DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.8.1　　**中图分类号**：TM46　　**文献标志码**：A

基于滑模自抗扰控制的汽车充电桩双向DC-DC变换器

祝龙记，杨　静(中国电源学会学生会员)
(安徽理工大学电气与信息工程学院，淮南 232001)

摘要：汽车充电桩应用电路中通常会使用双向DC-DC变换器，该双向变换器存在因负载扰动而导致系统动态响应慢、输出电压稳定性差等问题。因此，以电容-电感-电感-电容CLLC(capacitor-inductor-inductor-capacitor)谐振DC-DC变换器为研究对象，提出1种基于滑模自抗扰的CLLC谐振变换器控制方法。采用基于模型辅助的线性状态观测器提高扰动的估计精度，控制系统稳定运行。采用滑模控制设计线性状态误差反馈控制律，提升系统的动态性能和快速性。仿真及实验验证表明，所提控制策略能有效改善双向DC-DC变换器的动态响应能力，增强输出电压稳定性。

关键词：谐振变换器；自抗扰控制；滑模控制；动态响应

Bi-directional DC-DC Converter of Vehicle Charging Pile Based on Sliding Mode Active Disturbance Rejection Control

ZHU Longji, YANG Jing, *Student Member*, *CPSS*
(School of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Science and Technology, Huainan 232001, China)

Abstract: Bi-directional DC-DC convertersare usually used in vehicle charging pile application circuits, which have problems such as slow system dynamic response and poor output voltage stability due to load perturbations. On the basis, acapacitor-inductor-inductor-capacitor (CLLC) resonant DC-DC converter is taken as a research object, and a control method for the CLLC resonant converter based on sliding mode active disturbance rejectionis proposed. A model-assisted linear state observer is used to improve the estimation accuracy of perturbation, so as to control the stable operation of the system. Sliding mode control is used to design a linear state error feedback control law to improve the dynamic performance and rapidity of the system. