DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.240388

基于多阶反馈重构的微电网端口变换器自抗扰策略

周雪松[1]，景亚楠[1]，马幼捷[1]，王 鑫[1]，陶 珑[1]，闫虎龙[2]

(1. 天津市新能源电力变换传输与智能控制重点实验室(天津理工大学)，天津 300384；
2. 天津瑞能电气有限公司，天津 300385)

摘要：直流微电网低压负载侧电能稳定供应是新型电力系统中新能源有效消纳的重要保障。针对微电网供能枢纽变换器受扰情况下输出不稳定的问题，提出了一种观测器状态变量重构补偿的改进型自抗扰策略。首先，通过剖析自抗扰框架下无法避免的结构问题，推导出观测误差精准范式，并对扰动观测变量进行重构补偿，实现对总扰动的快速跟踪和消除。然后，进一步对改进策略在稳定性能、跟踪性能、抗扰性能、鲁棒性能 4 个维度进行理论分析，验证了该策略的正确性与有效性。最后，利用数字仿真和物理实验模拟实际工况进行对比分析，验证了该策略在微电网系统多种内外不确定扰动下均具有较好的动态性能。

关键词：直流微电网；端口变换器；自抗扰控制；扩张状态观测器；观测量补偿

Active disturbance rejection strategy of a microgrid port converter based on multi-order feedback reconstruction

ZHOU Xuesong[1], JING Yanan[1], MA Youjie[1], WANG Xin[1], TAO Long[1], WEN Hulong[2]

(1. Tianjin Key Laboratory of New Energy Power Conversion, Transmission and Intelligent Control (Tianjin University of Technology), Tianjin 300384, China; 2. Tianjin Ruineng Electric Co., Ltd., Tianjin 300385, China)

Abstract: Stable supply of electrical energy on the low-voltage load side of a DC microgrid is an important guarantee for the effective consumption of new energy in the new power system. To solve the problem of unstable output of the microgrid energy supply hub converter when there is disturbance, an improved active disturbance rejection (ADR) strategy for observer state variable reconstruction compensation is proposed. First, by analyzing the unavoidable structural problems in the ADR framework, an accurate paradigm of observation error is derived, and the disturbance observation variables are reconstructed and compensated to achieve fast tracking and elimination of the total disturbance. Then, the correctness and effectiveness of the improved strategy are verified by theoretical analysis of the four dimensions of stability, tracking, anti-interference and robustness performance. Finally, actual working conditions simulated by digital simulation and physical experiments are used for comparative analysis. These verify that the strategy has good dynamic performance when there is a variety of internal and external uncertain disturbances in the microgrid system.

This work is supported by the Key Project of National Natural Science Foundation of China (No. U23B20142).

Key words: DC microgrids; port converters; active disturbance rejection control; extended state observers; observational compensation

0 引言

“双碳”背景下，大规模分布式新能源成为发电主导，构建服务于能源低碳转型的新能源高占比新型电力系统势在必行[1-2]。直流微电网作为消纳可再生能源的重要形式，在保证系统电能质量和安全运行方面发挥着越来越重要的作用。但新能源具有强不确定性等非理想特征，势必影响到母线稳定输出以及电网对负载的高效供能，进而降低新能源消纳效率[3]。在此背景下，通过高效控制作为直流微电网能量传输枢纽的电力电子设备可有效实现电网的稳定运行[4-5]，因此，稳定且快速地控制直流微电网端口变换器对维持系统的高效运行至关重要。

针对上述目标，基于“利用误差消除误差”思

基金项目：国家自然科学基金重点项目资助(U23B20142)；国家自然科学基金面上项目资助(51877152)；天津市研究生科研创新项目资助(2022SKY180)

想的 PID 控制原理简单且效果良好，但响应快速性与稳定性存在矛盾，易造成输出偏差大等问题[6-7]。于是多种先进控制策略被引入来解决以上问题。第一类策略为改进 PID 控制，如文献[8]将模糊控制引入双闭环 PID 控制的外环结构中，提高了微电网运行的稳定性；第二类策略为自适应控制，如文献[9]将自适应控制引入储能单元中对参数进行调节，从而缓解电压波动问题；第三类策略为线性自抗扰控制(linear active disturbance rejection control, LADRC)，如文献[10]采用基于 LADRC 的双环控制，有效提高了微电网因母线电压波动造成的功率失衡问题。在以上策略中，自抗扰控制因自身强鲁棒性、强抗扰性等优点在一众策略中脱颖而出[11]。

自抗扰控制的核心是及时且准确地估计总扰动[12]，但核心单元扩张状态观测器(linear extended state observer, LESO)对于总扰动的估计存在误差，只能被动地通过增大带宽数量级尽可能地对其消除[13]。这一偏差会使得控制过程表现出过冲和时滞等非理想特征，同时也会引入高频噪声，对输出电能质量和用电安全造成不利影响[14]。因此，在常规 LADRC 中，通过增大参数的数量级提升观测器对总扰动的估计性能与对系统噪声等扰动的抑制效果存在矛盾。

针对这一矛盾，现有研究主要有模型信息补偿自抗扰控制策略(model information compensation with linear active disturbance rejection control, MO_LADRC)和级联扰动补偿自抗扰控制策略(cascaded disturbance compensation with linear active disturbance rejection control, CD_LADRC)两种主流解决思想。在第一种改进思路下，文献[15]将模型信息提取并补偿到观测器系数矩阵中，达到对总扰动更精准的估计；文献[16]通过构造包含模型信息的动态函数，对总扰动成分进行削减，有效减轻了 LESO 的观测负担，提升了系统的抗扰性。在第二种改进思路下，有研究通过引入前级观测器对总扰动进行一级观测，并补偿到后级观测器中形成级联结构，且验证了该策略能够改善电能质量[17]。两种改进思路虽一定程度上改善了自抗扰控制的性能，但需要特别指出的是，两种改进思想都是站在“观测器外部环境”角度对自抗扰性能进行改善，通过尽量减轻观测负担来实现观测性能的提升，并未从“观测器自身内部结构”出发分析和解决观测性能问题。

针对以上问题，本文聚焦核心单元扩张状态观测器内部结构，提出了一种基于多阶反馈重构的线性自抗扰控制策略(linear active disturbance rejection control based on multi-order feedback reconstruction, R_LADRC)，用于解决直流微电网低压负载侧端口变换器输出受扰易波动的复杂问题。该策略在传统自抗扰策略(conventional linear active disturbance rejection control, C_LADRC)的基础上，对 LESO 的观测精度进行改进。首先建立偏差的精确数学模型，在此基础上，从观测器内部控制结构出发推导了多阶反馈重构环节的精准范式，进而依据范式将 LESO 中的偏差反馈部分进行补偿改进，使改进后的 LESO 状态观测量更精准地体现真实值，实现 LESO 收敛速度和观测精度的提高，有效改善了传统自抗扰控制对总扰动的观测和抑制效果。

1 被控对象建模

变换器作为微电网功率传输装置，具有稳压性能优越、高带载等特点[18]。其中，交错并联型变换器因转换效率高等特性而更受青睐[19]。本文采用六相交错并联变换器作为母线与负载之间的能量枢纽，典型直流微电网结构如图 1 所示。

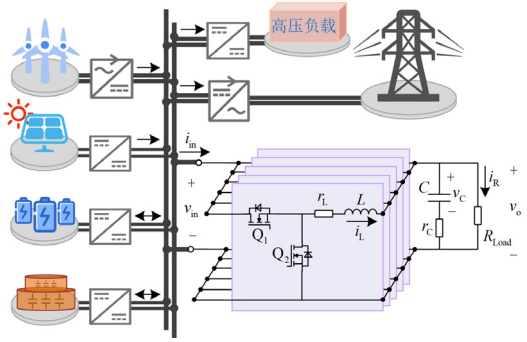


图 1 直流微电网结构图

Fig. 1 DC microgrid structure diagram

图 1 中：i_{in} 为输入电流；v_{in} 和 v_o 分别为输入、输出电压；L 和 C 分别为输出电感和输出电容；r_L、r_C 和 R_{Load} 分别为电感内阻、电容内阻和负载；i_R 为负载电流；Q_1、Q_2 为 MOSFET 管，通过控制 Q_1 的开关实现对微电网低压侧负载的供能。根据状态空间平均法并以电感电流 i_L、电容电压 v_C 为状态量建立平均状态下的变换器数学模型[20]如式(1)所示。

