DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.5.109 中图分类号：TM712 文献标志码：A

基于NDO功率前馈的光储变换器电压稳定控制策略

李练兵[1](中国电源学会会员)，李新达[1]，代亮亮[1]，陈泽宇[1]，宋清翔[2]
(1.河北工业大学电气工程学院，天津 300130；2.汇川技术东莞有限公司，东莞 523800)

摘要：离网型光储微电网中，直流侧母线电压幅值易受光伏PV(photovoltaic)输出功率和负荷功率波动的影响，在传统控制策略下系统可能会出现直流母线电压振荡、电压恢复时间过长的现象。为提高母线电压的动态稳定性，提出一种基于非线性扰动观测器NDO(nonlinear disturbance observer)功率前馈的模糊-比例积分PI(proportional integral)控制方法。首先，建立储能放电模式下的系统状态方程，设计扰动观测环节，对PV和负荷的扰动功率进行实时观测，并将其修正后作为前馈量加入到电流内环。然后，设计基于母线电压偏差的模糊-PI控制器对电压外环结构进行改进，给出扰动观测器和控制器的设计过程。最后，仿真与实验结果验证了该策略在负荷冲击下能具备良好的直流母线电压动态稳定性。

关键词：光储微电网；直流母线电压；非线性扰动观测器；电压动态稳定；模糊-比例积分控制

Voltage Stability Control Strategy for Photovoltaic-storage Converters Based on NDO Power Feedforward

LI Lianbing[1], *Member*, *CPSS*, LI Xinda[1], DAI Liangliang[1], CHEN Zeyu[1], SONG Qingxiang[2]
(1. School of Electrical Engineering, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China; 2. Huichuan Technology Dongguan Co., Ltd., Dongguan 523800, China)

Abstract: In off-grid photovoltaic storage microgrids, the DC-side bus voltage amplitude is easily affected by the fluctuation of photovoltaic (PV) output power and load power, the system may experience DC bus voltage oscillation and long voltage recovery time under the traditional control strategies. In order to improve the dynamic stability of bus voltage, a fuzzy-proportional integral (PI) control method based on nonlinear disturbance observer (NDO) power feedforward is proposed. Firstly, the system state equation in storage discharge mode is established, and the disturbance observation link is designed to observe the disturbance power of the PV and load in real time and add it to the current inner loop as a feedforward quantity after correction. Then, a fuzzy-PI controller based on bus voltage deviation is designed to improve the structure of voltage outer loop, and the design process of disturbance observer and controller is given. Finally, the simulation and experimental results verify that the strategy can have good dynamic stability of DC bus voltage under load impact.

Keywords: Photovoltaic-storage microgrid; DC bus voltage; nonlinear disturbance observer (NDO); voltage dynamic stability; fuzzy-proportional integral (PI) control

对光储微电网系统而言，直流母线电压稳定是保持系统稳定运行的重要条件[1]。直流母线电压的稳定性会影响能量转换效率及输出电压的电能质量，如果直流母线电压过低则无法有效地为负载提供所需的电能，过高则会造成电器元件发热损坏或者触发保护装置。在光储微电网系统运行过程中，光伏PV(photovoltaic)变换器需要实现最大功率点跟踪MPPT(maximum power point tracking)控制[2-4]，而光伏输出功率、负荷功率的波动

收稿日期：2024-04-12；**修回日期：**2024-05-22；**录用日期：**2024-05-29；**网络首发日期：**2024-06-21
基金项目：河北省省级科技计划资助项目(20312102D)
This work is supported by S&T Program of Hebei under the grant 20312102D

均会引起母线电压的不稳定[5]。因此需要通过优化控制策略，抑制母线电压波动，改善系统动态响应速度。

对于光储微电网的直流母线电压，有文献通过后级逆变器进行调节，同时维持前后级间的功率和能量平衡[6]。传统方法一般采用电压外环、电流内环的双闭环结构[7-8]。文献[9]采用了基于非线性扰动观测器 NDO(nonlinear disturbance observer)的光伏并网逆变器直流侧母线电压控制方法，这种逆变器稳定母线电压的方法在光储微电网中起着关键作用，但也存在着响应速度有限、控制精度不足的缺点。对储能系统进行优化是提高母线电压稳定性的另一重要方法，尤其是在孤网运行模式下[10-13]。常见的控制方法有双闭环控制、功率前馈控制、直接功率控制等[14-16]。文献[17]提出一种基于功率平衡的功率前馈稳压控制方法用于直流微电网，验证了功率前馈稳压控制具有较好的抑制直流母线电压波动的效果，但在复杂条件下可能会降低系统的稳定性；文献[18]提出了“混合储能+功率前馈”控制策略，使得系统稳定性进一步提高。以上控制方法需要精确测量扰动量，其测量滞后性影响系统的控制性能和动态响应。

综上所述，本文提出一种基于 NDO 功率前馈的模糊-比例积分PI(proportional integral)控制策略，使储能作为功率平衡单元参与光储微电网系统调节。分析储能下垂控制附加功率前馈时系统的电压稳定性，将扰动功率通过非线性观测前馈至电流内环，无需外加传感器，提高了响应速度。根据母线电压偏差值设计电压外环模糊-PI控制器，提高系统抗干扰能力。最后，通过仿真和实验验证该策略在负荷冲击变化情况下，可提高光储微电网直流母线电压的动态性能，增强稳定性。

1 离网型光储微电网拓扑

为了研究负荷冲击和光伏输出功率波动对光储微电网直流母线电压稳定性的影响，本文以图 1 所示的离网型光储微电网为对象进行分析。图中所示为两级式离网型光储微电网拓扑结构，整体分为 3 个部分，分别为光伏电源单元、储能电池单元和逆变电路单元。光伏电源和储能电池经过直流变换电路将电能输送至高压侧直流母线，经后级逆变电路为交流负载供电，光伏电源功率过剩时也可通过 Buck-Boost 电路为储能电池充电。

