型,无功率损耗.根据基尔霍夫电压、电流定律,得到它在三相ABC坐标系下的数学模型.

$$\begin{cases} L\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{a}}^{*}}{\mathrm{d}t} = E_{\mathrm{a}} - Ri_{\mathrm{a}}^{*} - (s_{\mathrm{a}} - \frac{1}{3}\sum_{i=\mathrm{a,b,c}} s_{i})U_{\mathrm{dc}}, \\ L\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{b}}^{*}}{\mathrm{d}t} = E_{\mathrm{b}} - Ri_{\mathrm{b}}^{*} - (s_{\mathrm{b}} - \frac{1}{3}\sum_{i=\mathrm{a,b,c}} s_{i})U_{\mathrm{dc}}, \\ L\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{c}}^{*}}{\mathrm{d}t} = E_{\mathrm{c}} - Ri_{\mathrm{c}}^{*} - (s_{\mathrm{c}} - \frac{1}{3}\sum_{i=\mathrm{a,b,c}} s_{i})U_{\mathrm{dc}}, \end{cases}$$
(1)

式中:  $E_{a}$ ,  $E_{b}$ ,  $E_{c}$ ,  $i_{a}^{*}$ ,  $i_{b}^{*}$ ,  $i_{c}^{*}$ 分别为发电机的相电压、 线电流.  $s_{i}$ 取值为0或1,  $\exists s_{a} = 1$ 时, 开关管 $S_{5}$ 导通,  $S_{6}$ 关断. 反之当 $s_{a} = 0$ 时, 则相反. 其他桥臂类似.

由于静止三相ABC坐标系下的数学模型的状态量 时变的交流量,设计控制器将面临巨大困难,为此通 过坐标变换将模型转换到两相旋转dq坐标系下,可以 得到

$$\begin{cases} L\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{d}}}{\mathrm{d}t} = E_{\mathrm{d}} - Ri_{\mathrm{d}} + wLi_{\mathrm{q}} - m_{\mathrm{d}}U_{\mathrm{dc}}, \\ L\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{q}}}{\mathrm{d}t} = E_{\mathrm{q}} - Ri_{\mathrm{q}} - wLi_{\mathrm{d}} - m_{\mathrm{q}}U_{\mathrm{dc}}, \end{cases}$$
(2)

式中:  $E_d$ ,  $E_q$ ,  $i_d$ ,  $i_q$ 分别为发电机在dq坐标系下的电压、电流,  $m_d$ ,  $m_q$ 为dq坐标系下的开关函数.

#### 2.2 蓄电池的工作数学模型

蓄电池作为直流微网中的储能单元,是一种可以 循环充放电的设备.由于蓄电池的电压与直流母线电 压等级不同,需要由双向DC-DC变换器完成电压转 换与能量传输的任务.其工作模式有如下两种:

#### 许德智等:基于预设性能的船舶直流微电网终端滑模反推控制

699

当蓄电池放电时,能量经过变换器传输到直流母线上,由于蓄电池端电压低于直流母线电压,故变换器工作在升压模式,此时S<sub>2</sub>关闭,S<sub>1</sub>斩波.

$$\begin{cases} i_{\rm b}^{\rm c} > 0, \\ i_1 = (1 - m_1)i_{\rm b}, \\ \frac{\mathrm{d}i_{\rm b}}{\mathrm{d}t} = -\frac{R_1}{L_1}i_{\rm b} + \frac{1}{L_1}U_{\rm b} - \frac{1 - m_1}{L_1}U_{\rm dc}, \end{cases}$$
(3)

式中: $i_{\rm b}$ 为蓄电池的电流参考值, $i_{\rm b}$ 为蓄电池的工作电流, $U_{\rm b}$ 为蓄电池的工作电压, $m_1$ 为开关管 $S_1$ 的开关函数,取值0或1, $i_1$ 为双向DC–DC1的输出电流.

当蓄电池充电时,变换器应工作在降压模式,此时 S<sub>1</sub>关闭, S<sub>2</sub>斩波.

$$\begin{cases} i_{\rm b}^{\rm c} < 0, \\ i_1 = m_2 i_{\rm b}, \\ \frac{\mathrm{d}i_{\rm b}}{\mathrm{d}t} = -\frac{R_1}{L_1} i_{\rm b} + \frac{1}{L_1} U_{\rm b} - \frac{m_2}{L_1} U_{\rm dc}, \\ \vec{\mathrm{T}} \oplus : m_2 为 \mathcal{H} 关 \widehat{\mathbb{T}} S_2 \mathbf{h} \mathcal{H} \overrightarrow{\mathrm{F}} \mathbf{S} \mathbf{M}, \mathbb{V} \mathbf{d} \mathbf{0} \mathbf{g} \mathbf{1}. \end{cases}$$
(4)

综上可以得到蓄电池工作的数学模型为

$$\begin{cases} i_{1} = m_{12}i_{\rm b}, \\ m_{12} = \begin{cases} 1 - m_{1}, \ i_{\rm b}^{\rm c} > 0, \\ m_{2}, \ i_{\rm b}^{\rm c} < 0, \end{cases}$$
(5)
$$\frac{\mathrm{d}i_{\rm b}}{\mathrm{d}t} = -\frac{R_{1}}{L_{1}}i_{\rm b} + \frac{1}{L_{1}}U_{\rm b} - \frac{m_{12}}{L_{1}}U_{\rm dc}. \end{cases}$$