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{2R_{Load}r_C + r_C^2}{L(R_{Load}+r_C)} & \dfrac{-R_{Load}}{L(R_{Load}+r_C)} \\ \dfrac{R_{Load}}{C(R_{Load}+r_C)} & \dfrac{-1}{C(R_{Load}+r_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} [v_{in}(t)] \tag{1}$$

式中：$\dot{i}_L(t)$ 为 $i_L(t)$ 的一阶导数；$\dot{v}_C(t)$ 为 $v_C(t)$ 的一阶导数；D 为稳态下的占空比信号。结合式(1)与基

尔霍夫定律，在电路稳态工作点附近引入微小扰动建立小信号模型，并进行 Laplace 变换，得到非理想环境下降压变换器数学传递函数如式(2)所示。

$$\frac{\hat{v}_{\mathrm{o}}(s)}{\hat{d}(s)}=[R_{\mathrm{Load}}r_{\mathrm{C}}v_{\mathrm{in}}LC(R_{\mathrm{Load}}+r_{\mathrm{C}})\cdot s+(R_{\mathrm{Load}}r_{\mathrm{C}}v_{\mathrm{in}}L+R_{\mathrm{Load}}{}^{2}v_{\mathrm{in}}L)]/[L^{2}C(R_{\mathrm{Load}}+r_{\mathrm{C}})^{2}\cdot s^{2}+L^{2}(R_{\mathrm{Load}}+r_{\mathrm{C}})\cdot s+R_{\mathrm{Load}}L] \tag{2}$$

式中：$\hat{v}_{\mathrm{o}}(s)$ 为 v_{o} 的小信号模型；$\hat{d}(s)$ 为 D 的小信号模型。

2　改进自抗扰控制策略

2.1 传统自抗扰控制框架下存在的问题

传统二阶自抗扰控制下，将变换器输出电压信号定义为 y，系统受到的所有扰动定义为总扰动 ω，η 为 ω 的一阶导数。选取三阶状态变量：$x_1=y$，$x_2=\dot{y}$（y 的一阶导数），$x_3=\omega$，自抗扰控制器输出的控制量为 u，b_0 为控制量增益，被控对象和基于被控对象建立的传统自抗扰模型如式(3)所示。

$$\begin{cases}\dot{x}_1=x_2\\ \dot{x}_2=b_0u+x_3\\ \dot{x}_3=\eta\end{cases}\Rightarrow\begin{cases}\dot{z}_{\mathrm{c1}}=z_{\mathrm{c2}}-\beta_{\mathrm{c1}}(z_{\mathrm{c1}}-x_1)\\ \dot{z}_{\mathrm{c2}}=z_{\mathrm{c3}}+b_0u-\beta_{\mathrm{c2}}(z_{\mathrm{c1}}-x_1)\\ \dot{z}_{\mathrm{c3}}=-\beta_{\mathrm{c3}}(z_{\mathrm{c1}}-x_1)\end{cases} \tag{3}$$

式中：β_{c1}、β_{c2}、β_{c3} 为观测器增益参数，$\beta_{\mathrm{c1}}=3\omega_{\mathrm{o}}$、$\beta_{\mathrm{c2}}=3\omega_{\mathrm{o}}{}^{2}$、$\beta_{\mathrm{c3}}=\omega_{\mathrm{o}}{}^{3}$，其中 ω_{o} 为观测器增益参数；z_{c1}、z_{c2}、z_{c3} 为传统二阶自抗扰控制中三阶 LESO 的三维观测量，分别观测 y、$\dot{y}$、ω。

定义观测偏差为 $e_{\mathrm{c1}}=z_{\mathrm{c1}}-x_1$。假设常规情况下 $\omega(t)$ 有界且 $|\eta(t)|\leqslant\eta_0$，η_0 为正常数[21]，随着时间的推移，系统进入稳态时，系统满足：$\dot{e}_{\mathrm{c1}}=\dot{e}_{\mathrm{c2}}=\dot{e}_{\mathrm{c3}}=0$，其中 e_{c2}、e_{c3} 分别表示 LESO 对变量 x_2、x_3 的观测偏差。计算三阶状态的观测误差为

$$\begin{cases}|e_{\mathrm{c1}}|\leqslant\eta_0/\omega_{\mathrm{o}}{}^{3}\\ |e_{\mathrm{c2}}|\leqslant3\eta_0/\omega_{\mathrm{o}}{}^{2}\\ |e_{\mathrm{c3}}|\leqslant3\eta_0/\omega_{\mathrm{o}}\end{cases} \tag{4}$$

由式(4)可知，传统 LESO 对总扰动的估计存在不可忽略的误差量，需要设计补偿环节尽可能修正。根据式(3)可以看出，当 e_{c1} 经过控制趋近于零后，对于同样基于 e_{c1} 构成的 z_{c3} 来说收敛变得困难。面对这种情况，传统 LESO 仅能通过提高 ω_{o} 数量级来实现对状态变量的精确观测，而 ω_{o} 过大又会引入高频噪声干扰，大大降低系统性能。因此，通过最先收敛的误差项 e_{c1} 来设计 z_{c2}、z_{c3} 的结构显然是不合理的，需要重新寻找收敛速度合适的调节因子重构 LESO，补偿误差观测量，实现 z_{c3} 的快速跟踪。

2.2 R_LADRC 策略设计

针对降压型 DC-DC 变换器建立二阶自抗扰控制下的数学模型如式(5)所示。

$$\ddot{y}(t)=\omega(t)+b_0u(t) \tag{5}$$

式中：$\ddot{y}(t)$ 为 $y(t)$ 的二阶导数；b_0 和 ω 的具体数学模型为

$$\begin{cases}b_0=v_{\mathrm{in}}R_{\mathrm{Load}}[LC(R_{\mathrm{Load}}+r_{\mathrm{C}})]^{-1}\\ \omega=-[C(R_{\mathrm{Load}}+r_{\mathrm{C}})]^{-1}\cdot\dot{y}-\\ \quad R_{\mathrm{Load}}{}^{2}[LC(R_{\mathrm{Load}}+r_{\mathrm{C}})^{2}]^{-1}\cdot y+\\ \quad v_{\mathrm{in}}R_{\mathrm{Load}}r_{\mathrm{C}}[L(R_{\mathrm{Load}}+r_{\mathrm{C}})]^{-1}\cdot\dot{u}\end{cases}$$

由式(3)可以得到偏差量的精确数学模型为

$$\begin{cases}z_{\mathrm{c1}}=x_1+e_{\mathrm{c1}}\\ z_{\mathrm{c2}}=x_2+\dot{e}_{\mathrm{c1}}+\beta_{\mathrm{c1}}e_{\mathrm{c1}}\\ z_{\mathrm{c3}}=x_3+\ddot{e}_{\mathrm{c1}}+\beta_{\mathrm{c1}}\dot{e}_{\mathrm{c1}}+\beta_{\mathrm{c2}}e_{\mathrm{c1}}\end{cases} \tag{6}$$

由式(6)可知，LESO 对于 ω 的观测误差中除了一阶项，还有误差的高阶分量，因此需引入 e_{c1} 的多阶反馈量对 z_{c3} 进行重构和补偿，提升其观测精度。基于以上思想构建改进 LESO 的结构如式(7)所示。

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{z}}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{z}+\boldsymbol{B}u+\boldsymbol{L}_{\mathrm{o}}(x_1-z_1)+\boldsymbol{L}_{\mathrm{o}}'(x_1-z_1)+\boldsymbol{L}_{\mathrm{o}}''(x_2-z_2)\\ y=\boldsymbol{C}\boldsymbol{z}\end{cases} \tag{7}$$

式中各参数矩阵分别为

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}0&1&0&0\\0&0&1&0\\0&0&0&1\\0&0&0&0\end{bmatrix};\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix}0\\b_0\\0\\0\end{bmatrix};\boldsymbol{L}_{\mathrm{o}}=\begin{bmatrix}\beta_1\\\beta_2\\\beta_3\\\beta_4\end{bmatrix};\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix}1\\0\\0\\0\end{bmatrix}^{\mathrm{T}};$$

$\boldsymbol{L}_{\mathrm{o}}'=[0\quad 0\quad -\beta_3\quad -\beta_1\beta_3]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{L}_{\mathrm{o}}''=[0\quad 0\quad 0\quad \beta_3]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{z}=[z_1\quad z_2\quad z_3\quad z_4]^{\mathrm{T}}$。

式(7)中所描述的改进扩张状态观测器，将观测量扩张为四阶状态变量 z_1、z_2、z_3、z_4，并将总扰动的估计量进行重构，改进后各状态变量的观测目标为：$z_1\to y$、$z_2\to\dot{y}$、$z_3\to\omega$、$z_4\to\eta$。式(7)中的 β_1、β_2、β_3、β_4 均为观测器需要调节的参数。

