

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.230644

基于级联型扩张状态观测器的直流微电网低压负载接口 变换器自抗扰稳压研究

马幼捷, 杨清, 周雪松, 王博, 王福森, 王馨悦

(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)

摘要: 直流微电网负载侧供压稳定是实现新能源电力高水平消纳的重要前提。为维持低压负载侧电压稳定, 利用级联型扩张状态观测器提高扰动的估计重构精度与速度, 将二阶自抗扰控制技术引入低压侧稳压控制。首先, 在考虑扰动存在的低压接口变换器动态模型基础上实现对于稳压控制策略的系统设计。之后, 在时域上分析级联型扩张状态观测器对于扰动重估精度的提升效果, 利用线性等效框架在复频域上分析系统对于总扰动的抑制性能, 以及系统模型不确定下对于动态性能的影响。此外, 将 Lyapunov 理论运用于分析所提稳压控制策略的稳定性, 表明该系统在工程上稳定。最后仿真实验验证了所提出稳压策略的正确性与有效性, 且对于扰动具有较好的抑制性。

关键词: 直流微电网; 低压接口变换器; 扩张状态观测器; 线性自抗扰控制; Lyapunov 理论

Active disturbance rejection and voltage regulation of a DC microgrid low voltage load interface converter based on a cascaded extended state observer

MA Youjie, YANG Qing, ZHOU Xuesong, WANG Bo, WANG Fusen, WANG Xinyue

(Tianjin Key Laboratory of New Energy Power Conversion, Transmission and Intelligent Control

(Tianjin University of Technology), Tianjin 300384, China)

Abstract: The stability of load side voltage supply in a DC microgrid is an important prerequisite to achieving a high level of new energy power consumption. To maintain the voltage stability of the low-voltage load side, the cascaded extended state observer is used to improve the estimation accuracy and speed of disturbance reconstruction. Second-order ADRC technology is introduced into the low-voltage side voltage regulation control. First, the system design of voltage regulation control strategy is realized based on a dynamic model of a low-voltage interface converter considering the existence of disturbance. Then, the improvement effect of the cascaded extended state observer on the disturbance reconstructed accuracy is analyzed in the time domain, and the total disturbance suppression performance of the system is analyzed in the complex frequency domain by using the linear equivalent framework. The influence of system model uncertainty on the dynamic performance is analyzed. In addition, Lyapunov theory is used to analyze the stability of the proposed voltage regulation control strategy. The analysis shows that the system is stable in engineering terms. Finally, the simulation results verify the correctness and effectiveness of the proposed voltage regulation strategy, and it has good resilience to the disturbance.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 51877152).

Key words: DC microgrid; low-voltage interface converter; extended state observer; linear active disturbance rejection control; Lyapunov theory

0 引言

实现电力的高效消纳是新能源进一步大规模利

用的前提, 也是分布式发电发展中的关键技术^[1-4]。直流微电网作为分布式发电的主要利用形式, 通过微电网实现多电源与多负载之间的电力互联^[5-7]。在直流微电网中电压稳定作为衡量其电能质量的重要标准, 抑制波动现象保证稳定是实现电力高水平消纳的重要基础, 同时也是电网设计与构建的主要目标^[8]。文献[9]针对直流母线电压波动机理分类, 将

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51877152); 天津市研究生科研创新项目资助(2022SKY180); 天津理工大学校级研究生科研创新实践项目资助(YJ2225)

电压波动现象分为扰动型与振荡型波动，在器件与系统层面提出对应的直流母线电压稳定方法。但维持母线电压稳定的最后目的是保证电力的稳定消纳，最终均需要对接口变换器施加具有强鲁棒性与抗扰性的稳压策略。

传统的比例-积分控制方法具有悠久的历史，同时在工程上也得到了广泛的运用。但在面临多变量、强耦合与强非线性等多种复杂工况时，利用其维持电压稳定存在一定的不足。目前，多种不同的控制方式被运用于接口变换器控制，文献[10]将传统的比例-积分控制与模型预测控制结合用于实现对于双向 DC-DC 变换器的优化控制，但对比传统的控制方式需要更多的计算量；文献[11]提出一种自适应无源控制方法运用于升压接口变换器，抑制未建模动态与负载波动所引起的扰动；文献[12]提出电压电流双闭环与功率前馈相结合的方法作用于双向接口变换器上用于抑制直流母线波动，但其中的负载电流不易直接观测；文献[13]在变换器电流连续的仿射非线性模型的基础上，提出一种非线性控制方法用于分布式光-储系统的稳压控制，但没有充分考虑到工况扰动的影响。自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)技术作为一种基于传统 PI 控制的先进控制技术，具有模型依赖性弱、控制效果好与抗扰能力强等诸多优点^[14-15]。为获得较好的控制效果，自抗扰控制在微电网下垂控制^[16]、逆变器控制^[17-19]、直流接口变换器^[20-21]以及电机调速^[22-24]等电气工程领域得到了广泛运用。

扩张状态观测器(extended state observer, ESO)作为自抗扰控制的核心，通过与跟踪微分器(tracking differentiator, TD)共同作用，并利用状态反馈控制律(linear state error feedback, LSEF)对物理对象施加具有抗扰能力的控制量。但在线性自抗扰控制(linear active disturbance rejection control, LADRC)框架下，大多数具体应用更多的是考虑局限在单个 ESO 与控制律的改进适配上^[17,25]，并未考虑多重 ESO 结构对于控制效果的影响。为了提高直流微电网低压侧供压质量，本文在端口变换器含扰动动态模型的基础上，依托传统的 LADRC 框架^[26]，采用级联结构的扩张状态观测器实现提高扰动观测的估计精度与重构速度。此外，通过时域与频域分析扰动的跟踪能力与抗扰能力，还考虑到系统模型参数的不确定性下对于动态性能的影响。最后通过仿真实验完成对所提出稳压控制方法的正确性与有效性验证。

1 低压负载接口变换器数学模型

直流微电网结构图如图 1 所示，接口变换器作为各单元与直流母线间能量流动的中枢，是微电网构成的重要组成部分。例如：交流大电网利用 AC-DC 接口变换器实现电网之间的能量互联；以风光为新能源利用主体的分布式电源通过接口变换器实现向微电网持续供能；储能单元通过双向 DC-DC 接口变换器实现与直流母线间能量的双向流动，用于维持功率平衡与直流母线电压稳定；直流母线在微电网负载侧接口变换器作用下实现电能的消纳。因此，直流微电网通过接口变换器使得各单元间实现能源互联，从而实现分布式电源的大规模高效率利用。

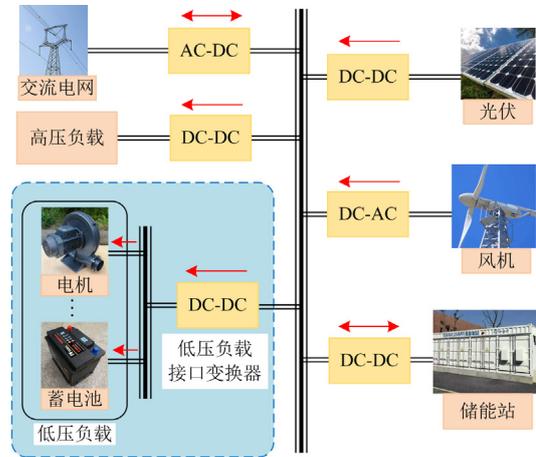


图 1 直流微电网结构图

Fig. 1 Structure diagram of DC microgrid

本文采用单相 Buck 电路作为典型的低压接口变换器，其电路拓扑结构图如图 2 所示。在电路拓扑结构设计中，通过控制 MOSFET 管 S 的导通关断与二极管 Q 共同作用，利用储能元件完成能量转换，实现对低压负载的降压供能。

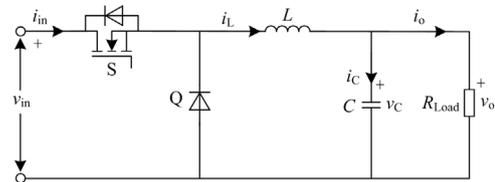


图 2 低压负载侧接口变换器拓扑结构图

Fig. 2 Low-voltage load-side interface converter topology

取电感电流 i_L 与电容电压 v_C 作为状态变量。在单个周期 T_s 内，当 MOSFET 管 S 处于导通状态 ($t \in [0, DT_s)$) 时，其中 D 为占空比，电感电流 i_L 与电容电压 v_C 可表示为

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{v_C}{L} + \frac{v_{in}}{L} \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{v_C}{R_{Load}C} \end{cases} \quad (1)$$

式中: L 为滤波电感; C 为滤波电容; R_{Load} 为负载阻值; v_{in} 为变换器输入电压, 即代表直流母线电压。

同理, 当 MOSFET 管 S 处于关断状态 ($t \in [DT_s, T_s]$) 时, 电感电流 i_L 与电容电压 v_C 可表示为

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{v_C}{L} \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{v_C}{R_{Load}C} \end{cases} \quad (2)$$

因此, 在一个完整的开关周期 $[0, T_s]$ 内, 系统的状态空间平均表达式为

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{v_C}{L} + \frac{v_{in}}{L} D \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{v_C}{R_{Load}C} \end{cases} \quad (3)$$

考虑到电路参数在高频环境下器件参数产生非线性波动偏差以及系统在工作过程中受到扰动的影响, 因此更加精确的模型可以表示为

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{v_C}{L + \Delta L} + \frac{v_{in} + \Delta v}{L + \Delta L} D + \varphi_1 \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{i_L}{C + \Delta C} - \frac{v_C}{R_{Load}(C + \Delta C)} + \varphi_2 \end{cases} \quad (4)$$

式中: ΔC 、 ΔL 、 Δv 分别为 C 、 L 、 v_{in} 受实际运行环境影响所产生的非理想偏差值; φ_1 、 φ_2 分别为包含寄生参数在内的系统未建模部分引起的内扰与包括负载投切在内的因素等所引起的外扰。

在式(4)的基础上, 对比不含参数摄变的状态空间平均模型, 进一步化简有

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{v_C}{L} + \frac{v_{in}}{L} D + \eta_1 \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{v_C}{R_{Load}C} + \eta_2 \end{cases} \quad (5)$$

其中

$$\begin{cases} \eta_1 = \frac{\Delta L v_C + (L \Delta v_{in} - v_{in} \Delta L) D}{L(L + \Delta L)} + \varphi_1 \\ \eta_2 = \frac{\Delta C(v_C - R_{Load} i_L)}{R_{Load} C(C + \Delta C)} + \varphi_2 \end{cases}$$

因此, 在考虑扰动存在的情况下, Buck 电路输出电压的微分方程为

$$\ddot{v}_o = \frac{v_{in}}{LC} u_D - \frac{1}{R_{Load}C} \dot{v}_o - \frac{1}{LC} v_o + \frac{\eta_1}{C} + \dot{\eta}_2 \quad (6)$$

式中: v_o 代表 Buck 变换器负载侧输出电压, 即代表负载侧供电电压; u_D 代表对 MOSFET 管 S 在开关周期中导通的占空比。

2 基于级联型扩张状态观测器的自抗扰控制器设计

通过推导 Buck 电路负载端电压的数学模型, 采用二阶线性自抗扰控制框架(2ndLADRC)进行电压控制器设计, 经典的二阶 LADRC 框架如图 3 所示。

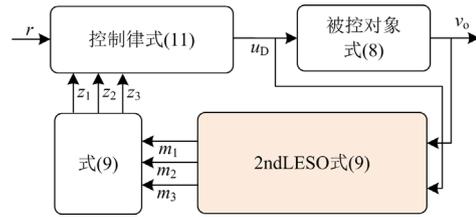


图 3 经典二阶 LADRC 框架

Fig. 3 Classical second-order LADRC framework

2.1 经典 2ndLADRC 设计

线性自抗扰控制器在单积分串联型被控对象框架下, 依托 ESO 对总扰动的在线重构功能, 利用 LSEF 实现对于扰动的强抑制性。现在将式(6)重构为二阶单积分串联形式, 如式(7)所示。

$$\ddot{v}_o(t) = b_0 u_D + f \quad (7)$$

其中

$$\begin{cases} b_0 = \frac{v_{in}}{LC} \\ f = -\frac{1}{R_{Load}C} \dot{v}_o - \frac{1}{LC} v_o + \frac{\eta_1}{C} + \dot{\eta}_2 \end{cases}$$

式中: b_0 为控制器增益; f 为总扰动变量。

ESO 作为 LADRC 控制器设计的核心, 根据 2ndLESO 的设计范式, 定义状态变量 $x_1 = v_o$, 状态变量 $x_2 = \dot{v}_o$, 状态变量 $x_3 = f$, 式(7)的状态空间表示为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u_D + \mathbf{E}f \\ \mathbf{v}_o = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (8)$$

其中

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C} = [1 \ 0 \ 0]; \quad \mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T.$$

通过将总扰动扩张为一个新的状态变量, 所设计的 2ndLESO 状态空间表达式为

$$\begin{cases} \dot{m} = [A - LC]m + [B \quad L]u_c \\ z = Dm \end{cases} \quad (9)$$

其中

$$L = \begin{bmatrix} \beta_{01} \\ \beta_{02} \\ \beta_{03} \end{bmatrix}; \quad u_c = \begin{bmatrix} u_D \\ v_o \end{bmatrix};$$

$$D = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad m = \begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \\ m_3 \end{bmatrix}; \quad z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix}。$$

式中: β_{01} 、 β_{02} 、 β_{03} 均为 2ndLESO 的增益; m_1 、 m_2 、 m_3 均为 2ndLESO 的观测值; z_1 、 z_2 、 z_3 均为控制系统状态变量的整体估计值。

为保证稳定性与参数设计的方便, 将观测器的特征方程的极点放在同一位置 $-\omega_o$, 因此特征多项式为

$$\lambda(s) = |sI - (A - LC)| = (s + \omega_o)^3 \quad (10)$$

式中, I 为单位矩阵。

由式(10)展开, 2ndLESO 参数可以设计为 $\beta_{01} = 3\omega_o$ 、 $\beta_{02} = 3\omega_o^2$ 、 $\beta_{03} = \omega_o^3$ 。

在 2ndLESO 对于系统状态变量精准观测的基础上, 考虑避免由于给定信号的快速变换所造成的振荡现象, 线性误差反馈控制律设计为

$$u_D = \frac{k_p(r - z_1) - k_d z_2 - z_3}{b_o} \quad (11)$$

式中: k_p 为比例控制系数; k_d 为微分控制系数; r 为系统参考给定。在对参数带宽化处理下, 控制器参数取值可为 $k_p = \omega_c^2$, $k_d = 2\xi\omega_c$, ξ 表示阻尼比, ω_c 表示控制器带宽^[24]。

2.2 基于级联型 ESO 的 2ndLADRC 设计

对于总扰动的估计程度直接影响到控制器对于扰动的抑制性能, 为了提高扰动的重构精度与估计速度, 本文使用两个 2ndLESO 搭建级联型 LESO (cascaded ESO, CESO) 实现对于扰动估计重构能力的增强, 设计思路为在传统单个 2ndLESO1 的基础上, 将其对于扰动的观测值导入 2ndLESO2, 利用第二个 ESO 实现对第一个 ESO 所未估计完成的剩余扰动进行再次重构。基于级联型 ESO 的线性自抗扰控制(CLADRC)框图如图 4 所示。

基于传统的 ESO 设计范式, 2ndLESO1 设计可以表示为

$$\begin{cases} \dot{m} = [A - L_1C]m + [B \quad L_1]u_{c1} \\ y_1 = D_1m \end{cases} \quad (12)$$

其中,

$$L_1 = [\beta_{11} \quad \beta_{12} \quad \beta_{13}]^T; \quad y_1 = [m_3];$$

$$u_{c1} = [u_D \quad v_o]^T; \quad D_1 = [0 \quad 0 \quad 1]。$$

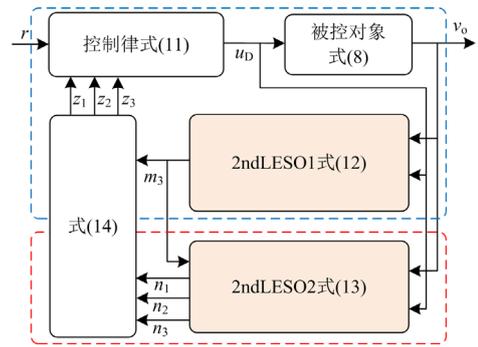


图 4 CLADRC 框架

Fig. 4 CLADRC framework

式中: β_{11} 、 β_{12} 、 β_{13} 均为 2ndLESO1 的增益; m_3 为 2ndLESO1 对扰动的初步观测值, 在 2.1 节中对应单个 2ndLESO 对扰动的观测。

为实现对于剩余扰动的估计功能, 将 2ndLESO1 对于扰动的实时观测值 m_3 导入 2ndLESO2, 故 2ndLESO2 的表达式为

$$\begin{cases} \dot{n} = (A - L_2C)n + [B_1 \quad B_2 \quad L_2]u_{c2} \\ y_2 = D_2n \end{cases} \quad (13)$$

其中,

$$L_2 = [\beta_{21} \quad \beta_{22} \quad \beta_{23}]^T; \quad n = [n_1 \quad n_2 \quad n_3]^T; \quad B_1 = B$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad u_{c2} = \begin{bmatrix} u_D \\ m_3 \\ v_o \end{bmatrix}; \quad D_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}。$$

式中: β_{21} 、 β_{22} 、 β_{23} 均为 2ndLESO2 的增益; n_1 、 n_2 、 n_3 均为 2ndLESO2 的观测值。

依据配置传统 LESO 参数的带宽法, 级联型 ESO 的观测器参数方式相同, 且不同 ESO 均配置在相同带宽处。即 $\beta_{11} = \beta_{21} = \beta_{01} = 3\omega_o$ 、 $\beta_{12} = \beta_{22} = \beta_{02} = 3\omega_o^2$ 、 $\beta_{13} = \beta_{23} = \omega_o^3$ 。

为了充分利用线性误差反馈控制律的控制功能, 对级联型 2ndLESO 输出进行整合, 有

$$z = D_E y \quad (14)$$

其中

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix}; \quad D_E = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}; \quad y = \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ m_3 \end{bmatrix}。$$

所采用的 LSEF 与控制器参数设计如式(11)所示。

3 抗扰性能分析

3.1 CLESO 对于扰动的跟踪性能分析

在频域中控制器与被控对象的输出为 $U(s)$ 、

$Y(s)$, 所以传统的 2ndLESO 对于扰动的观测量 $Z_{L3}(s)$ 如式(15)所示。

$$Z_{L3}(s) = -\frac{b_0\omega_0^3}{(s+\omega_0)^3}U(s) + \frac{\omega_0^3 s^2}{(s+\omega_0)^3}Y(s) \quad (15)$$

对于二阶积分串联型系统下的总扰动 f , 可以表示为

$$f = x_3(t) = \dot{x}_2(t) - b_0 u(t) = \ddot{y}(t) - b_0 u(t) \quad (16)$$

因此, 传统扩张状态观测器对于扰动 $f(s)$ 的观测 $Z_{Lf}(s)$, 如式(17)所示。

$$\frac{Z_{Lf}(s)}{f(s)} = \frac{\omega_0^3}{(s+\omega_0)^3} \quad (17)$$

在级联型扩张状态观测器对于扰动 $f(s)$ 的观测 $Z_{CLf}(s)$, 如式(18)所示。

$$\frac{Z_{CLf}(s)}{f(s)} = \frac{2\omega_0^3 s^3 + 6\omega_0^4 s^2 + 6\omega_0^5 s + \omega_0^3}{(s+\omega_0)^6} \quad (18)$$

为了方便分析 ESO 对于不同扰动的跟踪精度, 通过式(17)与式(18)可以推导出观测误差对于广义扰动的传递函数 $E_L(s)$ 、 $E_{CL}(s)$, 如式(19)、式(20)所示。

$$E_L(s) = \frac{Z_{Lf}(s) - f(s)}{f(s)} = -\frac{s(s^2 + 3\omega_0 s + 3\omega_0^2)}{(s+\omega_0)^3} \quad (19)$$

$$E_{CL}(s) = \frac{Z_{CLf}(s) - f(s)}{f(s)} = -\frac{s^2(s^2 + 3\omega_0 s + 3\omega_0^2)^2}{(s+\omega_0)^6} \quad (20)$$

通过对传递函数的对比分析可以发现, 级联型 ESO 相比于单 ESO 对于更高阶的扰动估计有更好的效果, 为直观分析对于不同类型扰动的估计效果, 通过拉普拉斯逆变换, 在时域下, 选用不同次幂的扰动函数分析不同的估计误差时域表达式, 其具体表达式如表 1 所示。

表 1 跟踪误差的时域表达式对比

Table 1 Comparison of time domain expressions for tracking errors

$f(t)$	LESO	CLESO
K	$e^{-\omega_0 t} f_{11}(t)$	$e^{-\omega_0 t} f_{12}(t)$
Kt	$e^{-\omega_0 t} f_{21}(t) - 3K\omega_0^{-1}$	$e^{-\omega_0 t} f_{22}(t)$
Kt^2	$e^{-\omega_0 t} f_{31}(t) + (12K\omega_0^{-2} - 6Kt\omega_0^{-1})$	$e^{-\omega_0 t} f_{32}(t) - 18K\omega_0^{-2}$
Kt^3	LESO: $e^{-\omega_0 t} f_{41}(t) + (60K\omega_0^{-3} - 9Kt\omega_0^{-1} - 36Kt^2\omega_0^{-2})$ CLESO: $e^{-\omega_0 t} f_{42}(t) + (216K\omega_0^{-3} - 54Kt\omega_0^{-2})$	

通过对不同类型广义扰动下跟踪误差的时域表达式的数学分析, 同时在不同带宽下的不同观测器的时域误差 e 变化图形如图 5 所示。

在对于不同幂次扰动函数的跟踪下, ESO 配置大带宽均具有更高的估计精度, 同时结合表 1 可以

发现, 针对常值扰动均能做到无差估计, 当扰动为 Kt 型时, CLESO 相对于 LESO 可以实现无差估计; 同时对于 Kt^2 型扰动 LESO 的估计误差存在时变项, 无法达到稳定的估计误差, 反映出单 LESO 结构对于扰动的估计有限, 尽管存在估计误差, 但 CLESO 可以实现对于此类扰动的稳定估计; 在 Kt^3 型扰动下, 通过不同带宽下的时域曲线可以发现, 在相同带宽下 CLESO 相对于 LESO 体现出更小的扰动估计误差。

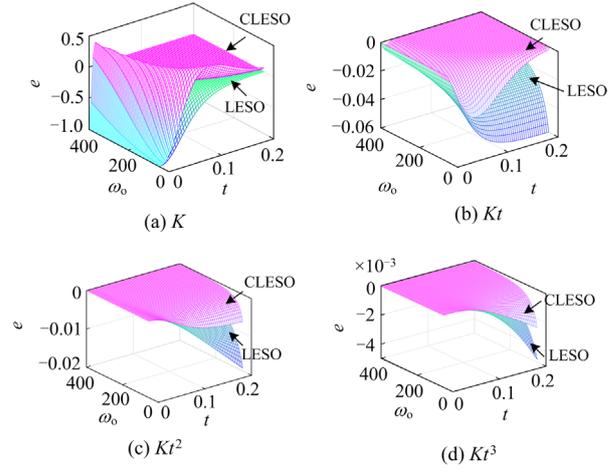


图 5 不同观测器带宽下扰动观测误差时域曲线

Fig. 5 Time domain curve of perturbed observation error with different observer bandwidth