图 1 船舶直流微网的基本拓扑 Fig. 1 Basic topology of ship DC microgrid

## 2.3 超级电容的工作数学模型

超级电容与蓄电池同样都为电压源型设备. 与蓄电池相比,它的功率密度高,充放电速度快,非常适合为高功率脉冲型负载供电. 它与直流微网的能量传输也由双向DC-DC变换器来完成,故它的工作数学模型与蓄电池相似,如下所示:

$$\begin{cases} i_2 = m_{34}i_{\rm sc}, \\ m_{34} = \begin{cases} 1 - m_3, \ i_{\rm sc}^{\rm c} > 0, \\ m_4, \ i_{\rm sc}^{\rm c} < 0, \\ \frac{\mathrm{d}i_{\rm sc}}{\mathrm{d}t} = -\frac{R_2}{L_2}i_{\rm sc} + \frac{1}{L_2}U_{\rm sc} - \frac{m_{34}}{L_2}U_{\rm dc}, \end{cases}$$
(6)

式中:  $U_{sc}$ 为超级电容的端电压,  $i_{sc}$ 为超级电容的工作 电流,  $i_{sc}^c$ 为超级电容的参考电流,  $m_3$ ,  $m_4$ 分别为开关 管 $S_3$ ,  $S_4$ 的开关函数, 取值0或1,  $i_2$ 为双向DC-DC2的 输出电流.

## 2.4 功率变换器的整体数学模型

根据基尔霍夫电流定律,可以求得母线电容两端的电压U<sub>dc</sub>与负载电流*i*<sub>L</sub>存在如下关系:

$$\frac{\mathrm{d}U_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{C}(i_{\mathrm{dc}} + i_1 + i_2 - i_{\mathrm{L}}),\tag{7}$$

式中iL为负载电流.

由功率守恒定律可知, VSR的交流侧与直流侧存 在着有功功率相等的关系:

$$U_{\rm dc}i_{\rm dc} = \frac{3}{2}(E_{\rm d}i_{\rm d} + E_{\rm q}i_{\rm q}).$$
 (8)

当发电机端电压稳态时,  $E_q = 0$ , 将式(8)代到式(7)中可以得到

$$\frac{\mathrm{d}U_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{C} \left( \frac{3E_{\mathrm{d}}i_{\mathrm{d}}}{2U_{\mathrm{dc}}} + m_{12}i_{\mathrm{b}} + m_{34}i_{\mathrm{sc}} - i_{\mathrm{L}} \right).$$
(9)

由式(2)(5)-(6)(9)可以获得功率变换器的整体数 学模型:

$$\begin{cases} \frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{d}}}{\mathrm{d}t} = \delta_{1}E_{\mathrm{d}} - \delta_{2}i_{\mathrm{d}} + wi_{\mathrm{q}} - \delta_{1}m_{\mathrm{d}}U_{\mathrm{dc}}, \\ \frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{q}}}{\mathrm{d}t} = \delta_{1}E_{\mathrm{q}} - \delta_{2}i_{\mathrm{q}} - wi_{\mathrm{d}} - \delta_{1}m_{\mathrm{q}}U_{\mathrm{dc}}, \\ \frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{b}}}{\mathrm{d}t} = -\delta_{4}i_{\mathrm{b}} + \delta_{3}U_{\mathrm{b}} - \delta_{3}m_{12}U_{\mathrm{dc}}, \\ \frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{sc}}}{\mathrm{d}t} = -\delta_{6}i_{\mathrm{sc}} + \delta_{5}U_{\mathrm{sc}} - \delta_{5}m_{34}U_{\mathrm{dc}}, \\ \frac{\mathrm{d}U_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t} = \delta_{7}(\frac{3E_{\mathrm{d}}i_{\mathrm{d}}}{2U_{\mathrm{dc}}} + m_{12}i_{\mathrm{b}} + m_{34}i_{\mathrm{sc}} - i_{\mathrm{L}}), \end{cases}$$
(10)

式中:  $\delta_1 = \frac{1}{L}$ ,  $\delta_2 = \frac{R}{L}$ ,  $\delta_3 = \frac{1}{L_1}$ ,  $\delta_4 = \frac{R_1}{L_1}$ ,  $\delta_5 = \frac{1}{L_2}$ ,  $\delta_6 = \frac{R_2}{L_2}$ ,  $\delta_7 = \frac{1}{C}$ . 这些参数由直流微网中各变换器 的电阻、电容值确定.

#### 2.5 船舶负载的数学模型

将船舶系统中的负载按照用途大致分为如下3类: 推进器负载P<sub>t</sub>、脉冲型功率负载P<sub>h</sub>、服务型负载P<sub>s</sub>. 推进器驱动螺旋桨在水中旋转,与水相互作用产生船 舶航行的动力,它所占比重最大.在静水航行中的螺 旋桨功率与转速之间存在如下关系:

$$P_{\rm t} = 2\pi {\rm sgn}(n)k_{\rm t}\rho n^3 D^5, \qquad (11)$$

式中:  $sgn(\cdot)$ 为符号函数,  $k_t$ 为阻转矩系数,  $\rho$ 为海水的 密度, n为螺旋桨的转速, d为螺旋桨的直径.

脉冲型负载由电磁武器的使用所产,具有持续时间短,速率变化快等特性,服务型负载是维持船舶正常运作的基础,通常为生活用电、电子产品供电,不会出现大幅度波动.

## 3 船舶直流微网中的功率分配策略的设计

在海面的航行中,如遇突发状况,船舶需要急停或 者加、减速,此时推进器需要快速动作,将产生大幅度 波动的推进负载,另外电磁武器等高能设备的使用将 带来脉冲型负载.这些变化迅速的负载需要快速响应, 但是发电机爬坡功率有限,调节能力不足以维持发电 与用电之间的平衡,进而造成母线电压的波动.