通过调节 ω_{o} 实现状态变量的快速跟踪，进而将状态量反馈到线性状态误差反馈控制(linear state error feedback, LSEF)单元中，实现对系统输出信号偏差量的有效消除。LSEF 单元模型构造如式(8)所示。

$$u(t)=b_0^{-1}\cdot\{K_{\mathrm{P}}[v(t)-z_1(t)]-K_{\mathrm{D}}z_2(t)-z_3(t)\} \tag{8}$$

式中：$v(t)$ 为 $y(t)$ 的期望值；K_{P} 为 LSEF 需要调节的比例参数；K_{D} 为 LSEF 需要调节的微分参数。综合以上对于 LESO 单元和 LSEF 单元的设计，可

以得到 R_LADRC 系统结构如图 2 所示。

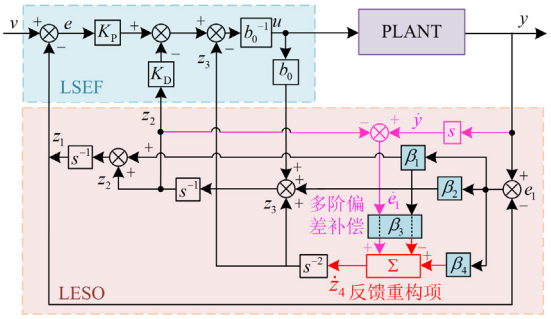


图 2 R_LADRC 系统结构

Fig. 2 Structure of the R_LADRC system

2.3 参数调整规则设计

根据带宽参数化(bandwidth-parameterization, BP)方法[22]对核心单元 LSEF 和 LESO 进行参数调整规则设计。BP 方法的核心思想可归结为

$$\begin{cases}\lambda_{\mathrm{c}}(s)=(s+\omega_{\mathrm{c}})^{n}=f_{\mathrm{eig}}(\boldsymbol{A}'+\boldsymbol{B}'\boldsymbol{K}_{\mathrm{c}})\\ \lambda_{\mathrm{o}}(s)=(s+\omega_{\mathrm{o}})^{n}=f_{\mathrm{eig}}(\boldsymbol{A}-\boldsymbol{L}_{\mathrm{o}}\boldsymbol{C})\end{cases}\tag{9}$$

式中：$\lambda_{\mathrm{c}}(s)$为 LSEF 单元的特征多项式；$\lambda_{\mathrm{o}}(s)$为 LESO 单元的特征多项式；$\boldsymbol{A}'$、$\boldsymbol{B}'$和$\boldsymbol{A}$、$\boldsymbol{C}$分别为两个核心单元特定描述下 n 阶被控对象的系数矩阵；$\boldsymbol{K}_{\mathrm{c}}$、$\boldsymbol{L}_{\mathrm{o}}$分别为观测器和控制律需要调整的系数矩阵；$f_{\mathrm{eig}}(\cdot)$为用于计算矩阵的特征多项式的函数；$\omega_{\mathrm{c}}$为 LSEF 单元的带宽参数。

忽略对 z_3 的观测误差，被控对象被简化为串联积分形式：$\ddot{y}=(\omega-z_3)+u_{\mathrm{o}}=u_{\mathrm{o}}$，其中$u_{\mathrm{o}}$为初级控制率，进而可以将线性误差反馈控制模型简化为：$u_{\mathrm{o}}(t)=K_{\mathrm{P}}[v(t)-z_1(t)]-K_{\mathrm{D}}z_2(t)$，简化后的被控对象和控制率模型描述为状态空间形式，如式(10)所示。

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}=\boldsymbol{A}'\boldsymbol{x}+\boldsymbol{B}'u_{\mathrm{o}}\\ u_{\mathrm{o}}=K_{\mathrm{P}}v+\boldsymbol{K}_{\mathrm{c}}\boldsymbol{z}'\end{cases}\tag{10}$$

式中：$\dot{\boldsymbol{x}}$为$\boldsymbol{x}$的一阶导数；$\boldsymbol{x}=\begin{bmatrix}x_1\\x_2\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{A}'=\begin{bmatrix}0&1\\0&0\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{B}'=\begin{bmatrix}0\\1\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{K}_{\mathrm{c}}=\begin{bmatrix}-K_{\mathrm{P}}\\-K_{\mathrm{D}}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{z}'=\begin{bmatrix}z_1\\z_2\end{bmatrix}$。

联立式(7)以及式(9)、式(10)可以得到关于 LSEF 单元和 LESO 单元参数的调整规则分别为

$$\begin{cases}K_{\mathrm{P}}=\omega_{\mathrm{c}}^{2}、\ K_{\mathrm{D}}=2\omega_{\mathrm{c}}\\ \beta_1=4\omega_{\mathrm{o}}、\ \beta_2=6\omega_{\mathrm{o}}^{2}、\ \beta_3=4\omega_{\mathrm{o}}^{3}、\ \beta_4=\omega_{\mathrm{o}}^{4}\end{cases}\tag{11}$$

最后，文献[22]进一步给出参数法则：$\omega_{\mathrm{o}}\approx 3\sim 10\omega_{\mathrm{c}}$，参数调整规则与带宽关系法则的有效结合可以对改进 LADRC 参数进行高效调整。

3　改进自抗扰控制策略性能分析

3.1 稳定性分析

定义观测器估计误差为$\tilde{z}_i(t)$，$\tilde{z}_i(t)=x_i(t)-z_i(t)$，其中$i=1、2、3$，特别地，令$\varepsilon_j(t)=\tilde{z}_j(t)/\omega_{\mathrm{o}}^{\,j-1}$，其中$j=1、2、3$。则估计误差可以进一步表示为

$$\dot{\boldsymbol{\varepsilon}}(t)=\omega_{\mathrm{o}}\boldsymbol{A}_{\varepsilon}\boldsymbol{\varepsilon}(t)+\omega_{\mathrm{o}}^{-3}\boldsymbol{B}_{\varepsilon}[\dot{\eta}(x_i,\omega)-\dot{\eta}(z_i,\omega)]\tag{12}$$

式中：$\dot{\boldsymbol{\varepsilon}}(t)$为$\boldsymbol{\varepsilon}(t)$的一阶导数；$\dot{\eta}$为$\eta$的一阶导数；

$$\boldsymbol{\varepsilon}(t)=\begin{bmatrix}\varepsilon_1(t)\\ \varepsilon_2(t)\\ \varepsilon_3(t)\\ \varepsilon_4(t)\end{bmatrix}；\ \boldsymbol{A}_{\varepsilon}=\begin{bmatrix}-4&1&0&0\\-6&0&1&0\\0&0&0&1\\15&-4&0&0\end{bmatrix}；\ \boldsymbol{B}_{\varepsilon}=\begin{bmatrix}0\\0\\0\\1\end{bmatrix}。$$

其中$\dot{\eta}(z_i(t),\omega(t))$关于$z_i(t)$满足全局 Lipschitz 条件[22]，因此存在一个常数$\omega_{\mathrm{o}}>0$，使满足：$\lim\limits_{t\to\infty}\tilde{z}_i(t)=0$。由此可见，李雅普诺夫渐进稳定性定理成立。当时间趋近于无穷大时，改进 LESO 的观测误差为 0，因此改进 LESO 是收敛的。

假设控制目标是使二阶系统式(5)的输出遵循给定的、有界的参考信号$v(t)$，且其各阶导数$\dot{v}(t)$、$\ddot{v}(t)$、$\cdots$、$v^{(n)}(t)$也是有界的，令$e_1(t)=v(t)-x_1(t)$，可以将式(8)进一步表示为

$$u(t)=\frac{K_{\mathrm{P}}[e_1(t)-\tilde{z}_1(t)]-K_{\mathrm{D}}[e_2(t)+\tilde{z}_2(t)]-[x_3(t)-\tilde{z}_3(t)]}{b_0}\tag{13}$$

定义误差矩阵$\boldsymbol{e}=[e_1(t),e_2(t)]^{\mathrm{T}}\in R^{n}$，$\tilde{\boldsymbol{z}}=[\tilde{z}_1(t),\tilde{z}_2(t)]^{\mathrm{T}}\in R^{n+1}$，可以得到

$$\dot{\boldsymbol{e}}(t)=\boldsymbol{A}_{\mathrm{e}}\boldsymbol{e}(t)+\boldsymbol{A}_{\tilde{\mathrm{z}}}\tilde{\boldsymbol{z}}(t)\tag{14}$$