3.2 线性等效框架与系统的抗扰性能分析

由于 LADRC 属于线性控制范畴, 根据文献[27]可以将其等效为线性框架的控制形式, 其结构如图 6 所示。

控制量的输出 $U(s)$ 表示为

$$U(s) = G_r(s)R(s) - G_f(s)Y(s) \quad (21)$$

因此, 在传统 LADRC 控制中, 对应的给定项等效传递函数 $G_{Lr}(s)$ 可以表示为

$$G_{Lr}(s) = \frac{k_p(s+\omega_0)^3}{b_0 s(a_{L1}s^2 + a_{L2}s + a_{L3})} \quad (22)$$

式中: $a_{L1} = 1$; $a_{L2} = 3\omega_0 + k_d$; $a_{L3} = 3\omega_0^2 + 3k_p\omega_0 + k_p$ 。

同时, 对应输出项的传递函数 $G_{Lf}(s)$ 如式(23)所示。

$$G_{Lf}(s) = \frac{b_{L1}s^2 + b_{L2}s + b_{L3}}{b_0 s(a_{L1}s^2 + a_{L2}s + a_{L3})} \quad (23)$$

式中: $b_{L1} = \omega_0^3 + 3k_p\omega_0^2 + 3k_p\omega_0$; $b_{L2} = k_d\omega_0^3 + 3k_p\omega_0^2$; $b_{L3} = k_p\omega_0^3$ 。

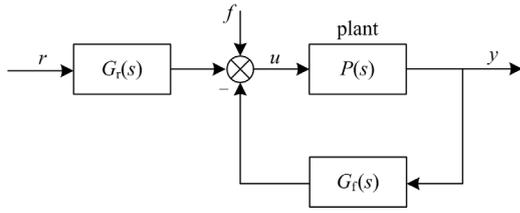


图 6 LADRC 等效控制框架

Fig. 6 LADRC equivalent control framework

同理，在基于级联型 ESO 的自抗扰控制器设计下，CLADRC 的线性框架等效中的 $G_{CLf}(s)$ 与 $G_{CLr}(s)$ ，如式(24)和式(25)所示。

$$G_{CLr}(s) = \frac{k_p(s + \omega_0)^6}{b_0 s^2(a_{CL1}s^4 + a_{CL2}s^3 + a_{CL3}s^2 + a_{CL4}s + a_{CL5})} \quad (24)$$

$$G_{CLf}(s) = \frac{b_{CL1}s^5 + b_{CL2}s^4 + b_{CL3}s^3 + b_{CL4}s^2 + b_{CL5}s + b_{CL6}}{b_0 s^2(a_{CL1}s^4 + a_{CL2}s^3 + a_{CL3}s^2 + a_{CL4}s + a_{CL5})} \quad (25)$$

式中： $a_{CL1}=1$ ； $a_{CL2}=6\omega_0+k_d$ ； $a_{CL3}=15\omega_0^2+6k_d\omega_0+k_p$ ； $a_{CL4}=18\omega_0^3+12k_d\omega_0^2+3k_p\omega_0$ ； $a_{CL5}=9\omega_0^4+9k_d\omega_0^3+3k_p\omega_0^2$ ； $b_{CL1}=2\omega_0^3+3k_d\omega_0^2+3k_p\omega_0$ ； $b_{CL2}=6\omega_0^4+11k_d\omega_0^3+12k_p\omega_0^2$ ； $b_{CL3}=6\omega_0^5+15k_d\omega_0^4+20k_p\omega_0^3$ ； $b_{CL4}=\omega_0^6+6k_d\omega_0^5+15k_p\omega_0^4$ ； $b_{CL5}=k_d\omega_0^6+6k_p\omega_0^5$ ； $b_{CL6}=k_p\omega_0^6$ 。

根据等效框架图与被控对象 $P(s)$ ，可推导系统所受扰动与输出的传递函数关系式，传统 LADRC 中扰动 $f(s)$ 对系统输出 $Y(s)$ 的传递函数 $G_{DL}(s)$ ，如式(26)所示。

$$G_{DL}(s) = \frac{Y(s)}{f(s)} = \frac{P(s)}{1 + P(s)G_{Lf}(s)} \quad (26)$$

在 CLADRC 中扰动对于系统输出的传递函数 $G_{DCL}(s)$ ，如式(27)所示。

$$G_{DCL}(s) = \frac{Y(s)}{f(s)} = \frac{P(s)}{1 + P(s)G_{CLf}(s)} \quad (27)$$

为方便对比分析不同控制器对于扰动的抑制性能，在参数上配置一致，且将被控对象简化为二阶积分结构的被控对象。对于扰动抑制的频域特性如图 7 所示。

对比分析可以发现，CLADRC 相对于 LADRC 在中低频具有更低的幅频特性，同时意味着相对于 LADRC 对于扰动的抑制具有更好的效果。通过增大观测器带宽 ω_0 ，可以提升对于扰动更好的抑制性能，但由于受到 LADRC 控制范式的约束，观测器

带宽 ω_0 的选取需要在扰动抑制与噪声抑制间进行权衡。

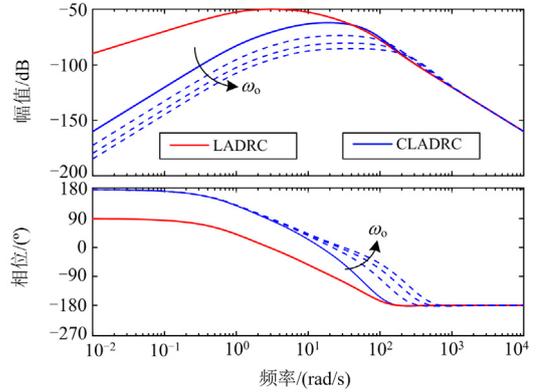


图 7 不同控制器下的扰动抑制分析

Fig. 7 Disturbance suppression analysis with different controllers

3.3 考虑模型存在不确定性下的动态性能分析

由于在实际工况下，被控对象经常由于使用年限、环境变换、器件老化等因素使得其数学模型存在大量的不确定性。为分析不同控制器在被控对象模型存在不确定性下对于其动态性能的影响。假设被控对象为 $\ddot{y}(t) + \Delta c \cdot y(t) = b_0 u(t)$ ，其中 Δc 的物理意义表示控制对象受输出量的影响程度，改写成传递函数表达式 $P_c(s)$ ，如式(28)所示。

$$P_c(s) = \frac{1}{s^2 + \Delta c} \quad (28)$$

因此在线性等效框架下两种控制方法系统输出量 $Y(s)$ 与输入量 $R(s)$ 的传递函数 $G'_{DL}(s)$ 、 $G'_{DCL}(s)$ ，如式(29)、式(30)所示。

$$G'_{DL}(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_{Lf}(s)P_c(s)}{1 + P_c(s)G_{Lf}(s)} \quad (29)$$

$$G'_{DCL}(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_{CLf}(s)P_c(s)}{1 + P_c(s)G_{CLf}(s)} \quad (30)$$

考虑不同 Δc 值在不同控制器下，式(29)与式(30)的零极点分布如图 8 所示。通过对比分析，存在此类不确定性变动时，在 Δc 取值不同的情况下，CLADRC 相比于 LADRC 其极点分布均距离虚轴较远，意味动态性能中衰减速度比 LADRC 快。同时随着 Δc 取值的不断增大，观察不同极点的具体位置，CLADRC 相比于 LADRC 具有更小的阻尼。因此 CLADRC 相比 LADRC 具有更快的动态响应，同时可以获得更小的调节时间。在控制系统启动时，考虑到小阻尼可能会引起较大的超调量，可以通过设计自抗扰控制中的跟踪微分器^[10]解决这个问题。