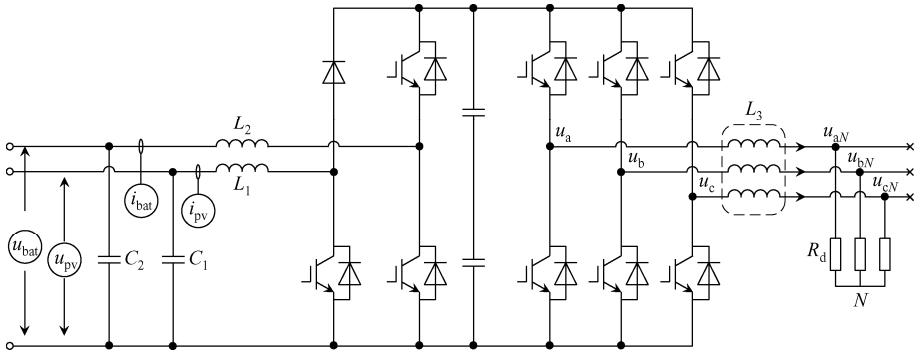


图 1 离网型光储微电网结构

Fig. 1 Structure of off-grid photovoltaic-storage microgrid

电容 C_1 并联的两端均为光伏单元输入侧，作为供电端功率输出单元，升压电路拓扑结构采用 Boost 变换电路。输入侧电感为 L_1，电感电流记为 i_{pv}，光伏输入电压记为 u_{pv}，光伏电源的工作模式分为最大功率输出模式和直流母线稳压模式，与之对应的控制方式为 MPPT 控制和下垂恒压控制。电容 C_2 并联的两端均为储能单元输入侧，作为系统功率协调单元，升降压电路拓扑结构采用 Buck-Boost 电路，输入侧电感为 L_2，电感电流记为 i_{bat}，储能输入电压记为 u_{bat}，储能充放电时采用

下垂恒压控制。后级逆变电路拓扑结构采用三相桥式全控逆变电路。电路输出侧采用三相三线制为交流负载供电，R_{d} 为负载等效电阻，u_{a}、u_{b}、u_{c} 为逆变器的桥臂中点输出电压，$u_{\mathrm{a}N}$、$u_{\mathrm{b}N}$、$u_{\mathrm{c}N}$ 为交流负载侧的三相相电压，是逆变器输出电压经滤波电感 L_3 滤波后，以负载侧中性点 N 为参考点的工频正弦电压，为直接供给交流负载的工作电压。

2　功率前馈控制的微电网稳定性分析

如果光伏输出功率大于负荷消耗功率，多余的电能可能会导致电网电压升高，造成电压波动。反之，如果光伏输出功率小于负荷消耗功率，电网电压可能会降低，同样导致电压不稳定。为了平衡光伏输出功率与负荷消耗功率，光储微电网中利用储能设备进行充放电以平衡系统功率，实现稳定直流母线电压的目的。

根据图 1 所示结构，光储直流微网暂态功率平衡应满足

$$C_{\mathrm{e}}u_{\mathrm{dc}}(t)\frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{dc}}(t)}{\mathrm{d}t}=P_{\mathrm{pv}}(t)+P_{\mathrm{bat}}(t)-P_{\mathrm{d}}(t) \tag{1}$$

式中：C_{e} 为直流母线并联电容；u_{dc} 为直流母线电压；P_{pv}、P_{bat} 分别为光伏和储能变换器输出功率；P_{d} 为三相负载所消耗的功率。

显然源-储-荷三端系统的任意一端功率变化都将直接影响母线电压。尤其是当发生负荷冲击时，暂态瞬时功率的失衡将导致较大的母线电压波动。式(1)经变换可得

$$C_{\mathrm{e}}\frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{dc}}(t)}{\mathrm{d}t}=i_{\mathrm{batH}}(t)+i_{\mathrm{pvH}}(t)-i_{\mathrm{d}}(t) \tag{2}$$

式中：i_{batH}、i_{pvH} 分别为储能和光伏变换器高压侧输出电流；i_{d} 为直流母线流向逆变器侧的电流。

由式(2)直流母线电容电压的动态方程可知，影响直流母线电压稳定的因素包括 i_{pvH} 的波动和 i_{d} 的波动，而通过调节 i_{batH} 可以使直流母线电压恒定。储能单元加入前馈的双闭环控制结构如图 2 所示，图中 u_{dc} 通过检测装置测得后，与参考给定值 u_{dc}^{*} 作差，经由 PI 调节器，产生储能输入电感电流内环参考量 i_{re}^{*}。扰动功率经修正环节 $G_{\mathrm{b}}(s)$ 前馈至电流内环，内环也采用 PI 控制，跟踪电压外环的输出指令。图中：$P_{\mathrm{s}}=P_{\mathrm{d}}-P_{\mathrm{pv}}$ 为扰动功率；$i_{\mathrm{s}}=i_{\mathrm{d}}-i_{\mathrm{pvH}}$ 为直流母线扰动电流，$P_{\mathrm{s}}=i_{\mathrm{s}}u_{\mathrm{dc}}$；$K$ 为比例系数，取值为 $u_{\mathrm{bat}}/u_{\mathrm{dc}}$；$G_u(s)$ 为直流电压外环；$G_i(s)$ 为储能电流内环；R_{L} 为储能单元输入侧电感的寄生电阻。

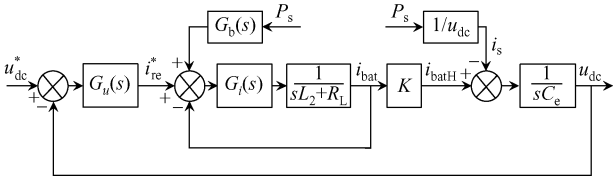


图 2　加入前馈的双闭环控制结构

Fig. 2 Structure of dual-loop control with power feedforward

其中电流内环的传递函数可合并写为

$$G_{\mathrm{c}}(s)=\frac{K_{\mathrm{p}i}s+K_{\mathrm{i}i}}{L_{\mathrm{I}}s^2+(R_{\mathrm{L}}+K_{\mathrm{p}i})s+K_{\mathrm{i}i}} \tag{3}$$