式中：$\boldsymbol{A}_{\mathrm{e}}=\begin{bmatrix}0&1\\-K_{\mathrm{P}}&K_{\mathrm{D}}\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{A}_{\tilde{\mathrm{z}}}=\begin{bmatrix}0&0&0\\-K_{\mathrm{P}}&K_{\mathrm{D}}&-1\end{bmatrix}$。

由于特征多项式$s^2-K_{\mathrm{D}}s+K_{\mathrm{P}}$满足 Hurwitz 矩阵条件，因此$\boldsymbol{A}_{\mathrm{e}}$是 Hurwitz 矩阵[23]。同时，根据$\lim\limits_{t\to\infty}\tilde{z}_i(t)=0$可得$\lim\limits_{t\to\infty}\|\boldsymbol{A}_{\tilde{\mathrm{z}}}\tilde{\boldsymbol{z}}(t)\|=0$，由于$\eta(z_i(t),\omega(t))$关于$z_i(t)$是全局 Lipschitz 的，因此存在常数$\omega_{\mathrm{o}}>0$并且$\omega_{\mathrm{c}}>0$，使得：$\lim\limits_{t\to\infty}e(t)=0$。根据李雅普诺夫理论可知，改进 LADRC 是渐近稳定的。

3.2 观测器动态跟踪性能分析

由式(5)得到二阶系统控制量的频域表达式为

$$U(s)=[s^2Y(s)-\Omega(s)]\cdot b_0^{-1}\tag{15}$$

式中：$U(s)$为$u(t)$的频域形式；$Y(s)$为$y(t)$的频域形式；$\Omega(s)$为$\omega(t)$的频域形式。联立式(7)、式(15)建立观测误差e_3与ω之间的传递函数$\Psi_{\mathrm{e3R}}(s)$，如式

(16)所示。

$$\Psi_{e3R}(s)=-(s^4+4\omega_o s^3+6\omega_o{}^2 s^2)(s+\omega_o)^{-4} \tag{16}$$

同样的方法可得传统 LADRC 的传递函数为

$$\Psi_{e3C}(s)=-(s^3+3\omega_o s^2+3\omega_o{}^2 s)(s+\omega_o)^{-3} \tag{17}$$

对两个系统设置相同的扰动信号：$f_1(t)=K$、$f_2(t)=Kt$、$f_3(t)=Kt^2$、$f_4(t)=K\sin(\omega_1 t)$，其中 K 为各扰动函数增益系数，绘制跟踪误差曲线如图 3 所示，观测误差函数如表 1 所示。

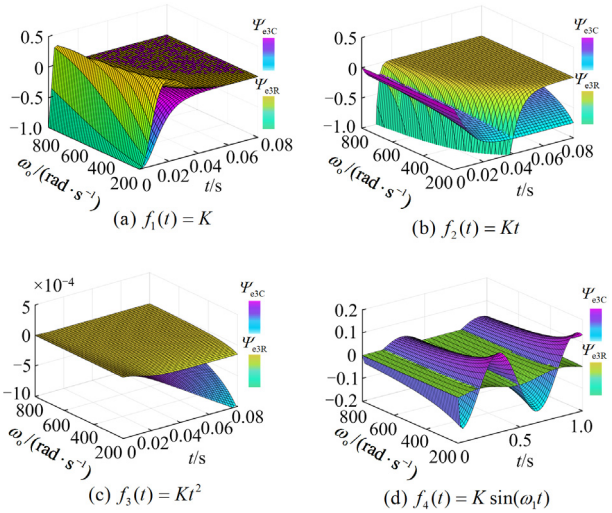


图 3 跟踪误差曲线

Fig. 3 Tracking error curves

表 1 观测误差函数

Table 1 Observation error function

$f(t)$	策略	扰动响应
K	C	$K_T(2+2E_1+E_2)$
	R	$K_T(2+2E_1+E_2-E_3)$
Kt	C	$K_T(-6+6E_{T2}-4E_1-E_2)$
	R	$K_T(2+2E_1+E_2)$
Kt^2	C	$K_T(12-12E_{T2}+6E_1+6E_2E_{T2}+E_3)/\omega_o{}^2$
	R	$K_T(-12+12E_{T2}-12E_1-5E_2-E_3)/\omega_o{}^2$
$K\sin(\omega_1 t)$	C	$E_{T1}\cdot g_1(t,t^2,\omega_o)+a_1(\omega_o)\cdot m_1(\sin(\omega_1 t),\cos(\omega_1 t))$
	R	$E_{T1}\cdot g_2(t,t^2,t^3,\omega_o)+a_2(\omega_o)\cdot m_2(\sin(\omega_1 t),\cos(\omega_1 t))$

由图 3 可以看出：阶跃扰动下的传统自抗扰策略具有较好的跟踪性能，但是在面对斜坡、加速度以及周期扰动信号时，最终均不能实现无差跟踪，随着时间推移，扰动引起的误差幅值越来越大，系统逐渐失稳。相比之下，R_LADRC 系统能够在对阶跃信号无差跟踪的基础上提高响应速度，同时能够在斜坡扰动和加速度扰动下使跟踪误差快速收敛为 0，并且有效降低周期性扰动引起的系统输出偏差，扰动响应幅值明显降低。因此，改进控制策略对于各种类型的扰动具有更好的跟踪效果。

表 1 中：$E_i=(\omega_o t)^i$；$K_T=-KE_{T1}/2$；$E_{T1}=e^{-\omega_o t}$；$E_{T2}=e^{\omega_o t}$；$g_1(\cdot)$、$g_2(\cdot)$、$a_1(\cdot)$、$a_2(\cdot)$、$m_1(\cdot)$、$m_2(\cdot)$ 表示不同的函数；策略 C 表示 C_LADRC 策略，策略 R 表示 R_LADRC 策略。

由表 1 中的数据可以看出，在阶跃和斜坡信号作用下，改进策略较传统策略少了一个指数项，因此通过缩短调节时间减少了偏差；在加速度扰动下，两者均出现一定的误差量，但是由于改进 LESO 有效补偿了传统观测误差中的复合指数函数项，因此可以随着 ω_o 的调节达到有效改善观测误差的效果。在周期扰动下，随着时间的推移，E_{T1} 无限趋近于 0，所以观测器对于扰动的观测只取决于函数 $a_1(\cdot)$、$a_2(\cdot)$、$m_1(\cdot)$ 和 $m_2(\cdot)$，而 $m_1(\cdot)$ 比 $m_2(\cdot)$ 小 1 个数量级，$a_2(\cdot)$ 比 $a_1(\cdot)$ 小 4 个数量级，因此改进 LESO 的误差幅值比传统自抗扰小约 2~3 个数量级，这是图 3(d)中改进 LESO 波动峰值比传统 LESO 小的原因。

综合图像与数值分析可以很直观地看出，改进 LESO 因对观测器中的误差观测项 z_3 进行了重构精确补偿，因此对于不同类型扰动的动态跟踪性能更佳，能够更快速、更精确地识别扰动信号。

3.3 扰动抑制性能分析

根据式(5)、式(7)、式(8)可以得到系统输出关于设定值和总扰动的传递函数 $Y_R(s)$。

$$Y_R(s)=\frac{G_R(s)}{s^2N_R(s)+H_R(s)}V(s)+\frac{N_R(s)}{s^2N_R(s)+H_R(s)}\Omega(s) \tag{18}$$

式中：$V(s)$ 为 $v(t)$ 的频域形式；子传递函数 $G_R(s)$、$N_R(s)$、$H_R(s)$ 具体表示如下所示。

$$\begin{cases} G_R(s)=K_P(s^4+\beta_1 s^3+\beta_2 s^2+\beta_3 s+\beta_4) \\ N_R(s)=s^4+(\beta_1+K_D)s^3+(\beta_2+K_P+\beta_1 K_D)s^2 \\ H_R(s)=(K_P\beta_1+K_D\beta_2+\beta_3)s^3+(K_P\beta_2+ \\ \qquad K_D\beta_3+\beta_4)s^2+(K_P\beta_3+K_D\beta_4)s+K_P\beta_4 \end{cases}$$

广义扰动是影响系统能否稳定、准确地跟踪参考项的主要因素，因此联立式(11)和式(18)可以得到系统输出 $Y_R(s)$ 与总扰动 $\Omega(s)$ 之间的关系式为

$$\Phi_R(s)=\frac{[s^2+(4\omega_o+2\omega_c)s+(6\omega_o{}^2+\omega_c{}^2+8\omega_o\omega_c)]s^2}{(s+\omega_o)^4(s+\omega_c)^2} \tag{19}$$

同理，可以得到传统 LADRC 系统输出项与总扰动之间的关系式为

$$\Phi_C(s)=\frac{(s+\omega_c)^2+3\omega_o(s+2\omega_c+\omega_o)}{(s+\omega_o)^3(s+\omega_c)^2}s \tag{20}$$

保持式(19)和式(20)中 ω_c、ω_o 的取值一致，ω_o 同时改变为 $\omega_{ok_o}=250+(k_o-1)\cdot 150$，单位 rad/s，调节因子 k_o 分别取 1、2、3、4，可得两种系统的抗扰特性曲线，如图 4 所示。

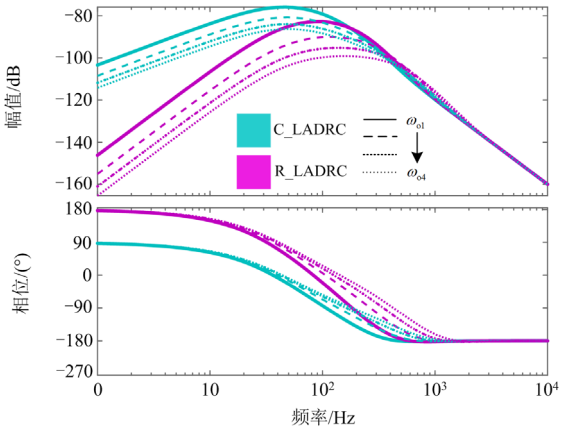


图 4 抗扰特性曲线

Fig. 4 Immunity characteristic curves

由图 4 可以看出，在中低频带，传统控制策略对扰动的响应幅值更大，表现出弱于改进自抗扰的干扰抑制能力。在高频范围内，两者幅值很接近，抑制扰动信号主要取决于带宽的取值。综上，R_LADRC 比传统控制的扰动抑制效果更佳。

3.4 鲁棒性分析

联立式(7)、式(8)可得参数摄动下控制量的传递函数 $U_R(s)$ 为

$$U_R(s)=\frac{G_R(s)}{b_0N_R(s)}V(s)-\frac{H_R(s)}{b_0N_R(s)}Y_R(s) \tag{21}$$

联立被控对象式(5)和式(21)可得控制输入增益不确定下系统输出与给定值、扰动值之间的传递函数 $Y_R(s)$。

$$Y_R(s)=\frac{bG_R(s)}{b_0s^2N_R(s)}V(s)+\frac{b_0N_R(s)}{b_0N_R(s)s^2+bH_R(s)}\Omega(s) \tag{22}$$

根据式(22)可得系统输出电压与给定值之间的关系，如式(23)所示。

$$G_{og}(s)=\frac{Y_R(s)}{V(s)}=\frac{G_R(s)}{\Delta Q_b\cdot s^2N_R(s)+H_R(s)} \tag{23}$$

式中，ΔQ_b 为变换器内部归一化参数，$\Delta Q_b=b_0b^{-1}$。将 $G_R(s)$、$N_R(s)$、$H_R(s)$ 代入式(23)并引入 R_LADRC 参数调整规则可得

$$G_{og}(s)=\omega_c^2(s+\omega_o)^4/[N_1(s)s^6+N_2(s)s^5+N_3(s)s^4+N_4(s)s^3+N_5(s)s^2+N_6(s)s+N_7(s)] \tag{24}$$

其中：

$$\begin{cases}N_1(s)=\Delta Q_b\\ N_2(s)=\Delta Q_b\cdot(4\omega_o+2\omega_c)\\ N_3(s)=\Delta Q_b\cdot(6\omega_o^2+\omega_c^2+8\omega_o\omega_c)\\ N_4(s)=4\omega_c^2\omega_o+12\omega_c\omega_o^2+4\omega_o^3\\ N_5(s)=6\omega_c^2\omega_o^2+8\omega_c\omega_o^3+\omega_o^4\\ N_6(s)=4\omega_c^2\omega_o^3+2\omega_c\omega_o^4\\ N_7(s)=\omega_c^2\omega_o^4\end{cases}$$

式中，ΔQ_b、ω_o、ω_c 均为正数，因此 $N_1(s)$—$N_7(s)$ 均大于 0。根据 Lienard—Chipard 稳定性判据，系统(24)稳定的充要条件为

$$\Delta_3=\begin{vmatrix}N_2&N_1&0\\N_4&N_3&N_2\\N_6&N_5&N_4\end{vmatrix}>0、\Delta_5=\begin{vmatrix}N_2&N_1&0&0&0\\N_4&N_3&N_2&N_1&0\\N_6&N_5&N_4&N_3&N_2\\0&N_6&N_5&N_4&N_3\\0&0&0&N_7&N_6\end{vmatrix}>0 \tag{25}$$

可以证明，$\Delta_5>0$ 为 $\Delta_3>0$ 的充分条件。因此系统(24)稳定的充要条件可简化为：$\Delta_5>0$。求解不等式 $\Delta_5>0$ 可以得到

$$(N_2N_3-N_1N_4)(N_4N_5-N_3N_6-N_4^2)-(N_2N_5-N_1N_6)^2+N_2^2(N_4N_5+2N_3N_6)-3N_1N_2N_4N_6-N_2^3N_7>0 \tag{26}$$

将 $N_1(s)$—$N_7(s)$ 代入式(26)，并定义观测器归一化增益：$\Delta L_\omega=\omega_o\omega_c^{-1}$，令不等式(26)等于 0，可得

$$8\cdot\Delta Q_b^3\cdot O_1(\Delta L_\omega)+4\cdot\Delta Q_b^2\cdot O_2(\Delta L_\omega)+32\cdot\Delta Q_b\cdot O_3(\Delta L_\omega)=0 \tag{27}$$

其中：

$$\begin{cases}O_1(\Delta L_\omega)=4\Delta L_\omega^3+49\Delta L_\omega^4+186\Delta L_\omega^5+292\Delta L_\omega^6+124\Delta L_\omega^7-457\Delta L_\omega^8-1442\Delta L_\omega^9-2012\Delta L_\omega^{10}-1448\Delta L_\omega^{11}-516\Delta L_\omega^{12}-72\Delta L_\omega^{13}\\ O_2(\Delta L_\omega)=-8\Delta L_\omega^2-104\Delta L_\omega^3-568\Delta L_\omega^4-1576\Delta L_\omega^5-2224\Delta L_\omega^6-1064\Delta L_\omega^7+2400\Delta L_\omega^8+7512\Delta L_\omega^9+10224\Delta L_\omega^{10}+7536\Delta L_\omega^{11}+3016\Delta L_\omega^{12}+592\Delta L_\omega^{13}\\ O_3(\Delta L_\omega)=2\Delta L_\omega^3+18\Delta L_\omega^4+60\Delta L_\omega^5+90\Delta L_\omega^6+48\Delta L_\omega^7-76\Delta L_\omega^8-272\Delta L_\omega^9-375\Delta L_\omega^{10}-260\Delta L_\omega^{11}-93\Delta L_\omega^{12}-16\Delta L_\omega^{13}-\Delta L_\omega^{14}\end{cases}$$

根据式(27)绘制 Δ_5 关于 ΔQ_b、ΔL_ω 的三维关系图，得到参数摄动下的鲁棒性图像，如图 5 所示。

由图 5 可以看出：当 ΔQ_b 取值为 1 附近时系统的稳定性最强，ΔQ_b 取值域为(0, 2)时可保证系统稳定；此外，ΔL_ω 增大会使得系统的稳定性增强，在 ΔQ_b 取值域内，ΔL_ω 的取值在 20 以内均能保证系统稳定运行。综上分析，改进控制系统在参数摄动下只要满足 ΔQ_b 的取值域即可，且随着 ΔL_ω 的变化，ΔQ_b 的取值域会进一步增大，因此具有较高的鲁棒性能。

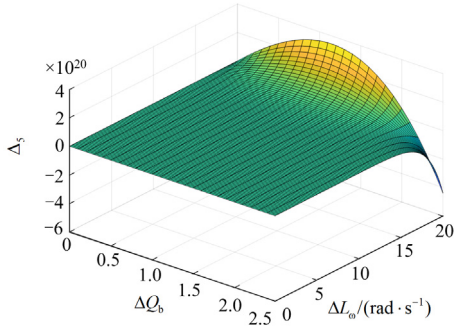


图 5 参数摄动下的鲁棒性图像

Fig. 5 Robust image under parameter perturbation

4 仿真实验验证

搭建 C_LADRC、MO_LADRC、CD_LADRC 和 R_LADRC 4 种策略下的直流微网负载变换器仿真模型，并引入不同扰动对 4 种策略的稳定性、抗扰性和鲁棒性进行测试，进一步验证策略的有效性。依据 2.3 节的参数调整规则对 R_LADRC 策略进行参数调整，为保证对比的公正性，4 种控制策略的控制率和观测器参数均设置为：$\omega_c = 1.5\times10^4$ rad/s、$\omega_o = 1.5\times10^5$ rad/s。系统模型参数如表 2 所示。