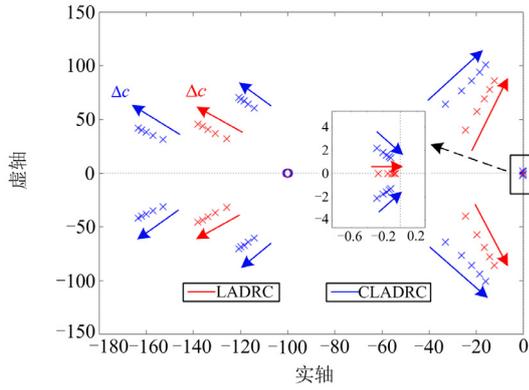


图8 零极点分布图

Fig. 8 Pole zero distribution map

3.4 稳定性分析

为分析系统的稳定性, 首先分析 CLESO 的收敛性。选择观测器的误差状态变量为: $\tilde{m}_i = x_i - m_i$, $i=1,2,3$; $\tilde{n}_i = x_i - n_i$, $i=1,2$; $\tilde{n}_3 = x_3 - n_3 - m_3$ 。为方便分析, 针对状态误差变量进行坐标变换^[28], 如式(31)所示。

$$\begin{cases} \varepsilon_i = \frac{\tilde{m}_i}{\omega_o}, i = 1, 2, 3 \\ \varepsilon_i = \frac{\tilde{n}_{i-3}}{\omega_o^{i-3}}, i = 4, 5, 6 \end{cases} \quad (31)$$

在坐标变换与带宽化参数配置下, 变换之后的误差状态变量的状态空间表达式简化如式(32)所示。

$$\dot{\varepsilon} = \omega_o \mathbf{D}_s \varepsilon + \frac{1}{\omega_o^2} \mathbf{G} \mathbf{F} \quad (32)$$

其中

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \varepsilon_3 \\ \varepsilon_4 \\ \varepsilon_5 \\ \varepsilon_6 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{D}_s = \begin{bmatrix} -3 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -3 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -3 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -3 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \dot{f}_1(x_1, w) - \dot{f}_1(m, w) \\ \dot{f}_2(x_2, w) - \dot{f}_2(n, w) \end{bmatrix}.$$

$\dot{f}_1(x_1, w)$ 、 $\dot{f}_2(x_2, w)$ 表示对于扰动的表达函数, 在使用带宽法进行极点配置下, 系数矩阵 \mathbf{D}_s 是 Hurwitz 稳定的。因此存在一个正定的 Hermitian 矩阵 \mathbf{P} , 满足式(33)。

$$\mathbf{D}_s^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{D}_s = -\mathbf{I} \quad (33)$$

定义 Lyapunov 函数为 $V = \varepsilon^T \mathbf{P} \varepsilon$, 函数微分如式(34)所示。

$$\dot{V} = -\omega_o \|\varepsilon\|^2 + \frac{2}{\omega_o^2} \varepsilon^T \mathbf{P} \mathbf{G} \mathbf{F} \quad (34)$$

因为 $\dot{f}_1(x_1, w)$ 、 $\dot{f}_2(x_2, w)$ 满足关于 x 的广义 Lipschitz 条件, 因此存在常数 c_1 与 c_2 , 可得

$$\begin{cases} \left| \dot{f}_1(x_1, w) - \dot{f}_1(m, w) \right| \leq c_1 \|x_1 - m\| \\ \left| \dot{f}_2(x_2, w) - \dot{f}_2(n, w) \right| \leq c_2 \|x_2 - n\| \end{cases} \quad (35)$$

取 $c = \max\{c_1, c_2\}$, 则有

$$\begin{cases} \left| \dot{f}_1(x_1, w) - \dot{f}_1(m, w) \right| \leq c \|x_1 - m\| \\ \left| \dot{f}_2(x_2, w) - \dot{f}_2(n, w) \right| \leq c \|x_2 - n\| \end{cases} \quad (36)$$

因此有

$$\frac{2}{\omega_o^2} \varepsilon^T \mathbf{P} \mathbf{G} \begin{bmatrix} \dot{f}_1(x_1, w) - \dot{f}_1(m, w) \\ \dot{f}_2(x_2, w) - \dot{f}_2(n, w) \end{bmatrix} \leq \quad (37)$$

$$\frac{2}{\omega_o^2} \varepsilon^T \mathbf{P} \mathbf{G} c \begin{bmatrix} \|x_1 - m\| \\ \|x_2 - n\| \end{bmatrix}$$

考虑到 $2\|\mathbf{P} \mathbf{G} c\| \leq 1 + \|\mathbf{P} \mathbf{G} c\|^2$, $\omega_o \gg 1$, 令 $1 + \|\mathbf{P} \mathbf{G} c\|^2 = c'$, 有

$$\frac{2}{\omega_o^2} \varepsilon^T \mathbf{P} \mathbf{G} c \begin{bmatrix} \|x_1 - m\| \\ \|x_2 - n\| \end{bmatrix} \leq c' \|\varepsilon\|^2 \quad (38)$$

综上所述, 可得

$$\dot{V} \leq (c' - \omega_o) \|\varepsilon\|^2 \quad (39)$$

当 $\omega_o > c'$ 时, $\dot{V} < 0$ 。根据 Lyapunov 渐进稳定性, CLESO 收敛, 既有 $\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon_i(t) = 0, i=1,2,\dots,6$, 控制器输出量 u_D 的计算如式(40)所示。

$$u_D = \frac{1}{b_0} [k_p(r - z_1) - k_d z_2 - z_3] \quad (40)$$

选取误差变量, 令 $e_1 = r - x_1$ 、 $e_2 = \dot{r} - x_2$, 所以控制量输出表示为

$$u_D = \frac{1}{b_0} [k_p(e_1 + \tilde{n}_1) - k_d(-e_2 - \tilde{n}_2 + \dot{r}) - (x_3 - \tilde{n}_3)] \quad (41)$$

不考虑微分信号, 误差变量 e 的状态空间表达式如式(42)所示。

$$\dot{e} = \mathbf{A}_{e1} e + \mathbf{A}_{e2} \varepsilon_e \quad (42)$$

其中

$$e = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_{e1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_p & -k_d \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}_{e2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -k_p & -k_d & -1 \end{bmatrix}; \quad \varepsilon_e = [\tilde{n}_1 \quad \tilde{n}_2 \quad \tilde{n}_3]^T.$$

由于在 \mathbf{A}_{e1} 中, 通过 k_p 、 k_d 使得 $s^2 + k_d s + k_p$ 满足 Routh 判据, 从而满足 Hurwitz 稳定, 此外,

$\lim_{t \rightarrow \infty} \|A_e^2 \varepsilon_e\| = 0$ 。因此有 $\lim_{t \rightarrow \infty} \|e(t)\| = 0$ ，根据 Lyapunov 理论，CLADRC 为渐进稳定，也就是工程意义上的稳定。

4 仿真实验验证

为进一步验证本文所提出的控制策略的正确性与有效性，在数字平台搭建如图 2 所示的直流微网低压负载侧接口变换器系统模型，系统参数如表 2 所示。同时，为对比分析本文所提出的控制策略的抗扰性与可行性，分别搭建了双闭环 PI 控制、传统 LADRC 控制以及本文所提出的 CLADRC 控制系统模型，控制器参数如表 3 所示。

表 2 系统参数

Table 2 Simulation parameters

参数类型	数值
直流母线电压/V	500
开关频率/kHz	100
输入电容/ μF	40
输出电容/ μF	300
电感/ μH	120
低压负载侧电压/V	350
负载/ Ω	6