式中，$K_{\mathrm{p}i}$、$K_{\mathrm{i}i}$ 分别为电流内环 PI 调节器的比例增益和积分增益。

对于母线电容电压外环，与双闭环控制的分析类似，分析时可将电流内环看作 1 个比例环节，令电流内环比例系数为 K_{I}，根据图 2 可建立电压外环传递函数为

$$u_{\mathrm{dc}}(s)=\frac{K_{\mathrm{p}u}K_{\mathrm{I}}Ks+K_{\mathrm{i}u}K_{\mathrm{I}}K}{C_{\mathrm{e}}s^2+K_{\mathrm{p}u}K_{\mathrm{I}}Ks+K_{\mathrm{i}u}K_{\mathrm{I}}K}u_{\mathrm{dc}}^{*}(s)+\frac{(K_{\mathrm{I}}KG_{\mathrm{b}}-1/u_{\mathrm{dc}})s}{C_{\mathrm{e}}s^2+K_{\mathrm{p}u}K_{\mathrm{I}}Ks+K_{\mathrm{i}u}K_{\mathrm{I}}K}P_{\mathrm{s}}(s) \tag{4}$$

式中：$K_{\mathrm{p}u}$、$K_{\mathrm{i}u}$ 分别为电压外环 PI 调节器的比例增益和积分增益。

式(4)中第 1 项表明了控制回路对参考给定值的跟踪性能；第 2 项直接反映了外部扰动功率对母线电压稳定性的影响。验证了直流母线电容端电压易受光伏单元输出功率和负荷功率波动的影响。因为比例系数 $K=u_{\mathrm{bat}}/u_{\mathrm{dc}}$，故式(4)中第 2 项扰动传递函数可简化为

$$\tilde{u}_{\mathrm{dc}}(s)=\frac{(u_{\mathrm{bat}}K_{\mathrm{I}}G_{\mathrm{b}}-1)s}{u_{\mathrm{dc}}C_{\mathrm{e}}s^2+u_{\mathrm{bat}}K_{pu}K_{\mathrm{I}}s+u_{\mathrm{bat}}K_{iu}K_{\mathrm{I}}}P_{\mathrm{s}}(s) \quad (5)$$

电流内环的控制带宽远大于电压外环控制带宽，式(5)中，等效电流内环比例系数 K_{I} 的值可取为 1，则当 $G_{\mathrm{b}}(s)=1/u_{\mathrm{bat}}$ 时，功率扰动项的分子为 0，理论上直流母线电压不再受系统功率波动的影响，暂态稳定性良好。

3 基于 NDO 功率前馈的模糊-PI 控制设计

3.1 基于 NDO 的功率前馈设计

为减小偏差的影响，提高系统的动态响应性能，同时避免对扰动量 P_{s} 的直接测量，进一步提高冲击负荷接入时直流侧的功率支撑能力，本文设计基于 NDO 的功率前馈控制策略。图 3 为基于 NDO 的控制结构，图中：参考输入 r 与被控系统输出 y 作差得到误差信号 e，该误差经名义/标称控制器生成基础控制指令 u_{c}，即未考虑扰动补偿的原始控制量，系统引入 NDO 观测等效干扰 d 进行的在线估计与前馈补偿，其中 z 为观测器的内部状态变量，$\dot{z}$ 为 z 的一阶时间导数，由非线性扰动观测方程计算得到；$p(x)$为观测器中需要设计的非线性函数，用以抵消模型非线性与参数不确定性的影响；最终，观测器输出的扰动估计值 $\hat{d}$ 与 u_{c} 叠加，形成最终控制输入 u 并作用于非线性被控系统，实现对干扰的完全抑制。

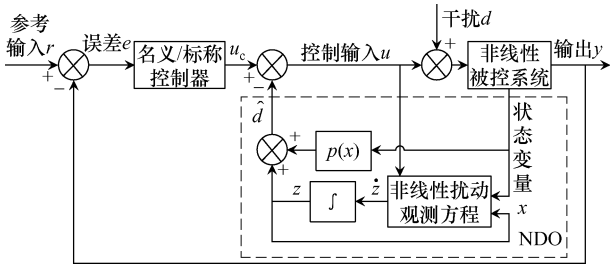


图 3 基于 NDO 的控制结构

Fig. 3 Control structure based on NDO

在图 2 中原有功率前馈的基础上，结合图 3 设计 NDO。对母线电容端电压和输入侧直流电流进行采样，并根据储能变换器的状态方程构建扰动观测方程，估计直流母线扰动功率，通过转换将输入电流增量前馈至电流环，以抑制直流母线功率波动对电压稳定性的影响，控制结构如图 4 所示。图中：$\hat{P}_{\mathrm{s}}$ 为基于扰动功率观测值的补偿功率；$1/sC_{\mathrm{e}}$ 为被控系统等效模型；$Q(s)$为信号取样器。

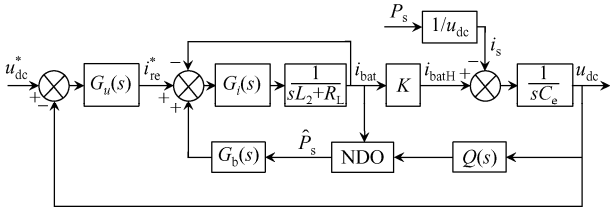


图 4 基于 NDO 的双闭环控制结构

Fig. 4 Dual-loop control structure based on NDO

根据图 4 的控制框图设计 NDO。PV 以最大功率输出，负荷冲击主要由储能装置消纳，由此被控系统微分方程可表示为

$$\begin{cases} L_2\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{bat}}}{\mathrm{d}t}=u_{\mathrm{bat}}-(1-D)u_{\mathrm{dc}} \\ C_{\mathrm{e}}\dfrac{\mathrm{d}u_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t}=(1-D)i_{\mathrm{bat}}+i_{\mathrm{pvH}}-i_{\mathrm{d}} \end{cases} \quad (6)$$

式中，D 为储能变换器占空比。

由式(6)的状态方程可以看出，直流变换器为非线性被控系统，将式(6)写成 Brunovsky 标准型有

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}=\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x})+\boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x})u+\boldsymbol{g}_2(\boldsymbol{x})d(t) \\ y=[0 \quad 1]\boldsymbol{x} \end{cases} \quad (7)$$