为了解决这一矛盾,蓄电电池和超级电容组成混 合储能单元被引入到船舶直流微网中用以弥补发电 机的出力不足.其中蓄电池能量密度高,功率密度低, 承担者差额功率中的低频成份,超级电容功率密度 高、充放电速度快,承担差额功率中的高频成份.船舶 直流微网系统中的具体能量管理策略如下:

首先计算出当前负载需求 $P_{\rm L}^{\rm c}(t)$ 相对上一采样时 刻发电机出力 $P_{\rm g}(t - T_{\rm s})$ 的变化率 $\Lambda P_{\rm g}^{\rm L}(t)$ ,

$$\Lambda P_{\rm g}^{\rm L}(t) = (P_{\rm L}^{\rm c}(t) - P_{\rm g}(t - T_{\rm s}))/T_{\rm s}.$$
 (12)

根据负载变化率 $\Lambda P_{g}^{L}(t)$ 的数值大小,划定下边两种情

况:

情况1  $AP_{g}^{L}(t) \leq P_{c,g}$ ,当负载需求变化率不超 过发电机的爬坡功率时,此时负载功率全部由发电机 承担,各单元的功率指令如下:

$$P_{\rm g}^{\rm c}(t) = P_{\rm L}^{\rm c}(t), \ P_{\rm b}^{\rm c}(t) = 0, \ P_{\rm sc}^{\rm c}(t) = 0.$$
 (13)

**情况2**  $AP_{g}^{L}(t) > P_{c,g}$ , 当负载需求变化率超出发电机的爬坡功率时, 混合储能系统承担差额功率  $P_{e}^{c}(t)$ , 其中蓄电池的功率指令为差额功率经一阶低通滤波器的低频成份 $P_{e}^{lf}(t)$ , 高频成份由超级电容承担 $P_{e}^{hf}(t)$ .

$$\begin{cases} P_{\rm g}^{\rm c}(t) = P_{\rm g}(t - T_{\rm s}) + \operatorname{sgn}(\Lambda P_{\rm g}^{\rm L}(t)) P_{\rm c,g} T_{\rm s}, \\ P_{\rm e}^{\rm c}(t) = P_{\rm L}^{\rm c}(t) - P_{\rm g}^{\rm c}(t) = P_{\rm e}^{\rm lf}(t) + P_{\rm e}^{\rm hf}(t), \end{cases}$$
(14)

式中:

$$\begin{split} P_{\mathrm{e}}^{\mathrm{lf}}(t) &= P_{\mathrm{b}}^{\mathrm{c}}(t) = \vartheta P_{\mathrm{e}}^{\mathrm{c}}(t) + (1 - \vartheta) P_{\mathrm{e}}^{\mathrm{lf}}(t - T_{\mathrm{s}}), \\ P_{\mathrm{e}}^{\mathrm{hf}}(t) &= P_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{c}}(t) = P_{\mathrm{e}}^{\mathrm{c}}(t) - P_{\mathrm{e}}^{\mathrm{lf}}(t), \ \vartheta = T_{\mathrm{s}} / (\tau + T_{\mathrm{s}}), \end{split}$$

 $\tau$ 为一阶低通滤波器的时间常数,  $T_s$ 为采样时间.

船舶直流微网的数学模型以电流、电压作为状态 量,因此需将蓄电池与超级电容的参考功率指令转换 成参考电流指令.

$$i_{\rm sc}^{\rm c} = \frac{P_{\rm sc}^{\rm c}}{U_{\rm sc}}, \ i_{\rm b}^{\rm c} = \frac{P_{\rm b}^{\rm c}}{U_{\rm b}}.$$
 (15)

4 基于预设性能的终端滑模反推控制器的 设计

### 4.1 预设性能的基本理论

**引理1** 连续函数 $\phi(t)$ : 在 $\mathbb{R}^+ \to \mathbb{R}^+$ 范围内满足 如下两个限制条件,则可称 $\phi(t)$ 为性能函数<sup>[23]</sup>:

- 1)  $\phi(t)$ 的函数值大于零且随时间严格单调递减;
- 2)  $\phi_{\infty} = \lim_{t \to \infty} \phi(t) > 0.$

指数函数的特征与上述条件相接近,因此定义了 如下的性能函数:

$$\phi(t) = (\phi_0 - \phi_\infty) \mathrm{e}^{-\gamma t} + \phi_\infty, \qquad (16)$$

式中:  $\phi_0, \phi_\infty$ 均为大于零的常数,  $\gamma$ 代表收敛速度, 取正整数.

为了将误差λ限定在指定的范围内,定义了如下的 不等式约束:

$$-\phi(t) < \lambda(t) < \phi(t). \tag{17}$$

在上、下边界 $\phi(t)$ ,  $-\phi(t)$ 的共同作用, 误差 $\lambda(t)$ 将跟随预设性能函数的速度进行收敛.