表 3 控制器参数

Table 3 Controller parameters

控制策略	控制器参数
PI 控制	电压外环: 比例系数 $V_{kp} = 0.73$; 积分系数 $V_{ki} = 1926.84$
	电流内环: 比例系数 $I_{kp} = 0.008$; 积分系数 $I_{ki} = 38.15$
LADRC	$b_0 = 15 \times 10^9$; $\omega_c = 2 \times 10^4$; $\xi = 0.707$; $\omega_o = 7 \times 10^5$
CLADRC	$b_0 = 15 \times 10^9$; $\omega_c = 2 \times 10^4$; $\xi = 0.707$; $\omega_o = 7 \times 10^5$

4.1 对于几种特定类型的外扰抑制

4.1.1 针对斜坡型外扰的系统输出波形

对于控制系统施加斜坡型外扰，扰动强度变化波形以及在不同控制系统下输出电压的变化波形如图 9 所示。

在 0.03 s 与 0.07 s 分别施加斜坡型外扰，扰动分别在 0.01 s 内变化 ± 300 ，不同控制方式下电压超调量与跌落量百分数如图 9 所示。通过观察输出电压的动态波形，可以观察到，CLADRC 相比于 LADRC 对于斜坡型扰动具有更好的抑制效果，在对系统施加上升型与下降型斜坡外扰时，CLADRC 可以分别优化 0.57% 的超调与 -0.63% 的跌落量，同时可以实现对给定信号的无差跟踪，仅在外扰动撤销时存在 -0.33% 与 0.23% 的跌落量。反观 LADRC 针对斜坡型扰动无法实现对于给定的无差跟踪。

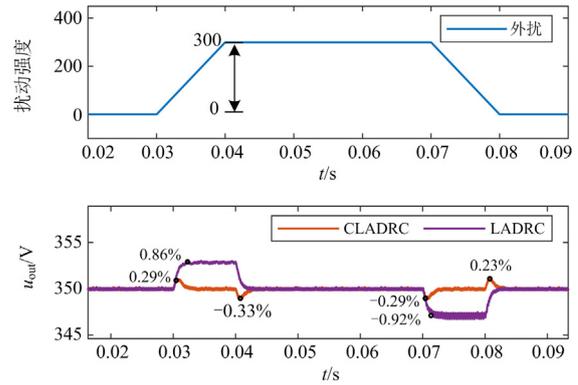


图 9 斜坡型外扰抑制

Fig. 9 Slope type disturbance suppression

4.1.2 针对加速度型外扰的系统输出波形

为进一步分析系统对于扰动的抑制能力，对控制系统施加加速度型扰动，扰动强度变化曲线与不同控制系统下的电压输出曲线如图 10 所示。

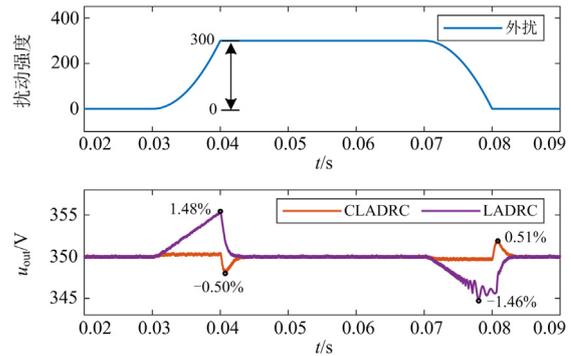


图 10 加速度型外扰抑制

Fig. 10 Acceleration type external disturbance suppression

在 0.03 s 与 0.07 s 施加加速度型扰动，其扰动强度变化关系与时间呈现二次函数关系，扰动强度分别在 0.1 s 内变化 ± 300 。通过图 10 可得到不同控制方式下电压超调量与跌落量百分数，同时发现 LADRC 无法对加速度型扰动进行抑制。在系统受加速度上升型扰动时，控制系统无法稳定跟踪给定信号，跟踪误差与时间呈正相关特性，在扰动撤销时误差量已达到 1.48%。同时在 0.07 s 施加的加速度下降型扰动下，误差最大达到 -1.46%，且控制系统出现失稳，直至外扰撤销。反观 CLADRC 可以实现对于加速型扰动实现稳定抑制，相比于 LADRC 仅在扰动撤销时分别存在 -0.50% 的跌落量与 0.51% 的超调量，CLADRC 可以对加速度型外扰实现稳定抑制。

4.2 不同实际工况下的验证说明

4.2.1 直流母线电压出现波动

在直流母线电压波动工况下，分析低压侧输出

电压动态变化波形。在 0.025 s 设置直流母线电压突增, 之后在 0.035 s 处设置直流母线电压突减。在 PI、LADRC 与 CLADRC 不同控制策略下输出电压动态波形以及对扰动的估计波形如图 11 所示。

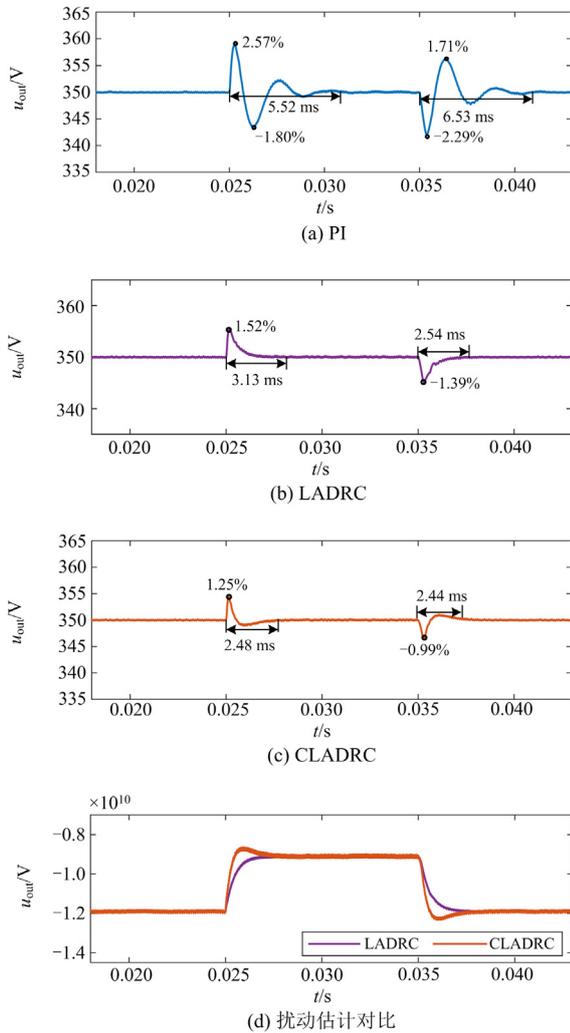


图 11 直流母线电压波动下的输出电压波形

Fig. 11 Output voltage waveform under DC bus voltage fluctuation

针对直流母线电压波动的扰动抑制, 对比不同控制策略, 在受到直流母线电压突增(0.025 s)时, CLADRC 分别相比 PI、LADRC 优化 1.32%、0.27% 的超调量。根据电压动态波形显示, 采用 LADRC 控制相比 PI 控制可以大幅度避免输出电压波动现象。此外, 在 CLADRC 下调节时间也明显优于其他两种控制方式。在受到直流母线电压突减(0.035 s)时, CLADRC 在电压跌落量上分别较 PI、LADRC 减少 1.3% 与 0.4% 的跌落量。在此类工况下, 对比 LADRC 与 CLADRC 对扰动的估计可以发现,

采用级联型 ESO 的 CLADRC 可以实现更快的估计速度。分析表明, CLADRC 相比 PI、LADRC 对于直流母线电压波动具有更好的抑制效果。

4.2.2 低压负载出现波动

在低压负载波动工况下, 分析输出电压动态波形, 在 0.025 s 处施加负载突增, 同时在 0.035 s 处施加负载突减的扰动。低压负载波动下输出侧电压波形以及对扰动的估计波形如图 12 所示。