式中：$\boldsymbol{x}=[x_1 \ \ x_2]^{\mathrm{T}}=[i_{\mathrm{bat}} \ \ u_{\mathrm{dc}}]^{\mathrm{T}}$ 为状态变量，x_1、x_2 分别为等号右边的电流和电压量；$\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x})=\left[\dfrac{-(1-D)x_2}{L_2} \ \ \dfrac{(1-D)x_1}{C_{\mathrm{e}}}\right]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x})=\left[\dfrac{1}{L_2} \ \ 0\right]^{\mathrm{T}}$；$u=u_{\mathrm{bat}}$ 为控制输入变量；$\boldsymbol{g}_2(x)=\left[0 \ \ \dfrac{-1}{C_{\mathrm{e}}}\right]^{\mathrm{T}}$；$d(t)=i_{\mathrm{d}}-i_{\mathrm{pvH}}$ 为功率扰动下的电流扰动变量。

观测功率扰动的 NDO 可用状态方程表示，具体为

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}z}{\mathrm{d}t}=-l(\boldsymbol{x})\boldsymbol{g}_2(\boldsymbol{x})z-l(\boldsymbol{x})[\boldsymbol{g}_2(\boldsymbol{x})p(\boldsymbol{x})+\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x})+ \\ \qquad \boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x})u] \\ \hat{d}=z+p(\boldsymbol{x}) \end{cases} \quad (8)$$

观测函数可表示为 $p(\boldsymbol{x})=l_1x_1+l_2x_2$，$l_1$ 和 l_2 分别为观测器对 2 个状态变量的状态增益分量，观测器增益 $l(\boldsymbol{x})$ 可表示为

$$l(\boldsymbol{x})=\frac{\partial p(\boldsymbol{x})}{\partial \boldsymbol{x}}=[l_1\ \ l_2] \tag{9}$$

根据 NDO 全局渐近稳定条件，当系统扰动及其倒数有界且扰动的倒数满足 $\lim\limits_{t\to\infty}\dot{d}(t)=0$ 时，若观测器增益取值存在关系 $l(\boldsymbol{x})\boldsymbol{g}_2(\boldsymbol{x})>0$，则 NDO 可在有限时间内跟踪到扰动值，即有

$$\dot{e}_d(t)+l(\boldsymbol{x})\boldsymbol{g}_2(\boldsymbol{x})e_d(t)=0 \tag{10}$$

式中，$e_d(t)=d(t)-\hat{d}(t)$ 为观测器跟踪误差。观测器时间常数为 $1/l(\boldsymbol{x})\boldsymbol{g}_2(\boldsymbol{x})$。

显然，由上述 NDO 可实现对功率扰动的观测，为进一步消除不确定因素带来的影响，对观测器增益进行简化，取 l_1=0、l_2<0，简化后的 NDO 可表示为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}z}{\mathrm{d}t}=\dfrac{l_2z}{C_\mathrm{e}}+\dfrac{l_2^2u_\mathrm{dc}}{C_\mathrm{e}}-\dfrac{l_2(1-D)i_\mathrm{bat}}{C_\mathrm{e}}\\ \hat{i}_\mathrm{s}=z+l_2u_\mathrm{dc}\end{cases} \tag{11}$$

式中，$\hat{i}_\mathrm{s}$ 为扰动电流 i_s 的扰动观测值。此时，NDO 的误差方程解为

$$e_d=e^{\frac{l_2}{C_\mathrm{e}}t} \tag{12}$$

由(12)可以看出，当 l_2<0 时，观测器收敛，联立式(8)与式(11)，可计算扰动观测值的导数为

$$\dot{\hat{i}}_\mathrm{s}=\frac{l_2}{C_\mathrm{e}}[\hat{i}_\mathrm{s}-i_\mathrm{s}] \tag{13}$$

结合式(13)，NDO 观测值与真实值之间满足

$$\hat{i}_\mathrm{s}=\frac{1}{Ts+1}i_\mathrm{s} \tag{14}$$

式中，$T=-C_\mathrm{e}/l_2$ 为时间常数。对于扰动功率的观测估计值可记为

$$\hat{P}_\mathrm{s}=u_\mathrm{dc}\hat{i}_\mathrm{s} \tag{15}$$

同理，可针对不同工作模式设计对应的状态观测器对负荷功率进行观测，从而将负荷扰动前馈至电流参考端，实现快速功率支撑。需要注意的是，冲击负荷下功率扰动变化率较大，会发生模式切换的工况，工作模式也可由观测器的扰动估计值作为指标进行确定。

3.2 模糊控制器设计

根据前文所述，本节以图 4 所示控制结构为基础，通过改善控制结构来优化系统的大信号稳定性。由于双闭环结构下稳态性能和动态性能优化方面存在不可避免的冲突，因此，设计基于母线电压偏差的模糊-PI 控制器对电压外环结构进行改进，改进后的结构如图 5 所示。图中：G_droop 为下垂控制环节；$u_\mathrm{dc,ref}$ 为直流母线电压参考值；$i_\mathrm{b,ref}$ 为储能电流参考值。该结构根据母线偏差值对电压外环控制模式进行选择，当母线电压偏差较大时采用模糊控制，反之则采用 PI 控制。

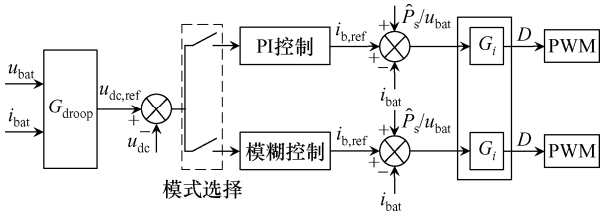


图 5　模糊-PI 双模控制器结构

Fig. 5 Structure of dual-mode fuzzy-PI controller

自适应模糊控制器原理框图如图 6 所示，其工作原理可参考文献[19]。图中：P 为直流母线功率；e 和 e_c 分别为母线电压偏差和偏差变化率；K_e 和 K_{ec} 分别为偏差量化因子和偏差变化率量化因子；I 为控制器输出量；I_0 为清晰化处理后的精确控制量；i 为控制器最终输出量；K_i 为输出比例因子。模糊发生器所用隶属函数由三角函数与梯形函数组合构成，根据被控对象对输入变量敏感度的不同，将母线电压偏差 e 和偏差变化率 e_c 通过隶属函数转化为模糊矢量 $\boldsymbol{E}$ 和 $\boldsymbol{E}_\mathrm{c}$。若隶属函数曲线定义论域为 N=[−3, 3]，其中 NL、NM、NS、Z0、PS、PM、PL 分别代表负大、负中、负小、零、正小、正中、正大。以 if $\boldsymbol{E}$ =NL and $\boldsymbol{E}_c$ =NL 为例，当母

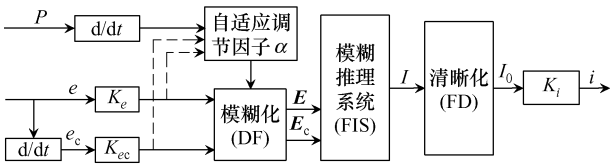


图 6　自适应模糊控制原理框图

Fig. 6 Block diagram of adaptive fuzzy control principle

线电压实际值大于期望值，且仍在继续增大时，应快速减小控制器输出量 I，令光伏变换器输出电流减小或储能变换器工作于 Buck 模式，降低母线电压。

为进一步提高系统在大信号扰动下的响应速度，本节结合功率扰动和实验测试，引入自适应调节因子 α对模糊规则进行调整，调整后的 $\boldsymbol{E}$ 和 $\boldsymbol{E}_{\mathrm{c}}$ 可表示为

$$\begin{cases}\boldsymbol{E}=(1+\alpha)\boldsymbol{E}\\ \boldsymbol{E}_{\mathrm{c}}=(1+\alpha)\boldsymbol{E}_{\mathrm{c}}\end{cases} \tag{16}$$

$$\alpha=\begin{cases}0.23 & \left|\dfrac{\mathrm{d}P}{\mathrm{d}t}\right|>0.006\,0P_{\mathrm{e}}\\ 0.05 & 0.003\,0P_{\mathrm{e}}<\left|\dfrac{\mathrm{d}P}{\mathrm{d}t}\right|<0.003\,4P_{\mathrm{e}}\\ 0 & \left|\dfrac{\mathrm{d}P}{\mathrm{d}t}\right|<0.001\,5P_{\mathrm{e}}\end{cases} \tag{17}$$

式中，P_{e}为系统额定功率。

当功率变化率小于 10 W 每采样周期时，不对母线电压偏差和偏差率进行补偿；当变化率大于 10 W 每周期时，由α对母线电压偏差和偏差率进行补偿，增大其作用率。

由图 5 可见，模式选择器用于选择控制器外环结构。为实现不同模式的平滑切换，本文采用基于偏差的阈值设计方式。文献[20]指出，模糊控制存在无法消除稳态误差的控制盲区，本文以此为基础进行切换方法设计。

假设模糊控制器的盲区范围为$|e|<0.5a/n_{\mathrm{j}}$，其中 a 为物理论域范围，n_{j}为模糊论域范围。记盲区临界处的母线电压偏差为 e_1，达到该偏差值的初始时间记为 t_1，根据系统调节需求，若系统在 3 个采样周期内的母线电压偏差计算值均大于 e_1，则采用模糊控制，反之则选择 PI 控制。最终设计的基于 NDO 功率前馈的模糊-PI 控制结构如图 7 所示。

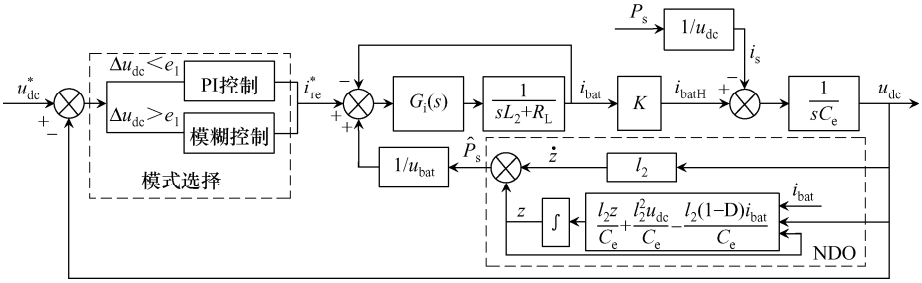


图 7 基于非线性扰动观测器功率前馈的模糊-PI 控制结构

Fig. 7 Fuzzy-PI control structure based on NDO power feedforward

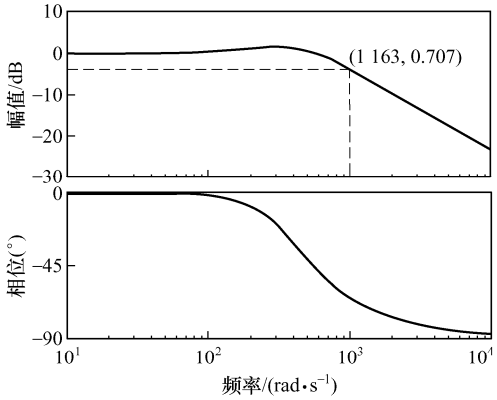
3.3 控制参数设计与性能分析

电压电流双闭环中，电流内环的传递函数如式(3)所示，对电流内环 PI 控制器控制参数进行取值，取电流内环调节时间 $t_{\mathrm{s}}=\dfrac{3.5}{\zeta_i\omega_{\mathrm{ni}}}$=10 ms，阻尼比 ζ_i=0.707，固有角频率 ω_{ni}=495 rad/s。根据二阶系统标准型可得

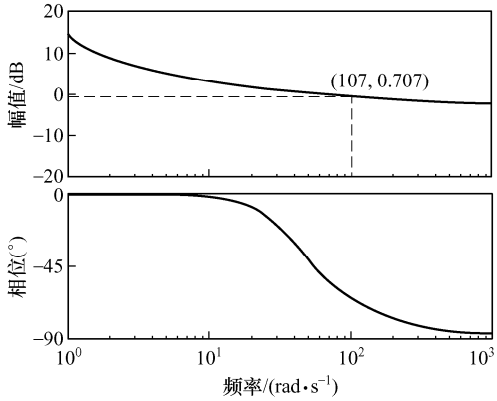
$$\begin{cases}2\zeta\omega=\dfrac{R+K_{\mathrm{p}}}{L}\\ \omega^2=\dfrac{K_i}{L}\end{cases} \tag{18}$$