在设计控制器的时候,如果不对不等式约束(17) 进行转换,则设计的过程将变得很复杂.因此,非常必 要在设计控制器前先将其转换成等式约束.定义转换 关系为

$$\lambda(t) = \phi(t)\ell(\varepsilon), \tag{18}$$

式中: *c*为转换所带来的误差, *ℓ*(*ε*)为转换函数. 除了 要具有光滑、可逆且严格递增的特性外, 还需要满足 如下条件:

$$-1 < \ell(\varepsilon) < 1, \tag{19}$$

$$\begin{cases}
\lim_{\varepsilon \to -\infty} \ell(\varepsilon) = -1, \\
\lim_{\varepsilon \to \infty} \ell(\varepsilon) = 1.
\end{cases}$$
(20)

只要找到合适的转换函数满足上述条件, 就可以 将不等式(17)转换成如下的等式约束:

$$-\phi(t) < \lambda(t) = \phi(t)\ell(\varepsilon) < \phi(t).$$
(21)

这里选择如下的 $\ell(\varepsilon)$ :

$$\ell(\varepsilon) = \frac{e^{\varepsilon} - e^{-\varepsilon}}{e^{\varepsilon} + e^{-\varepsilon}}.$$
(22)

因为 $\ell(\varepsilon)$ 为可逆函数,则它的反函数——转换误差 $\varepsilon(t)$ 为

$$\varepsilon(t) = \ell^{-1}(\frac{\lambda(t)}{\phi(t)}) = \frac{1}{2} \ln \frac{\phi(t) + \lambda(t)}{\phi(t) - \lambda(t)}.$$
 (23)

对 $\varepsilon(t)$ 进行求导可以得到

$$\dot{\varepsilon}(t) = \frac{\phi \dot{\lambda} - \dot{\phi} \lambda}{(\phi + \lambda)(\phi - \lambda)} = \beta(\lambda - \tau), \quad (24)$$

式中:  $\beta = \frac{\phi}{\phi^2 - \lambda^2} > 0, \ \tau = \frac{\phi\lambda}{\phi}.$ 

## 4.2 控制器的设计与稳定性证明

为了稳定直流母线电压、蓄电池与超级电容输出 给定的参考功率,直接将数学模型中的状态变量U<sub>dc</sub>, *i*<sub>d</sub>,*i*<sub>q</sub>,*i*<sub>b</sub>,*i*<sub>sc</sub>作为被控对象,控制框图如图2所示.



#### 图 2 控制策略框图



带有预设性能的终端滑模反推控制器的设计步骤 如下.

首先定义各被控量的跟踪误差:

$$e_1 = U_{\rm dc} - U_{\rm dc}^{\rm c},$$
 (25)

$$e_2 = i_{\rm d} - i_{\rm d}^{\rm c},$$
 (26)

$$e_3 = i_{\rm q} - i_{\rm q}^{\rm c},$$
 (27)

$$e_4 = i_{\rm b} - i_{\rm c}^{\rm c}$$
. (28)

$$e_5 = i_{\rm sc} - i_{\rm sc}^{\rm c}.\tag{29}$$

**Step 1** 设计VSR的*d*轴电流虚拟控制器*i*<sub>d</sub><sup>c</sup>,并对式(25)两边求导可以得到

$$\dot{e}_{1} = \dot{U}_{dc} - \dot{U}_{dc}^{c} = \\ \delta_{7} (\frac{3E_{d}i_{d}}{2U_{dc}} + m_{12}i_{b} + m_{34}i_{sc} - i_{L}) - \dot{U}_{dc}^{c}.$$
(30)

为了能使直流母线电压跟踪误差 $e_1$ 的瞬态和稳态 值都被限制在指定的范围内,且按照预定的速度进行 收敛,在此引入预设性能函数 $\phi(t)$ ,将原来的母线电 压误差 $e_1$ 用转换误差 $\xi$ 来代替, $\xi$ 的导数根据式(24)可以得到

$$\dot{\xi} = \beta(\dot{e}_{1} - \tau) = \beta[-\dot{U}_{\rm dc}^{\rm c} - \tau + \delta_{7}(\frac{3E_{\rm d}i_{\rm d}}{2U_{\rm dc}} + m_{12}i_{\rm b} + m_{34}i_{\rm sc} - i_{\rm L})].$$
(31)

为使直流母线电压的控制环路稳定,定义如下结构的Lyapunov函数:

$$V_1 = \frac{1}{2}\xi^2.$$
 (32)

对V1进行求导可以得到

$$\begin{split} \dot{V}_{1} &= \xi \dot{\xi} = \\ \xi \beta [\delta_{7} (\frac{3E_{\rm d} i_{\rm d}}{2U_{\rm dc}} + m_{12} i_{\rm b} + m_{34} i_{\rm sc} - i_{\rm L}) - \dot{U}_{\rm dc}^{\rm c} - \tau] = \\ \xi \beta [\delta_{7} (\frac{3E_{\rm d} i_{\rm d}}{2U_{\rm dc}} + m_{12} i_{\rm b} + m_{34} i_{\rm sc} - i_{\rm L}) - \\ \dot{U}_{\rm dc}^{\rm c} - \tau + k_{1} \frac{\xi}{\beta}] - k_{1} \xi^{2}, \end{split}$$
(33)

式中 $k_1 > 0$ 为一个常量.