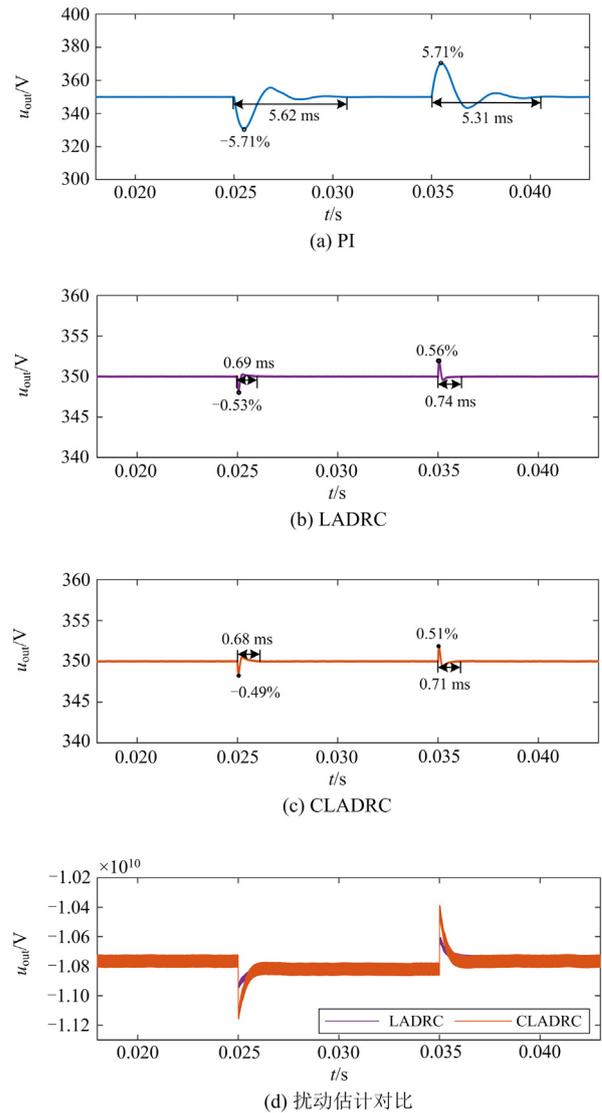


图 12 低压负载波动下的输出电压波形

Fig. 12 Output voltage waveform under low voltage load fluctuation

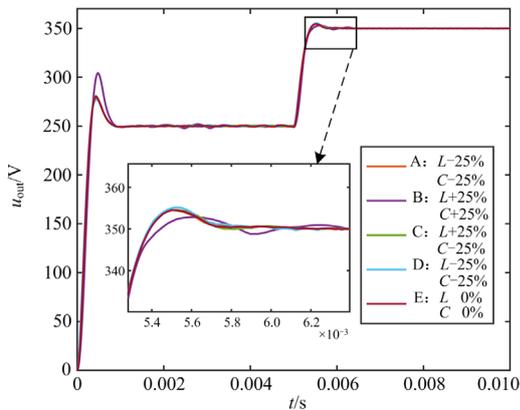
对于低压负载波动型扰动的抑制, 针对于低压负载突增(0.025 s), CLADRC 在双重 ESO 的作用下, 相比于 LADRC 可以获得更好的扰动估计灵敏性与估计速度。同时 CLADRC 相比于 PI、LADRC 减小

5.22%与 0.04%的跌落量。在负载突减下(0.035 s), 相比于其他两种控制方式优化 5.2%与 0.05%的超调量。此外 CLADRC 与 LADRC 在调节时间上差距不大, 更多体现在超调量与跌落量上。但相比于传统的 PI 控制, 可以获得更理想的变化量与调节时间。

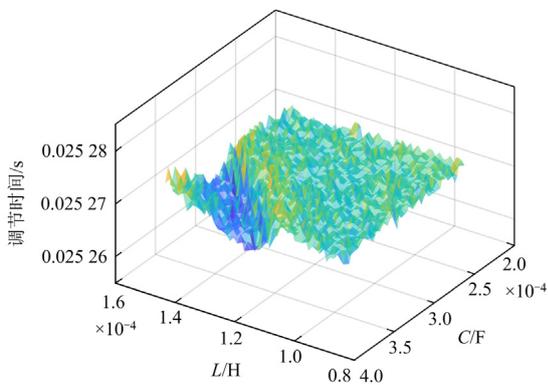
4.3 变换器参数摄变下的给定切换动态性能分析

在实际运行过程中, 考虑到变换器系统参数受到出厂时器件参数的设计误差、使用时限、外界环境影响, 均会使器件的电感、电容参数与标称值出现较大差距。为验证本文所提出控制策略的鲁棒性以及研究在参数摄变下的动态性能, 电容与电感参数的摄变范围为[-25%, +25%], 同时考虑到低压负载电压需求的切换, 在 0.005 s 处给定电压由 250 V 切换为 350 V。在不同参数摄动下的动态性能如图 13 所示。

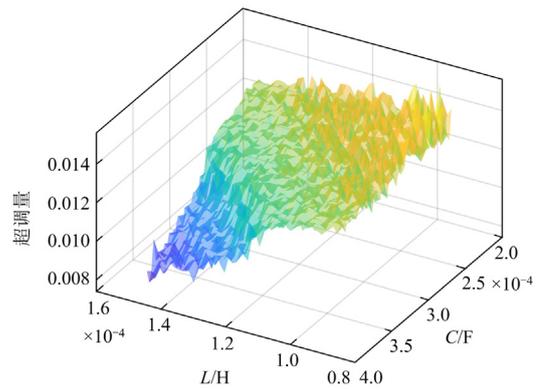
分析图 13(a)可知, 在考虑参数摄变量最大化的工况下(A,B,C,D,E), 给定电压值切换所造成的输出电压动态过程类似, 且均能达到电压给定值。此外, 利用多次实验分析, 在给定电压信号切换工况下动态性能指标与电容 C、电感 L 参数摄变量之间的数值分布关系如图 13(b)与图 13(c)所示。根据数值分布可以发现, 电压波形动态变化的调节时间受摄变影



(a) 变换器参数摄动下的输出电压波形



(b) 参数摄动下的调节时间



(c) 参数摄动下的超调量分布

图 13 变换器参数摄动下的动态性能分析

Fig. 13 Analysis of dynamic performance of converter under parameter perturbation

响不大, 保持在 25.27 ms 左右。同时, 超调量随摄变量变化明显, 与电容 C、电感 L 的变化呈相关特性, 在参数摄变量变化下, 超调量趋近稳定, 保持在 1.3%上下。通过分析可知, 本文所提出的控制策略对于系统参数摄动有较好的抑制特性与鲁棒性。

5 结论

为了维持直流微网低压侧接口电压稳定, 保证电能的平稳消纳。本文在降压接口变换器含扰动态模型的基础上, 提出一种基于级联型扩张状态观测器的自抗扰稳压控制策略。在理论上分析控制系统对于扰动的抑制能力、系统模型不确定性对于动态性能的影响以及控制方法的稳定性。通过仿真实验完成本文所提出稳压策略的正确性与有效性验证, 得到以下结论:

1) 本文所提出的稳压策略, 在不同工况下, 可以有效地实现低压侧接口稳定供电。同时对于母线电压波动、负载波动以及系统参数摄变等内外扰动的抑制上均有较好的鲁棒性与抗扰性。

2) 依托 CESO 对于扰动重构效果的提升, 采用基于 CLADRC 的稳压控制策略, 在系统受斜坡型、加速度型等广义外扰时, 均可以有效抑制, 而传统 LADRC 对于此类扰动抑制无法取得较好的效果。

采用级联结构的 ESO 可以有效地提高系统的抗扰性能, 本文所采用的双重 ESO 相比于单重 ESO 针对加速度型外扰具有更好的抗扰效果。但在不同控制系统中如何设计多重 ESO, 以及确定合适的重数, 不失为以后研究的方向。希望本文可以为直流微电网的实际应用与分析提供更多的想法与思路。