式中：ζ 为控制系统阻尼比；ω 为控制系统固有角频率；R 为回路等效电阻；K_{p} 为控制器比例系数。

通过计算与实验，选择 K_{pi}=0.6、K_{ii}=700。电流内环的频率特性曲线如图 8(a)所示，图中电流内环的带宽频率为 1 163 rad/s，具有快速的动态响应性能，且相角裕度大于 80°，能够保证电流环的稳定性。为满足电压电流双闭环的控制效果，设计电压带宽为电流带宽的 1/10，电压环穿越频率 f_{vc}=100 Hz，$\dfrac{K_{\mathrm{iu}}}{K_{\mathrm{pu}}}=\dfrac{2\pi}{10}f_{\mathrm{vc}}$，通过反复调试确定较优参数值，所求控制参数 K_{pu}=0.5、K_{iu}=40。电压环频率响应曲线如图 8(b)所示，图中电压环的带宽频率为 107 rad/s，相角裕度大于 80°，能保证电压环的稳定性，满足设计要求。采用电压电流双闭环控制时，储能变换器工作在电压源模式。



(a) 电流内环频率特性



(b) 电压外环频率特性

图 8　控制器频率特性曲线

Fig. 8 Frequency characteristic curves of controller

4　仿真与实验分析

为验证本文所提基于NDO功率前馈的模糊-PI控制策略的有效性，基于 MATLAB/Simulink 搭建了图 1 所示系统结构的仿真模型。基于样机平台设计了离网工况下的冲击性负荷投切运行实验，分别对光伏 MPPT 和下垂恒压下不同储能控制的系统运行状态进行仿真和实验，系统各参数见表 1。

4.1　光伏 MPPT 控制下负荷扰动实验

光伏 DC-DC 变换器采用 MPPT 控制方式，最大输出功率为 20 kW 时，储能 DC-DC 变换器采用下垂恒压控制方式，具体为：①传统闭环下的 PI 控制；②传统闭环下的模糊-PI 控制；③基于 NDO 功率前馈的模糊-PI 控制。不同控制方式下，系统初始状态和控制参数相同，功率扰动由负荷突变引起。控制方式和实验结果见表 2。

表 1　仿真系统参数

Tab. 1 Parameters of simulation system

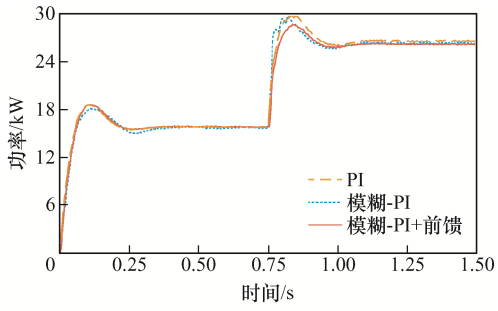
参数	数值
光伏最大输出功率 P_{MPPT}/kW	20
光伏输入侧电感 L_1/mH	4
光伏输入侧电容 C_1/μF	1 000
直流母线并联电容 C_e/μF	10 000
直流母线参考电压 u_{dc}^*/V	600
储能输入侧电感 L_2/mH	4
储能输入侧电容 C_2/μF	500
逆变器滤波电感 L_3/mH	50
电流环控制参数 K_{pi}、K_{ii}	0.6、700
电压环控制参数 K_{pu}、K_{iu}	0.5、40

表 2　光伏 MPPT 下储能控制方式对比结果

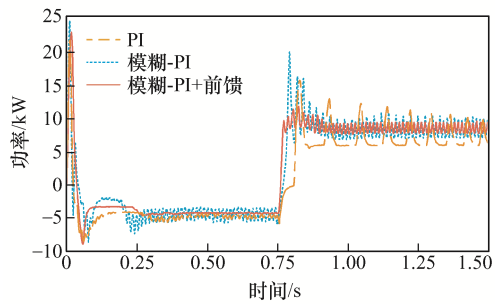
Tab. 2 Comparison results of energy storage control methods under photovoltaic MPPT

功率阶跃范围/kW	光伏控制方式	储能控制方式	调节时间/s	超调量/V
15~27	MPPT	PI	0.50	18.65
15~27	MPPT	模糊-PI，无前馈	0.13	15.63
15~27	MPPT	模糊-PI，NDO 前馈	0.05	4.80

光伏 MPPT 控制下系统负荷功率及储能输出功率变化曲线如图 9 所示，由图 9 可见，负荷在



(a) 负荷功率



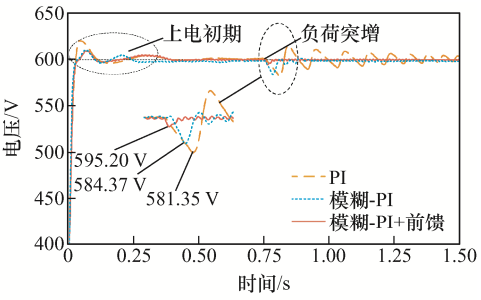
(b) 储能功率

图 9　光伏 MPPT 控制下负荷和储能功率

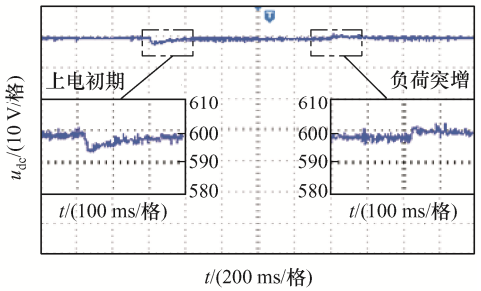
Fig. 9 Load and energy storage power under photovoltaic MPPT control

0.75 s 时发生突变，突变功率主要由储能系统消纳。在负荷突变前，光伏输出 20 kW 功率分别给负荷供电和给储能系统充电；负荷突变后，由储能系统和光伏共同给负荷供电。

为进一步说明不同方法的控制性能，更直观地表现出不同控制方式对母线电压稳定性的影响，仿真给出母线电压波形如图 10(a)所示，样机实验模糊-PI+前馈控制下直流母线电压波形如图 10(b)所示，负荷突变后的电压调节性能见表 2。