为了使 $\dot{V}_1 \leq 0$ ,利用反推的方法从式(33)中求得了 VSR的d轴电流虚拟控制器 $i_a^c$ :

$$i_{\rm d}^{\rm c} = \frac{2U_{\rm dc}}{3E_{\rm d}\delta_7} [-k_1\frac{\xi}{\beta} + \tau + \dot{U}_{\rm dc}^{\rm c} - \delta_7(m_{12}i_{\rm b} + m_{34}i_{\rm sc} - i_{\rm L})].$$
(34)

**Step 2** 设计终端滑模反推控制器, 定义如下的终端滑模面:

$$S_1 = e_2 + k_2 (\int_{0-}^t e_2 \mathrm{d}t)^{p_1/q_1}, \qquad (35)$$

$$S_2 = e_3 + k_3 (\int_{0-}^{t} e_3 \mathrm{d}t)^{p_2/q_2}, \qquad (36)$$

$$S_3 = e_4 + k_4 (\int_{0-}^t e_4 dt)^{p_3/q_3}, \qquad (37)$$

$$S_4 = e_5 + k_5 (\int_{0-}^t e_5 dt)^{p_4/q_4}, \qquad (38)$$

式中:  $k_2 > 0$ ,  $k_3 > 0$ ,  $k_4 > 0$ ,  $k_5 > 0$ 为各自终端滑 模面的既定常数;  $p_1, q_1, p_2, q_2, p_3, q_3, p_4, q_4$ 全为正奇 数, 且满足如下关系:  $1 < p_1/q_1 < 2$ ,  $1 < p_2/q_2 < 2$ ,  $1 < p_3/q_3 < 2$ ,  $1 < p_4/q_4 < 2$ .

为了证明整个船舶直流微网控制系统的稳定性,构造了如下的Lyapunov函数V<sub>2</sub>:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}S_1^2 + \frac{1}{2}S_2^2 + \frac{1}{2}S_3^2 + \frac{1}{2}S_4^2.$$
 (39)

对式(39)的两边进行求导可以得到

$$\dot{V}_{2} = \dot{V}_{1} + S_{1}\dot{S}_{1} + S_{2}\dot{S}_{2} + S_{3}\dot{S}_{3} + S_{4}\dot{S}_{4} = -k_{1}\xi^{2} + S_{1}[\delta_{1}E_{d} - \delta_{2}i_{d} + wi_{q} - \delta_{1}m_{d}U_{dc} - i_{d}^{c} + k_{2}\frac{p_{1}}{q_{1}}e_{2}(\int_{0^{-}}^{t}e_{2}dt)^{p_{1}/q_{1}-1}] + S_{2}[\delta_{1}E_{q} - \delta_{2}i_{q} - wi_{d} - \delta_{1}m_{q}U_{dc} - i_{q}^{c} + k_{3}\frac{p_{2}}{q_{2}}e_{3}(\int_{0^{-}}^{t}e_{3}dt)^{p_{2}/q_{2}-1}] + S_{3}[-\delta_{4}i_{b} + \delta_{3}U_{b} - \delta_{3}m_{12}U_{dc} - i_{b}^{c} + k_{4}\frac{p_{3}}{q_{3}}e_{4}(\int_{0^{-}}^{t}e_{4}dt)^{p_{3}/q_{3}-1}] + S_{4}[-\delta_{6}i_{sc} + \delta_{5}U_{sc} - \delta_{5}m_{34}U_{dc} - i_{sc}^{c} + k_{5}\frac{p_{4}}{q_{4}}e_{5}(\int_{0^{-}}^{t}e_{5}dt)^{p_{4}/q_{4}-1}].$$
(40)

为了保证整个控制系统的渐近稳定, 需要对控制 器施加如下的约束条件使得 $\dot{V}_2 \leq 0$ :

$$-\rho_{1} \tanh \frac{S_{1}}{\varepsilon_{1}} =$$

$$\delta_{1}E_{d} - \delta_{2}i_{d} + wi_{q} - \delta_{1}m_{d}U_{dc} - \dot{i}_{d}^{c} +$$

$$k_{2}\frac{p_{1}}{q_{1}}e_{2}(\int_{0-}^{t}e_{2}dt)^{p_{1}/q_{1}-1},$$

$$-\rho_{2} \tanh \frac{S_{2}}{\varepsilon_{2}} =$$

$$\delta_{1}E_{q} - \delta_{2}i_{q} - wi_{d} - \delta_{1}m_{q}U_{dc} - \dot{i}_{q}^{c} +$$

$$(41)$$

$$k_{3} \frac{p_{2}}{q_{2}} e_{3} (\int_{0-}^{t} e_{3} dt)^{p_{2}/q_{2}-1}, \qquad (42)$$
$$-\rho_{3} \tanh \frac{S_{3}}{\varepsilon_{2}} =$$

$$-\delta_{4}i_{\rm b} + \delta_{3}U_{\rm b} - \delta_{3}m_{12}U_{\rm dc} - \dot{i}_{\rm b}^{\rm c} + k_{4}\frac{p_{3}}{q_{3}}e_{4}(\int_{0-}^{t}e_{4}\mathrm{d}t)^{p_{3}/q_{3}-1}, \qquad (43)$$
$$-\rho_{4}\tanh\frac{S_{4}}{\varepsilon_{4}} = -\delta_{6}i_{\rm sc} + \delta_{5}U_{\rm sc} - \delta_{5}m_{34}U_{\rm dc} - \dot{i}_{\rm sc}^{\rm c} + \delta_{5}U_{\rm sc} - \delta_{5}m_{34}U_{\rm dc} - \dot{i}_{\rm sc}^{\rm c} + \delta_{5}U_{\rm sc} + \delta_{5}U_{\rm sc} - \delta_{5}m_{34}U_{\rm dc} - \dot{i}_{\rm sc}^{\rm c} + \delta_{5}U_{\rm sc} + \delta_{5}U_{\rm sc} - \delta_{5}m_{34}U_{\rm dc} - \dot{i}_{\rm sc}^{\rm c} + \delta_{5}U_{\rm sc} - \delta_{5}m_{34}U_{\rm dc} - \dot{i}_{\rm sc}^{\rm c} + \delta_{5}U_{\rm sc} +$$

$$k_5 \frac{p_4}{q_4} e_5 (\int_{0-}^t e_5 \mathrm{d}t)^{p_4/q_4 - 1}, \tag{44}$$