表 2 系统模型参数

Table 2 System model parameters

参数	数值	参数	数值
母线输出电压/V	550	输出电容/μF	300
负载端电压/V	450	输出功率/kW	40.5
输入电感/μH	120	—	—

4.1 不同扰动工况下抗扰性验证

4.1.1 直流母线电压波动

在 0.02 s 和 0.03 s 分别引入母线电压突增和突降 20%的扰动，得到输出电压响应波形如图 6 所示，具体响应指标数据分别如表 3、表 4 所示。

由图 6 和表 3、表 4 综合分析可知，传统自抗扰策略下系统表现出较大的电压偏差量与调节时间；级联策略效果优于传统控制，但引入两个控制器也造成了纹波抑制效果不佳；含模型信息的自抗扰策略表现出较好的控制效果，但相比之下，从观测器结构出发改进的 R_LADRC 策略，利用多阶偏差量重构观测值，能够在更短时间和更小偏差量下恢复稳定，控制效果明显优于其他 3 种自抗扰策略。

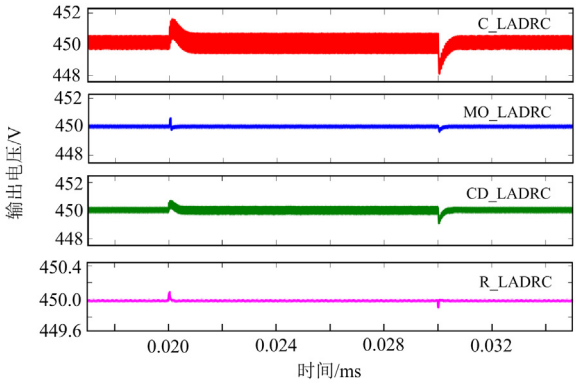


图 6 母线电压突变响应波形

Fig. 6 Bus voltage abrupt response waveform

表 3 母线电压突增 20%

Table 3 Busbar voltage increase by 20%

控制策略	调节时间 t_s/ms	最大偏差量 Δv/V
C_LADRC	0.61	1.5
MO_LADRC	0.25	0.6
CD_LADRC	0.52	0.8
R_LADRC	0.17	0.1

表 4 母线电压突降 20%

Table 4 Bus voltage dip by 20%

控制策略	调节时间 t_s/ms	最大偏差量 Δv/V
C_LADRC	0.73	−1.9
MO_LADRC	0.41	−0.4
CD_LADRC	0.85	−0.9
R_LADRC	0.10	−0.1

4.1.2 低压负载投切扰动

在 0.02 s 和 0.03 s 分别引入负载突增和突降 20%扰动，得到的输出电压响应曲线如图 7 所示，具体响应指标数据分别如表 5、表 6 所示。

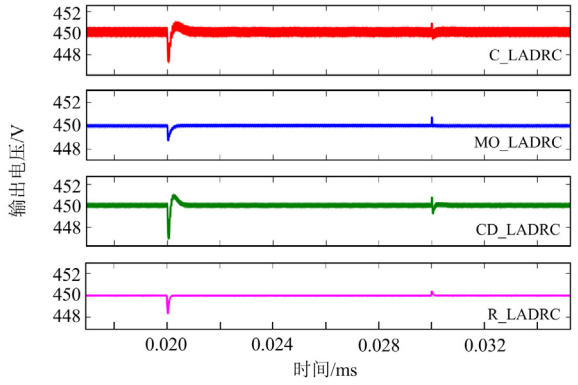


图 7 低压负载突变响应波形

Fig. 7 Low-voltage load abrupt response waveform

表 5 低压负载突增 20%

Table 5 Low-voltage load increase by 20%

控制策略	调节时间 t_s/ms	最大偏差量 Δv/V
C_LADRC	0.92	−2.6
MO_LADRC	0.57	−1.3
CD_LADRC	0.74	−3.1
R_LADRC	0.29	−1.7

表 6 低压负载突降 20%

Table 6 Low-voltage load drop by 20%

控制策略	调节时间 t_s/ms	最大偏差量 Δv/V
C_LADRC	0.43	0.5
MO_LADRC	0.11	0.7
CD_LADRC	0.31	0.8
R_LADRC	0.25	0.4

由图 7 和表 5、表 6 综合分析可知，传统自抗扰控制策略与级联补偿控制策略的 Δv 较大，稳定性相对较差；相比之下，模型补偿与 R_LADRC 策略的扰动抑制效果较好，均能在更小偏差量和调节时间下实现对电压波动的平抑，抗扰性能更佳。且 R_LADRC 由于不引入额外的可能含扰的复杂补偿结构，因此输出曲线更加平滑，对纹波表现出更好的抑制效果。

复合工况误差平方积分值(composite working condition integral of square error, CISE)指标可以有效反映系统在多种扰动工况下的综合响应快速性、抗扰性和准确性，其数值越小表示受扰后恢复时间越短、系统抗扰性越好。系统在不同工况下的 CISE 如表 7 所示。

表 7 不同扰动工况下 CISE

Table 7 CISE under different disturbance conditions

$V^2 \cdot s^{-1}$

控制策略	母线电压扰动	低压负载投切扰动
C_LADRC	41.96	42.24
MO_LADRC	31.16	31.59
CD_LADRC	33.58	35.25
R_LADRC	29.64	29.97

由表 7 可以看出，在母线电压扰动和低压负载投切扰动下，3 种改进控制系统的误差积分指标均小于传统自抗扰系统，其中 R_LADRC 策略由于自身观测器精度进行了改进提升，因此其 CISE 指标小于另外两种改进自抗扰控制策略，综合表现出优于其他 3 种控制策略的快速性能和抗扰性能。

4.2 不同内部参数摄动下鲁棒性验证

4.2.1 变换器内部参数不规则摄动

在实际情况中，系统不仅会受到外部扰动，还会遇到内部器件因运行应力、发热、磨损等造成的器件参数变化扰动。为验证参数摄动情况下系统的抗扰性能和鲁棒性能，假设 4 种控制系统均未受到外部扰动且保持控制器参数不变，对低压负载端口变换器内部参数(L、C)在标称值±20%内进行摄动，并记录 4 种系统的 CISE 如图 8 所示。指标平面越靠近水平面表明系统抗扰性越好，倾斜度越小表明鲁棒性越优。

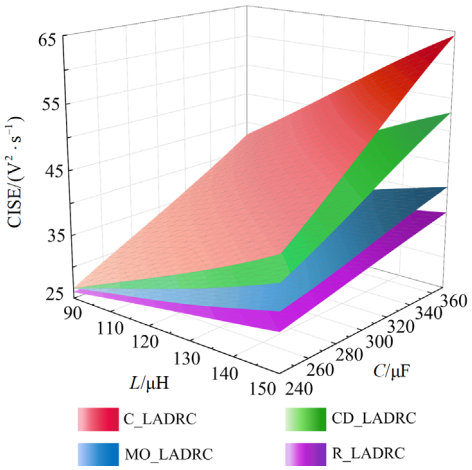


图 8 参数摄动下鲁棒性对比

Fig. 8 Comparison of robustness under parameter perturbation

由图 8 可以看出，传统自抗扰系统 CISE 分布距离水平面最远且倾斜角度最大，在 4 种策略中的抗扰性和鲁棒性最差；相比之下，其他 3 种策略 CISE 分布距离水平面较近，且 R_LADRC 策略的 CISE 数据平面离水平面最近，倾斜角度最小，因此，R_LADRC 策略在 4 种策略中表现出较好的抗扰性和鲁棒性。