(a) 仿真波形



(b) 实验波形

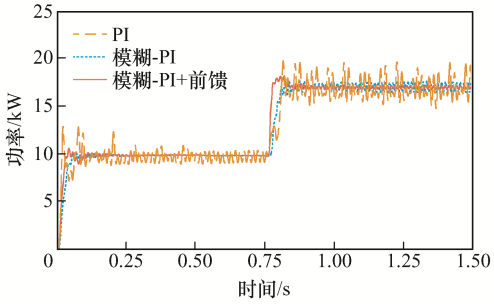
图 10 光伏 MPPT 控制下母线电压波形

Fig. 10 Bus voltage waveforms under photovoltaic MPPT control

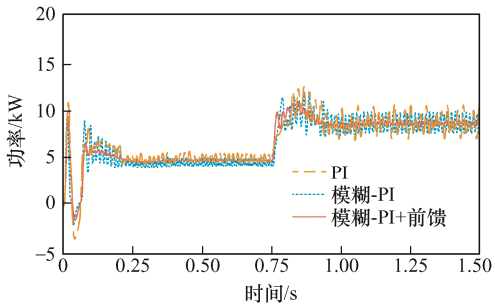
对比图 9 中储能功率变化曲线可知，传统 PI 控制下，储能系统对 12 kW 负荷冲击可缓慢收敛，母线电压出现较大振荡后逐渐恢复，其中母线电压最大偏离值为 18.65 V；在模糊-PI 控制下，系统对 12 kW 负荷冲击可逐渐收敛，但就母线电压和储能功率曲线来看仍存在较大的电压跌落(15.63 V)和一定的调节时间(0.13 s)，对比 PI 控制，其系统稳定性和调节速度均得到明显改善(同等负荷冲击下可降低 25%的电压偏差)；带前馈补偿的模糊-PI 控制下，母线电压偏离及输出功率波动范围均明显减小，其中母线电压最大偏离值为 4.80 V，调节时间约为 0.05 s。显然本文所提带前馈补偿的模糊-PI 控制在光伏 MPPT 模式下能够较好地提高储能系统的响应速度，改善系统的稳定性，扩大系统稳定域，母线电压较 PI 控制和模糊-PI 控制优化效果分别为 74.0%和 69.0%。

4.2 光伏下垂恒压控制下负荷扰动实验

光伏下垂控制下储能控制方式对比结果见表 3，光伏 DC-DC 变换器采用下垂恒压控制方式，与储能 DC-DC 变换器采用相同的控制结构。不同控制方式下，储能变换器的控制参数相同，交流侧初始负荷为 15 kW，0.75 s 时接入的冲击负荷大小为 12 kW。光伏下垂恒压控制下的光伏和储能输出功率变化曲线如图 11 所示，负荷突变后的电压调节性能见表 3。



(a) 光伏功率



(b) 储能功率

图 11 光伏下垂恒压控制下光伏和储能功率曲线

Fig. 11 Photovoltaic and energy storage power curves under photovoltaic droop constant voltage control

表 3 光伏下垂控制下储能控制方式对比结果

Tab. 3 Comparison results of energy storage control methods under photovoltaic droop control

功率阶跃范围/kW	光伏控制方式	储能控制方式	调节时间/s	超调量/V
15~27	PI	PI	0.15	7.15
15~27	模糊-PI，无前馈	模糊-PI，无前馈	0.10	2.85
15~27	模糊-PI，NDO 前馈	模糊-PI，NDO 前馈	0.05	1.75

对比图 11 中功率变化曲线可知，传统下垂控制设定的光伏、储能功率分配比例为 2∶1；此外，功率突变前各端输出功率稳定，功率突变后传统 PI 控制及模糊-PI 控制的两端输出功率均发生较大的振荡。同比之下，带前馈的模糊-PI 控制功率振荡更小，对大扰动负荷冲击的响应速度更快，可见其具有更好的控制稳定性和冲击负荷支撑能力。为进一步说明不同控制策略下的系统稳定性，仿真给出母线电压波形如图 12(a)所示，样机实验给出模糊-PI+前馈控制下直流母线电压波形如图 12(b)所示。

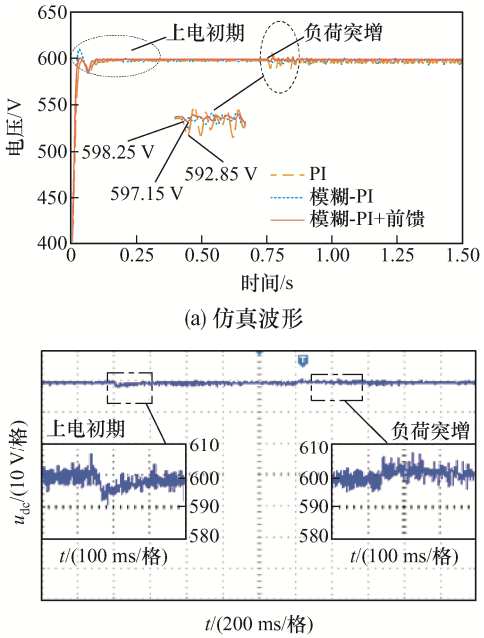


图 12　光伏下垂恒压控制下母线电压波形

Fig. 12 Bus voltage waveforms under photovoltaic droop constant voltage control

由图 12 波形可知，带前馈的模糊-PI 控制下，系统的母线电压稳定性更好，能将负荷冲击时母线电压变化控制在 5 V 以内，调节时间为 50 ms。获取功率及电压参数并对其计算可得，带前馈的模糊-PI 控制的母线电压优化效果较 PI 控制和模糊-PI 控制分别可达 75.5%和 38.6%。显然，前文所述方法在下垂恒压模式下也有较好的优化效果。

5　结语

本文以离网状态下的光储微电网为背景，研究直流母线电压控制方法，提出了基于 NDO 功率前馈的模糊-PI 控制策略，并验证了直流母线电容端电压易受光伏单元输出功率和负荷功率波动的影响。所提策略利用 NDO，可实现对干扰量的快速观测，对不确定扰动和参数变化具有较强的鲁棒性。本文提出电压外环控制器模糊-PI 模式切换方式，若系统在 3 个采样周期内的母线电压偏差计算值均大于 e_1，则采用模糊控制，反之则选择 PI 控制。仿真和实验验证了在负荷冲击时该策略能保持光储微电网各端输出功率和直流母线电压稳定，减小电压超调，具有冲击负荷支撑能力。

参考文献：

[1] 翟凡, 李桂丹, 王议锋, 等. 基于直流母线电压信号的小型独立直流微电网自主平滑模式切换控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 3105-3117.
Zhai Fan, Li Guidan, Wang Yifeng, et al. An autonomous and smooth mode switching control strategy based on DC bus signaling for small-scale stand-alone DC microgrid [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(10): 3105-3117. (in Chinese)

[2] 肖义平, 赵云峰. 基于混沌映射和高斯扰动的改进粒子群优化算法 MPPT 控制策略研究[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 96-104.
Xiao Yiping, Zhao Yunfeng. Research on MPPT control strategy based on improved PSO algorithm using chaotic mapping and gaussian perturbation [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 96-104. (in Chinese)

[3] Uno M, Yamamoto M, Sato H, et al. Modularized differential power processing architecture based on switched capacitor converter to virtually unify mismatched photovoltaic panel characteristics [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(2): 1563-1575.