式中:  $\rho_1 > 0$ ,  $\rho_2 > 0$ ,  $\rho_3 > 0$ ,  $\rho_4 > 0$ , tanh(\*)为双 曲正切函数:

$$\tanh x = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}.$$
 (45)

利用反推的方法从式(41)-(44)中可以分别求得控制器m<sub>d</sub>, m<sub>q</sub>, m<sub>12</sub>, m<sub>34</sub>.

$$m_{\rm d} = \frac{1}{\delta_1 U_{\rm dc}} [\rho_1 \tanh \frac{S_1}{\varepsilon_1} + \delta_1 E_{\rm d} - \delta_2 i_{\rm d} + wi_{\rm q} - \dot{i}_{\rm d}^{\rm c} + k_2 \frac{p_1}{q_1} e_2 (\int_{0-}^t e_2 {\rm d}t)^{p_1/q_1 - 1}], \quad (46)$$

$$m_{\rm q} = \frac{1}{\delta_1 U_{\rm dc}} [\rho_2 \tanh \frac{S_2}{\varepsilon_2} + \delta_1 E_{\rm q} - \delta_2 i_{\rm q} - wi_{\rm d} - \dot{i}_{\rm q}^{\rm c} + k_3 \frac{p_2}{q_2} e_3 (\int_{0-}^t e_3 {\rm d}t)^{p_2/q_2 - 1}], \quad (47)$$

$$m_{12} = \frac{1}{\delta_3 U_{\rm dc}} [\rho_3 \tanh \frac{S_3}{\varepsilon_3} - \delta_4 i_{\rm b} + \delta_3 U_{\rm b} - i_{\rm b}^{\rm c} + k_4 \frac{p_3}{q_3} e_4 (\int_{0-}^t e_4 {\rm d}t)^{p_3/q_3 - 1}], \qquad (48)$$

$$m_{34} = \frac{1}{\delta_5 U_{\rm dc}} [\rho_4 \tanh \frac{S_4}{\varepsilon_4} - \delta_6 i_{\rm sc} + \delta_5 U_{\rm sc} - i_{\rm sc}^{\rm c} + k_5 \frac{p_4}{q_4} e_5 (\int_{0-}^t e_5 dt)^{p_4/q_4 - 1}].$$
(49)

将式(46)-(49)代入到式(40)中,可以很容易证明

$$\dot{V}_{2} = -k_{1}\xi_{1}^{2} - \rho_{1}S_{1} \tanh \frac{S_{1}}{\varepsilon_{1}} - \rho_{2}S_{2} \tanh \frac{S_{2}}{\varepsilon_{2}} - \rho_{3}S_{3} \tanh \frac{S_{3}}{\varepsilon_{3}} - \rho_{4}S_{4} \tanh \frac{S_{4}}{\varepsilon_{4}} \leq 0.$$
(50)

从式(50)可以得出,本文设计的基于预设性能的 终端滑模反推控制器能够使得船舶直流微电网的闭 环控制系统渐近稳定.

## 5 仿真结果分析

为了验证本文所提出的基于预设性能的终端滑模 反推控制器、功率分配策略应用在船舶直流微电网上 的有效性与优越性,在本节中,通过仿真试验对算法 的控制效果进行验证.首先,在MATLAB/Simulink环 境下搭建船舶直流微电网系统,其中能量供给单元与

#### 功率变换器的基本参数如表1所示.

表 1 船舶直流微网系统的基本参数 Table 1 Marine DC microgrid system parameters

参数	数值	参数	数值	
电阻 $R$	$5\mathrm{m}\Omega$	螺旋桨直径D	40 cm	
电感 $L$	$30\mathrm{mH}$	海水密度ρ	$1018\mathrm{kg/m}^3$	
电阻 $R_1$	$20\mathrm{m}\Omega$	阻转矩系数k <sub>t</sub>	0.01	
电感 $L_1$	5 mH	发电机容量、电压	1 MW, 380 V	
电阻 $R_2$	$20\mathrm{m}\Omega$	最大爬坡功率Pc,g	240 kW/min	
电感 $L_2$	$5\mathrm{mH}$	超级电容容值、电压	500 F, 500 V	
电容 $C$	$25\mathrm{mF}$	蓄电池组容量、电压	800 Ah, 500 V	

其次, 在推进负载部分, 考虑船舶的航行途中可能 出现的突然加减速的情况, 在仿真中设定了如图3所 示的螺旋桨速度变化曲线, 在t = 2 min时, 螺旋桨开 始启动, 缓慢地加速到n = 90 r/min, 在t = 5 min时, 转速开始快速下降到零, 接着螺旋桨开始进入反转, 并在t = 7.5 min时加速到n = 100 r/min, 随后螺旋桨 开始减速并进入正转, 在t > 10 min阶段维持在n =73 r/min. 由式(11)可以计算得到 $P_t$ , 推进负载曲线如 图4所示.





服务型负载  $P_{\rm s}$  在t = 1 min 时接入母线,并逐渐 增大到最大功率110kW附近;脉冲型负载 $P_{\rm h}$ 在t =11 min时接入母线,单次最大功负荷160kW,每次持 续时间3 s 左右;两者功率曲线如图4所示. 接着,按照第3节中的功率分配策略,将直流母线上的负载分别分配到发电机、蓄电池、超级电容上,其中系统采样时间 $T_{\rm s} = 10 \, \mu {
m s}$ ,一阶低通滤波器时间常数 $\tau = 1 \, \mu {
m s}$ ,分配结果如图5所示.