4.2.2 控制器内部参数不规则摄动

保持变换器内部参数不变，使观测器参数 ΔL_ω 在 1～10 rad/s 内不规则变化，得到衡量系统响应快速性的调节时间指标如图 9 所示。由于自抗扰本身

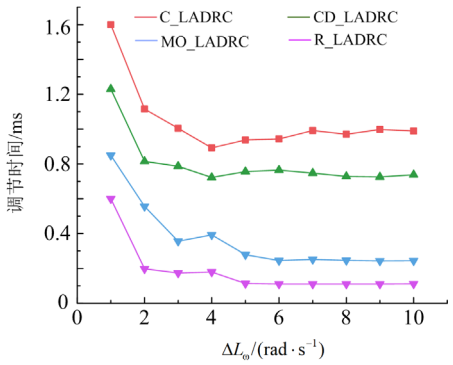


图 9 ΔL_ω 变化下响应速度曲线

Fig. 9 Response velocity curve under change of ΔL_ω

的主动抗扰特性，使得在控制参数变化下变换器输出电压无明显偏差，故不再示意。

由图 9 可以看出，ΔL_{ω} 取值为 1 时，4 种控制系统响应均较慢，但是随着 ΔL_{ω} 取值变大，4 种控制系统的响应速度逐渐趋于较小的稳定值。但相比之下，R_LADRC 系统响应速度相对最快且波动甚微，在时间参数取毫秒数量级下仍不能看出明显变化。综上，R_LADRC 的鲁棒性优于其他 3 种策略。

4.3 控制策略的适用性验证

为验证 R_LADRC 策略的应用场景不只局限于耗能端的 BUCK 变换器，特将该策略应用到既是供能侧又是耗能侧的混合储能单元端口双向变换器中，并施加极端天气下光伏出力大幅波动的典型扰动工况，对比 4 种策略下系统的动态性能。在 2.0 s 和 2.5 s 处，令光伏出力由额定值 25 kW 分别陡增 20% 和跌落 20%，得到 4 种策略对电压波动的抑制效果，如图 10 所示，相关数据指标如表 8、表 9 所示。

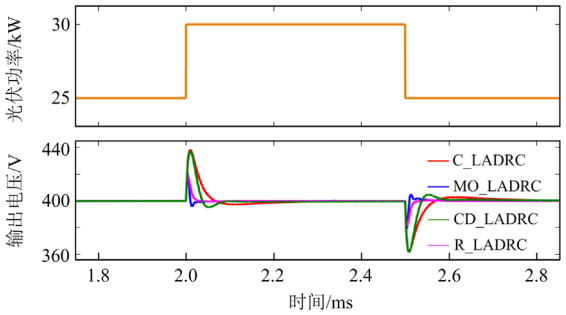


图 10 光伏出力波动响应对比

Fig. 10 Comparison of PV output fluctuation response

表 8 光伏出力陡增 20%

Table 8 PV output increase by 20%

控制策略	调节时间 t_s/ms	最大超调量 σ/%
C_LADRC	260	10.1
MO_LADRC	43	5.3
CD_LADRC	96	9.5
R_LADRC	39	4.9

表 9 光伏出力跌落 20%

Table 9 PV output drop by 20%

控制策略	调节时间 t_s/ms	最大超调量 σ/%
C_LADRC	246	9.8
MO_LADRC	57	5.5
CD_LADRC	85	9.7
R_LADRC	51	4.8

由图 10 和表 8、表 9 可以看出，在极端天气光伏出力扰动下，4 种策略均伴随着较大的幅值波动，但是不难看出，R_LADRC 策略的超调量在 4 种控制策略中是最小的，能在相对最短的时间内平抑电压波动，表现出较好的控制性能。因此，R_LADRC 策略能够很好地适用于以混合储能端口变换器为代表的多种运行场景中，具有较强的适用性。

需要特别指出的是，当系统受到干扰时，直流母线电压波动超过额定值的±5%时，极易造成电压失稳，从而引起保护动作或甩负荷，甚至危及大电网的正常运行[24]。而 C_LADRC、MO_LADRC、CD_LADRC 控制系统的超调量均大于 5%，不能及时维持系统稳定，反观本文所提出的 R_LADRC 改进策略，能够将波动控制在 5%以内，对于应对极端天气造成的新能源出力大幅波动具有重要意义。

4.4 实验验证

为进一步验证所提策略的有效性，搭建小电压等级实验平台进行实验验证。实验平台设备具体如图 11 所示，实验平台具体参数如表 10 所示。

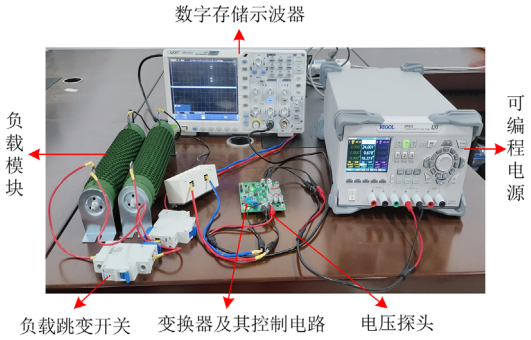


图 11 直流微电网变换器控制系统实验平台

Fig. 11 Experimental platform for DC microgrid converter control system

表 10 实验平台参数

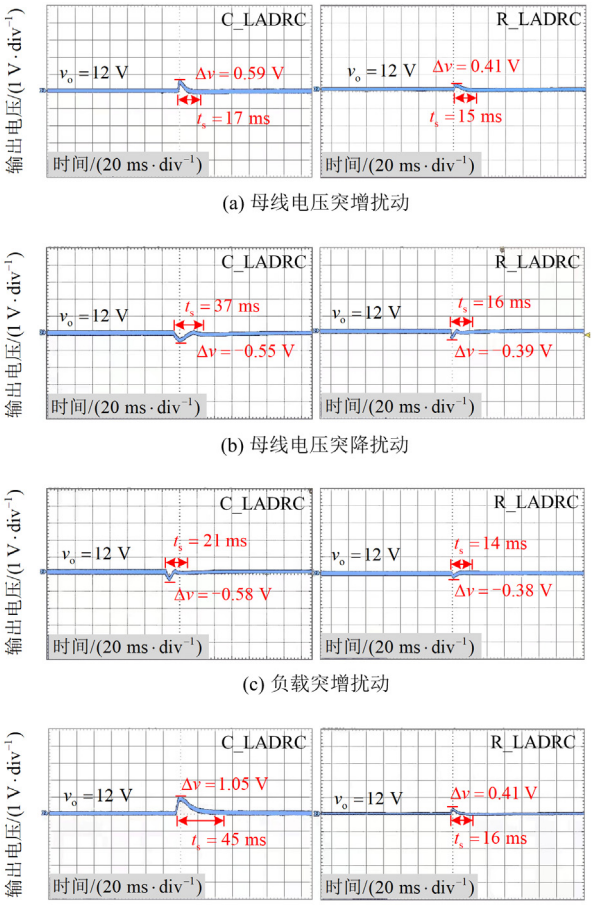
Table 10 Experimental platform parameters

参数	数值	参数	数值/型号
输入电压/V	24	开关频率/kHz	200
输出电压/V	12	主芯片型号	STM32F334
输出功率/W	30	开关管型号	BSC070N10NS

为验证 R_LADRC 策略的改进效果，将传统自抗扰控制与改进策略应用到变换器控制中，并引入母线电压、负载突变两种复杂工况，得到变换器输出波形，并通过 Δv 和 t_s 两个指标对系统性能进行直观的对比分析。实验中，利用可编程电源模拟微电网母线电压跳变工况、利用负载跳变开关模拟负载突变工况，得到两种工况输出波形如图 12 所示。

由图 12 可以看出，面对同样幅度的母线电压突变、负载突变干扰，R_LADRC 策略下的最大偏差量和调节时间均小于传统策略，在两种工况下能够将最大偏差绝对值较传统自抗扰策略平均减小

0.295 V，调节时间平均减少 14.75 ms，面对多种工况表现出更好的抗扰性能。综上所述，本文所提出的 R_LADRC 策略能够有效抑制外部干扰量对直流微电网系统稳定运行的不利影响。



(a) 母线电压突增扰动

(b) 母线电压突降扰动

(c) 负载突增扰动

(d) 负载突降扰动

图 12　扰动工况输出波形

Fig. 12 Disturbance condition output waveform

5　结论

针对直流微电网中低压负载侧输出量受扰波动问题，本文以降压型端口变换器为控制对象，在传统自抗扰控制基础上提出了一种基于多阶反馈重构的改进自抗扰控制策略。通过理论和仿真实验双维度分析验证，说明了该控制策略的正确性、有效性，并得到以下结论。

1) R_LADRC 策略在传统自抗扰的基础上引入多阶反馈量对扰动观测状态进行重构，使系统在面对母线电压突变、低压负载投切、内部参数摄动的内、外部扰动工况时具有较好的抗扰性和鲁棒性，且性能明显优于传统自抗扰以及两种主流改进策略。

2) 将 R_LADRC 策略应用于直流微电网混合储能端双向 DC-DC 变换器中，突破耗能端应用场景，并引入光伏出力大幅波动的典型性极端天气工况，验证了该策略仍具有较强的适用性，并且在 4 种策略中仍表现出显著的综合性能优势。

通过引入多阶反馈量对 LESO 进行补偿重构，有效提升了系统抗扰性和鲁棒性。但是如何引入更为精确的补偿量达到更小量级的观测偏差，进而应对新型电力系统逐步发展带来的复杂工况，是未来研究的重要方向，望本文能为直流微电网稳定运行提供思路。

参考文献

[1] 郭庆来, 兰健, 周艳真, 等. 基于混合智能的新型电力系统运行方式分析决策架构及其关键技术[J]. 中国电力, 2023, 56(9): 1-13.
GUO Qinglai, LAN Jian, ZHOU Yanzhen, et al. Architecture and key technologies of hybrid-intelligence-based decision-making of operation modes for new type power systems[J]. Electric Power, 2023, 56(9): 1-13.