参考文献

- [1] 杨新法, 苏剑, 吕志鹏, 等. 微电网技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(1): 57-70.
YANG Xinfa, SU Jian, LÜ Zhipeng, et al. Overview on micro-grid technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(1): 57-70.
- [2] 罗金满, 刘丽媛, 刘飘, 等. 考虑源网荷储协调的主动配电网优化调度方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(1): 167-173.
LUO Jinman, LIU Liyuan, LIU Piao, et al. An optimal scheduling method for active distribution network considering source network load storage coordination[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(1): 167-173.
- [3] 徐天奇, 田业, 高鑫, 等. 新能源全消纳并网友好型虚拟发电厂优化调度研究[J]. 电力工程技术, 2021, 40(2): 33-38.
XU Tianqi, TIAN Ye, GAO Xin, et al. Optimal dispatching of virtual power plant with new energy power generation full consumption and friendly integration into power grids[J]. Electric Power Engineering Technology, 2021, 40(2): 33-38.
- [4] 孙恒一, 赵伟华, 陈然, 等. 基于区块链和市场机制的新能源消纳优化调度策略[J]. 智慧电力, 2022, 50(7): 52-57, 110.
SUN Hengyi, ZHAO Weihua, CHEN Ran, et al. Optimal scheduling strategy of renewable energy consumption based on blockchain and market mechanism[J]. Smart Power, 2022, 50(7): 52-57, 110.
- [5] 韩民晓, 王皓界. 直流微电网——未来供用电领域的重要模式[J]. 电气工程学报, 2015, 10(5): 1-9.
HAN Minxiao, WANG Haojie. DC micro-grid—the important mode in the field of power supply and consumption[J]. Journal of Electrical Engineering, 2015, 10(5): 1-9.
- [6] DRAGICEVIC T, LU X, VASQUEZ J, et al. DC microgrids—part I: a review of control strategies and stabilization techniques[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(7): 4876-4891.
- [7] 米阳, 王晓敏, 钱翌明, 等. 考虑通信时延的直流微电网分布式储能单元协调控制[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(24): 91-100.
MI Yang, WANG Xiaomin, QIAN Yuming, et al. Coordinated control method of distributed energy storage units in a DC microgrid considering communication delay[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(24): 91-100.
- [8] 刘云, 荆平, 李庚银, 等. 直流电网功率控制体系构建及实现方式研究[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(15): 3803-3814.
LIU Yun, JING Ping, LI Gengyin, et al. Research on the structure and implementations of the DC grid power control[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(15): 3803-3814.
- [9] 王成山, 李微, 王议锋, 等. 直流微电网母线电压波动分类及抑制方法综述[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(1): 84-98.
WANG Chengshan, LI Wei, WANG Yifeng, et al. DC bus voltage fluctuation classification and restraint methods review for DC microgrid[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(1): 84-98.
- [10] 梅杨, 陈丽莎, 黄伟超, 等. 级联式双向 DC-DC 变换器的优化控制方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(19): 153-159.
MEI Yang, CHEN Lisha, HUANG Weichao, et al. Optimized control method of cascaded bi-directional DC-DC converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(19): 153-159.
- [11] LIU J, LIU Z, CHEN W, et al. Passivity-based control for interleaved double dual boost converters in dc microgrids supplying constant power loads[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(2): 1642-1655.
- [12] 张国驹, 唐西胜, 周龙, 等. 基于互补 PWM 控制的 Buck/boost 双向变换器在超级电容器储能中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(6): 15-21.
ZHANG Guoju, TANG Xisheng, ZHOU Long, et al. Research on complementary PWM controlled buck/boost bi-directional converter in supercapacitor energy storage[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(6): 15-21.
- [13] 黄炼, 王朴, 武建文, 等. 分布式光-储发电系统的双向 DC-DC 非线性控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(增刊 2): 10-18.
HUANG Lian, WANG Pu, WU Jianwen, et al. Nonlinear control of bi-directional DC-DC converter in distributed photovoltaic energy storage system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(S2): 10-18.
- [14] HAN J. From pid to active disturbance rejection control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [15] 周雪松, 郭帅朝, 马幼捷, 等. 基于三相交流系统的级联改进自抗扰控制策略[J]. 智慧电力, 2022, 50(8): 61-67.
ZHOU Xuesong, GUO Shuaichao, MA Youjie, et al. Control strategy of cascade improved active disturbance rejection based on three phase converter system[J]. Smart Power, 2022, 50(8): 61-67.
- [16] 朱昊, 韦钢, 吴万禄, 等. 自抗扰技术在微电网下垂控

- 制策略中的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(9): 61-67.
- ZHU Hao, WEI Gang, WU Wanlu, et al. The ADRC applied in droop control strategy in microgrid[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(9): 61-67.
- [17] 曹永锋, 武玉衡, 叶永强, 等. 基于微分前馈自抗扰的逆变器控制策略[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(5): 136-142, 166.
- CAO Yongfeng, WU Yuheng, YE Yongqiang, et al. Active disturbance rejection control strategy with differential feedforward for inverters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(5): 136-142, 166.
- [18] 李志华, 曾江, 黄骏翹, 等. 基于线性自抗扰控制的微网逆变器时-频电压控制策略[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(10): 145-154.
- LI Zhihua, ZENG Jiang, HUANG Junchi, et al. Time-frequency voltage control strategy of microgrid inverter based on linear active disturbance rejection control[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(10): 145-154.
- [19] 周雪松, 郭帅朝, 马幼捷, 等. 基于改进自抗扰的交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.
- [20] 张世欣, 皇金锋, 杨艺. 基于平坦理论的直流微电网双向 DC-dc 变换器改进滑模自抗扰控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(5): 107-116.
- ZHANG Shixin, HUANG Jinfeng, YANG Yi. Improved sliding mode and active disturbance rejection control based on flatness theory for a bi-directional DC-DC converter in a DC microgrid[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(5): 107-116.
- [21] 陶珑, 王萍, 王议锋, 等. 微电网负载端接口变换器的自抗扰稳压控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(8): 2076-2085.
- TAO Long, WANG Ping, WANG Yifeng, et al. Voltage stabilization strategy for load-side interface converter of microgrid combined with active disturbance rejection control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(8): 2076-2085.
- [22] LIN P, ZHANG S, WU Z, et al. A linear-nonlinear switching active disturbance rejection voltage controller of pmsg[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(3): 3367-3378.
- [23] WANG B, TIAN M, YU Y, et al. Enhanced ADRC with quasi-resonant control for pmsm speed regulation considering aperiodic and periodic disturbances[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(3): 3568-3577.
- [24] YANG Z, JIA J, SUN X, et al. An enhanced linear adrc strategy for a bearingless induction motor[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(1): 1255-1266.
- [25] 杨林, 曾江, 马文杰, 等. 基于改进二阶线性自抗扰技术的微网逆变器电压控制[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(4): 146-153.
- YANG Lin, ZENG Jiang, MA Wenjie, et al. Voltage control of microgrid inverter based on improved second-order linear active disturbance rejection control[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(4): 146-153.
- [26] ZHIQIANG GAO. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]// Proceedings of the 2003 American Control Conference, June 4-6, 2003, Denver, CO, USA: 4989-4996.
- [27] LIU Y, LIU G, ZHENG S, et al. A modified active disturbance rejection control strategy based on cascade structure with enhanced robustness[J]. ISA Transactions, 2022.
- [28] ZHENG Q, GAO L, GAO Z. 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.

收稿日期: 2023-05-30; 修回日期: 2023-06-30

作者简介:

马幼捷(1964—), 女, 博士, 教授, 研究方向为微电网运行与控制; E-mail: sjteam2023@163.com

杨清(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源发电与储能技术; E-mail: eowking@163.com

周雪松(1964—), 男, 通信作者, 博士, 教授, 研究方向为新能源发电、电力系统控制等。

(编辑 周金梅)