图 5 各能量单元的参考功率曲线



最后,将所设计的控制器代入到控制系统中,得 到PWM控制功率变换器动作,控制器的基本参数如 表2所示.

表 2 控制器的参数

Table 2 Controller parameters

参数	数值	参数	数值	参数	数值
$\phi_0$	850	$\rho_1$	800	$p_1$	5
$\phi_{\infty}$	4	$\rho_2$	32000	$p_2$	5
$\gamma$	6	$\rho_3$	4500	$p_3$	7
$k_1$	800	$\rho_4$	1800	$p_4$	5
$k_2$	0.2	$\varepsilon_1$	0.12	$q_1$	3
$k_3$	0.1	$\varepsilon_2$	0.05	$q_2$	3
$k_4$	0.2	$\varepsilon_3$	0.14	$q_3$	5
$k_5$	0.3	$\varepsilon_4$	0.08	$q_4$	3

设定船舶微网直流母线额定电压U<sup>c</sup><sub>dc</sub> = 800 V,围 绕稳定直流母线电压和控制功率变换器输出参考功 率的目标进行仿真,预设性能终端滑模反推控制器的 控制效果如图6-11所示.



Fig. 6 Load power tracking curve























图6为负载需求响应曲线.结合图7-8可以看出:在  $t < 2 \min阶段,服务型负荷逐渐增大到100 kW附近;$ 在2 min  $\leq t < 5 \min阶段,螺旋桨开始启动并逐渐加速,母线上的负载逐渐增大,但是没有超出发电机的调节能力范围,混合储能系统不需要参与调节出力;$  $在5 min <math>\leq t < 10 \min$ 这段时间内,螺旋桨转速的突变,使得母线上负载出现了大幅度波动,由于发电机 受爬坡功率的限制,出力将会不足,需要混合储能系统来弥补差额功率;在10 min  $\leq t < 15 \min阶段,电$ 磁武器投入使用,给母线带来了脉冲型负载,此时超级电容迅速充放电,蓄电池协同配合以满足负荷需要.在整个仿真实验阶段,直流微网系统均能够对负载作出快速地响应,到达稳态时的功率波动仅在0.3 kW以内.

图7为蓄电池的输出功率跟踪情况,可以看出蓄电 池全程迅速、准确地跟踪参考功率.当t < 5 min时, 蓄电池无需输出功率,稳态跟踪误差仅有0.2 kW,之 后参与系统负荷调节,其中功率指令 $P_b^c$ 变化缓慢,但 是需要蓄电池调节的时间较超级电容要长,实际的输 出功率都在参考功率上、下0.3 kW附近.

图8为超级电容的输出功率跟踪曲线,超级电容承 担着差额功率中的高频部分,指令Psc变化较蓄电池 更加突然,尤其是在电磁武器投入使用的阶段,但是 超级电容同样能够完美地跟踪指令,输出足额的功率, 稳态误差也保持在0.2kW以内.

图10为直流母线电压跟踪情况,其中(a)反映了无 混合储能(no hybrid energy storage system, nHESS)情 况下的船舶直流母线电压,从中可以看出,由于发电 机出力的不足,母线电压在船舶突然加减速期间上下 波动了将近40V,在电磁武器使用阶段,电压跌落到 770V左右.

为了解决负载波动带来的船舶直流母线电压波动 问题,在引入混合储能系统的基础上,设计先进的控 制器,并将其与PI,BC两种控制器进行效果比较,从 图9–10中可以看出本文控制器具有如下的优越性能: 1)在预设性能函数的约束作用下,直流母线电压在从 零上升到额定电压的过程中,仅产生了50V的超调量, 是其他两种方法的一半,且调节时间最短;2)在 5 min  $\leq t < 10$  min阶段,推进器负载大幅度造成的 母线电压跌落仅在上、下2V左右,另外两种方法作用 下的母线电压波动较大,将近5V;3)当10 min  $\leq t < 15$  min时, PFTSMC作用下的电压跌落不到2V,远 小于PI与BC,且再次恢复到额定电压用时少; 4) PFTSMC作用下的电压误差全程被限制在 上、下4V之内,另外两种方法作用下的电压偏差超过 了此设定值.

图11为4个滑动模态平面曲线,滑模面一直在零附

近徘徊, 且抖振很小, 从而说明了闭环控制系统是稳 定的.

## 6 结论

由于负载的突变,发电机受爬坡功率的制约很难 快速响应,这将很容易导致船舶的发电侧与用电侧之 间产生功率失衡,进而造成直流母线电压的波动.为 了解决这一问题,在船舶直流微网中引入混合储能装 置用以弥补发电机出力不足的基础上,本文设计了一 种基于预设性能的终端滑模反推控制策略.首先建立 船舶直流微网的数学模型,接着对负载功率进行合理 分配,最后将控制器作用在功率变化器上.从仿真的 结果中可以看出,无论是出现突加负载、甩负荷以及 电磁武器使用,直流的母线电压均能够稳定在额定值 附近、且受负载波动的影响较PI、反推控制器小,且波 动范围能够很好地被限制在预设的范围之内,明显比 其他两种控制器优越.

后期的工作将着力研究效率更高的功率分配控制 策略,并对基于预设性能的终端滑模反推控制器进行 改进,以取得更优的控制效果.