[2] 高骞, 杨俊义, 洪宇, 等. 新型电力系统背景下电网发展业务数字化转型架构及路径研究[J]. 发电技术, 2022, 43(6): 851-859.
GAO Qian, YANG Junyi, HONG Yu, et al. Research on digital transformation architecture and path of power grid development planning business under new power system blueprint[J]. Power Generation Technology, 2022, 43(6): 851-859.

[3] 陈福锋, 杨黎明, 宋国兵, 等. 主动探测式保护关键技术概述及展望[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(15): 175-186.
CHEN Fufeng, YANG Liming, SONG Guobing, et al. Overview and prospect of key technologies for active detection protection[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(15): 175-186.

[4] 王增平, 林一峰, 王彤, 等. 电力系统继电保护与安全控制面临的挑战与应对措施[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(6): 10-20.
WANG Zengping, LIN Yifeng, WANG Tong, et al. Challenges and countermeasures to power system relay protection and safety control[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(6): 10-20.

[5] SINGH S, SAINI S, GUPTA S K, et al. Solar-PV inverter for the overall stability of power systems with intelligent MPPT control of DC-link capacitor voltage[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2023, 8(1): 245-264.

[6] 黎燕, 程馨, 黄祖梁, 等. 高可靠性三相多功能并网变换器研究[J]. 中国电力, 2023, 56(5): 172-181.
LI Yan, CHENG Xin, HUANG Zuliang, et al. Research on high reliability three-phase multi-function grid-connected converter[J]. Electric Power, 2023, 56(5): 172-181.

[7] 卢开诚, 刘铠诚, 董树锋. 基于模糊单神经元 PI 的微电网频率自适应控制[J]. 电力工程技术, 2022, 41(5): 131-139.
LU Kaicheng, LIU Kaicheng, DONG Shufeng. A microgrid frequency control method based on fuzzy single neuron

adaptive PI control[J]. Electric Power Engineering Technology, 2022, 41(5): 131-139.

[8] 闫宇豪, 方愿捷, 郑喆, 等. 模糊-PID 控制策略在微电网电压电流双闭环下垂控制系统中的应用[J]. 河南科技, 2022, 41(12): 7-12.
YAN Yuhao, FANG Yuanjie, ZHENG Jie, et al. Application of fuzzy-PID control strategy in voltage and current double closed-loop droop control system of microgrid[J]. Henan Science and Technology, 2022, 41(12): 7-12.

[9] 申景潮, 胡健, 胡敬梁, 等. 直流微电网储能装置双向 DC-DC 变换器参数自适应反步控制[J]. 储能科学与技术, 2022, 11(5): 1512-1522.
SHEN Jingchao, HU Jian, HU Jingliang, et al. Parameter adaptive backstepping control of bidirectional DC-DC converter for DC microgrid energy storage device[J]. Energy Storage Science and Technology, 2022, 11(5): 1512-1522.

[10] 付建哲, 郭昆丽, 闫东, 等. 直流微电网内双向 DC-DC 变换器的自抗扰控制研究[J]. 国外电子测量技术, 2020, 39(3): 47-52.
FU Jianzhe, GUO Kunli, YAN Dong, et al. Reserch on active disturbance rejection control strategy of bidirectional DC-DC converters in DC microgrid[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2020, 39(3): 47-52.

[11] NEJABATKHAH F, LI W. Overview of power management strategies of hybrid AC/DC microgrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(12): 7072-7089.

[12] TAO Long, WANG Ping, WANG Yifeng, et al. Variable structure ADRC-based control for load-side buck interface converter: formation, analysis, and verification[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 96(6): 6236-6246.

[13] 周雪松, 周泳良, 马幼捷, 等. 风电并网逆变器的改进型线性自抗扰控制[J]. 电气传动, 2022, 52(1): 46-53.
ZHOU Xuesong, ZHOU Yongliang, MA Youjie, et al. Improved linear active disturbance rejection control of wind power grid-connected inverter[J]. Electric Drive, 2022, 52(1): 46-53.

[14] CHEN S, XUE W, ZHONG S. et al. On comparison of modified ADRCs for nonlinear uncertain systems with time delay[J]. Science China Information Sciences, 2018, 61.

[15] 马幼捷, 袁业沧, 周雪松, 等. 模型信息联合校正型自抗扰控制策略[J]. 太阳能学报, 2024, 45(3): 389-398.
MA Youjie, YUAN Yecang, ZHOU Xuesong, et al. Model information combined correction active disturbance rejection voltage stabilizing control strategy[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2024, 45(3): 389-398.

[16] 刘庆龙. 基于总扰动的线性自抗扰控制性能分析及改进[D]. 青岛: 青岛理工大学, 2019.
LIU Qinglong. Performance analysis and improvement of linear ADRC based on total disturbance[D]. Qingdao: Qingdao University of Technology, 2019.

[17] 王超, 侯凯翔, 吴铁洲, 等. 基于动态级联自抗扰的交流微网直流母线稳压控制[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(7): 115-124.
WANG Chao, HOU Kaixiang, WU Tiezhou, et al. Dynamic cascade active disturbance rejection-based DC bus stabilizing control for an AC microgrid[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(7): 115-124.

[18] 张纯江, 暴云飞, 孟宪慧, 等. 直流微网储能 DC/DC 变换器的自适应虚拟直流电机控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(1): 12-20.
ZHANG Chunjiang, BAO Yunfei, MENG Xianhui, et al. Adaptive virtual DC machine control for a DC microgrid energy storage DC/DC converter[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(1): 12-20.

[19] 彭龙飞. 一种可多相交错并联大电流 BUCK 型 DC-DC 变换器的设计与研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2019.
PENG Longfei. Design and research of a multi-phase interleaved parallel high current BUCK DC-DC converter[D] Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2019.

[20] 周国华, 冷敏瑞, 李媛, 等. 开关变换器及其控制环路的建模综述[J]. 中国电机工程学, 2020, 40(1): 183-199.
ZHOU Guohua, LENG Minrui, LI Yuan, et al. A review on modeling of switching converters and their control loops[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(1): 183-199.

[21] 周泳良. 低电压穿越工况下风电并网逆变器的改进型线性自抗扰控制[D]. 天津: 天津理工大学, 2021.
ZHOU Yongliang. Improved linear active disturbance rejection control of wind power grid connected inverter under low voltage ride through condition[D]. Tianjin: Tianjin University of Technology, 2021.

[22] GAO Zhiqiang. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C] // Proceedings of the 2003 American Control Conference, June 4-6, 2003, Denver, CO, USA: 4989-4996.

[23] ZHENG Qing, GAOL L Q, GAO Zhiqiang. On stability analysis of active disturbance rejection control for nonlinear time-varying plants with unknown dynamics[C] // 2007 46th IEEE Conference on Decision and Control, December 12-14, 2007, New Orleans, LA, USA: 3501-3506.

[24] 施婕, 郑漳华, 艾芊. 直流微电网建模与稳定性分析[J]. 电力自动化设备, 2010, 30(2): 86-90.
SHI Jie, ZHENG Zhanghua, AI Qian. Modeling of DC micro-grid and stability analysis[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(2): 86-90.

收稿日期：2024-04-03；　修回日期：2024-07-22

作者简介：

周雪松(1964—)，男，通信作者，博士，教授，研究方向为新能源发电、新型电力系统控制等；E-mail: sjteam2022@163.com

景亚楠(1999—)，女，硕士研究生，研究方向为新能源发电与控制技术；E-mail: jignyanan22@163.com

马幼捷(1964—)，女，博士，教授，研究方向为微电网运行与控制、新能源发电等。

(编辑　张　颖)