[4] Subudhi B, Pradhan R. A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic

power systems [J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2013, 4(1): 89-98.

[5] 周雪松, 郭帅朝, 马幼捷, 等. 基于改进自抗扰的变流系统直流母线电压波动抑制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(3): 68-78.
Zhou Xuesong, Guo Shuaichao, Ma Youjie, et al. DC bus voltage fluctuation suppression strategy of a converter system based on improved active disturbance rejection [J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(3): 68-78. (in Chinese)

[6] Wang Chengshan, Li Xialin, Guo Li, et al. A nonlinear-disturbance-observer-based DC-bus voltage control for a hybrid AC/DC microgrid [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(11): 6162-6177.

[7] Blaabjerg F, Teodorescu R, Liserre M, et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(5): 1398-1409.

[8] Zargari N R, Joos G. Performance investigation of a current-controlled voltage-regulated PWM rectifier in rotating and stationary frames [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1995, 42(4): 396-401.

[9] 刘鑫蕊, 高超, 王智良. 基于非线性扰动观测器的光伏并网逆变器直流侧母线电压控制[J]. 电网技术, 2020, 44(3): 897-906.
Liu Xinrui, Gao Chao, Wang Zhiliang. DC-bus voltage control for PV grid-connected inverter based on nonlinear disturbance observer [J]. Power System Technology, 2020, 44(3): 897-906. (in Chinese)

[10] Wang Li, Wang Yujie, Liu Chang, et al. A power distribution strategy for hybrid energy storage system using adaptive model predictive control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6): 5897-5906.

[11] 鲍建, 杨沛豪. 采用改进 MPC 提高储能系统电压暂态特性研究[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 242-249.
Bao Jian, Yang Peihao. Research on improving voltage transient characteristics of energy storage system with improved MPC [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 242-249. (in Chinese)

[12] 黄通, 陈新, 张东辉, 等. 计及直流电压控制的 MMC 换流站阻抗建模及其稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(11): 4273-4283.
Huang Tong, Chen Xin, Zhang Donghui, et al. Impedance characteristic and integration stability research on modular multilevel converter with consideration of DC voltage controller [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(11): 4273-4283. (in Chinese)

[13] 郝艺, 周瑀涵, 刘晨曦, 等. 含跟网型储能的新能源多馈入系统小扰动电压支撑强度分析[J]. 电工技术学报, 2024, 39(11): 3569-3580.
Hao Yi, Zhou Yuhan, Liu Chenxi, et al. Small-disturbance voltage support strength analysis for renewable multi-infeed system with grid-following energy storage [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(11): 3569-3580. (in Chinese)

[14] Khan K A, Khalid M. Improving the transient response of hybrid energy storage system for voltage stability in DC microgrids using an autonomous control strategy [J]. IEEE Access, 2021, 9: 10460-10472.

[15] Xu Qianwen, Vafamand N, Chen Linglin, et al. Review on advanced control technologies for bidirectional DC/DC converters in DC microgrids [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(2): 1205-1221.

[16] Augustine S, Mishra M K, Lakshminarasamma N. A unified control scheme for a standalone solar-PV low voltage DC microgrid system with HESS [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 1351-1360.

[17] 孙阔, 张雪菲, 迟福建, 等. 光伏电站复合储能电压波动抑制双层优化控制方法[J]. 可再生能源, 2022, 40(3): 402-409.
Sun Kuo, Zhang Xuefei, Chi Fujian, et al. Optimal configuration and control strategy of hybrid energy storage system for smoothing wind power fluctuations [J]. Renewable Energy Resources, 2022, 40(3): 402-409. (in Chinese)

[18] 韦雪菲, 卢泉, 胡立坤, 等. 基于混合储能的功率前馈稳压控制策略研究[J]. 广西大学学报(自然科学版), 2017, 42(6): 2050-2058.
Wei Xuefei, Lu Quan, Hu Likun, et al. Research on power feed-forward voltage control strategy based on

hybrid energy storage [J]. Journal of Guangxi University (Natural Science Edition), 2017, 42(6): 2050-2058. (in Chinese)

[19] 赵光同, 曹亮, 周琪, 等. 具有未建模动态的互联大系统事件触发自适应模糊控制[J]. 自动化学报, 2021, 47(8): 1932-1942.
Zhao Guangtong, Cao Liang, Zhou Qi, et al. Event-triggered adaptive fuzzy control for interconnected large-scale systems with unmodeled dynamics [J]. Acta Automatica Sinica, 2021, 47(8): 1932-1942. (in Chinese)

[20] 张玉. 离网型光伏直流微电网稳定性分析及母线稳压控制策略研究[D]. 南宁: 广西大学, 2019.
Zhang Yu. Stability analysis of off-grid photovoltaic DC microgrid and study of bus voltage stabilizing control [D]. Nanning: Guangxi University, 2019. (in Chinese)



李练兵

作者简介：

李练兵(1972—)，男，中国电源学会会员，博士，教授。研究方向：电力电源，电力系统。E-mail：lilianbing@hebut.edu.cn。

李新达(2000—)，男，通信作者，硕士研究生。研究方向：电力电源，电力系统。E-mail：L19861841211@163.com。

代亮亮(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电源，电力系统。E-mail：2650067665@qq.com。

陈泽宇(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电源，电力系统。E-mail：202221401029@stu.hebut.edu.cn。

宋清翔(1997—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电源，电力系统。E-mail：sxfengyu96@163.com。

(责任编辑：耿越)



公益广告来源：中国文明网