#### 参考文献:

- ZHUO Jinbao, SHI Weifeng, ZHANG Wei. Modeling and simulation of gas turbine generator set in marine electric propulsion. *Computer Simulation*, 2016, 33(12): 143 – 147.
   (卓金宝, 施伟锋, 张威. 船舶电力推进中燃气轮机发电机组建模与 仿真. 计算机仿真, 2016, 33(12): 143 – 147.)
- [2] LÜ Wenchao, BI Daqiang, LÜ Feipeng. Research on modeling and simulation of marine gas turbine power generation system. *Ship Electric Technology*, 2014, 34(8): 13 17.
  (日文超, 毕大强, 吕飞鹏, 船用燃气轮机发电系统建模与仿真研究.船电技术, 2014, 34(8): 13 17.)
- [3] KUSHAL T R B, ILLINDALA M S. Correlation-based feature selection for resilience analysis of MVDC shipboard power system. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2020, 117: 105742.
- [4] FORESTIERI J N, FARASAT M. Energy flow control and sizing of a hybrid battery/supercapacitor storage in MVDC shipboard power systems. *IET Electrical Systems in Transportation*, 2020, 10(3): 275 – 284.
- [5] HOU J, SONG Z, HOFMANN H, et al. Adaptive model predictive control for hybrid energy storage energy management in all-electric ship microgrids. *Energy Conversion and Management*, 2019, 198: 111929.
- [6] MARDANI M M, KHOOBAN M H, MASOUDIAN A, et al. Model predictive control of DC–DC converters to mitigate the effects of pulsed power loads in naval DC microgrids. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 66(7): 5676 – 5685.
- [7] PARK H, SUN J, PEKAREK S, et al. Real-time model predictive control for shipboard power management using the IPA-SQP approach. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2015, 23(6): 2129 – 2143.
- [8] KHOOBAN M H, GHEISARNEIAD M, FARSIZADEH H, et al. A new intelligent hybrid control approach for DC–DC converters in zero-emission ferry ships. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 35(6): 5832 – 5841.

- [9] VU T V, GONSOULIN D, DIAZ F, et al. Predictive control for energy management in ship power systems under high-power ramp rate loads. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2017, 32(2): 788 – 797.
- [10] KHAN M M S, SMITH B L, PARVANIA M. Supercapacitor for highdynamic load management in MVDC shipboard power systems. *The* 2019 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS). Washington, DC, USA: IEEE, 2019: 219 – 225.
- [11] D'AGOSTINO F, KAZA D, MARTELLI M, et al. Development of a multiphysics real-time simulator for model-based design of a DC shipboard microgrid. *Energies*, 2020, 13(14): 3580.
- [12] XU L, CHEN D. Control and operation of a DC microgrid with variable generation and energy storage. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2011, 26(4): 2513 2522.
- [13] CHEN D, XU L, YAO L. DC voltage variation based autonomous control of DC microgrids. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2013, 28(2): 637 – 648.
- [14] WANG B, XIAN L, MANANDHAR U, et al. Hybrid energy storage system using bidirectional single-inductor multiple-port converter with model predictive control in DC microgrids. *Electric Power Systems Research*, 2019, 173: 38 – 47.
- [15] ZHANG Lijun, MENG Jie, LAN Hai, et al. Robust coordinated control of ship power system with SMES and electric propulsion load. *Control & Decision*, 2011, 26(12): 1808 1812.
  (张利军, 孟杰, 兰海, 等. 带有SMES和电力推进负载的舰船电力系统鲁棒协调控制. 控制与决策, 2011, 26(12): 1808 1812.)
- [16] HARDAN F, NORMAN R. Balancing loads of rotating generators utilizing VSC direct power controllers in a ship AC/DC smartgrid. *Electric Power Systems Research*, 2020, 182: 106200.
- [17] MARDANI M M, KHOOBAN M H, MASOUDIAN A, et al. Model predictive control of DC–DC converters to mitigate the effects of pulsed power loads in naval DC microgrids. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 66(7): 5676 – 5685.

- [18] ROY T K, MAHMUD M A, OO A M T, et al. Nonlinear adaptive backstepping controller design for islanded DC microgrids. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, 54(3): 2857 – 2873.
- [19] NA J, CHEN Q, REN X, et al. Adaptive prescribed performance motion control of servo mechanisms with friction compensation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 61(1): 486 – 494.
- [20] ZHANG W, XU D, JIANG B, et al. Prescribed performance based model-free adaptive sliding mode constrained control for a class of nonlinear systems. *Information Sciences*, 2021, 544: 97 – 116.
- [21] LIU X, ZHANG M, WANG S. Adaptive region tracking control with prescribed transient performance for autonomous underwater vehicle with thruster fault. *Ocean Engineering*, 2020, 196: 106804.
- [22] HUANG Y, NA J, WU X, et al. Adaptive control of nonlinear uncertain active suspension systems with prescribed performance. *ISA Transactions*, 2015, 54: 145 – 155.
- [23] BECHLIOULIS C P, ROVITHAKIS G A. Prescribed performance adaptive control for multi-input multi-output affine in the control nonlinear systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2010, 55(5): 1220 – 1226.
- 作者简介:

许德智 博士,副教授,硕士生导师,目前研究方向为数据驱动控制及其应用、故障诊断与容错控制等, E-mail: xudezhi@jiangnan.edu. cn;

**张 威** 硕士研究生,目前研究方向为直流微电网运行控制、新能 源发电技术,E-mail: 6181915016@stu.jiangnan.edu.cn;

**杨玮林** 博士,目前研究方向为储能系统优化及控制,E-mail: wlyang@jiangnan.edu.cn;

**夏** 岩 博士,高级工程师,目前研究方向为新能源发电中的电力 电子技术,E-mail: xiayan@suse.edu.cn.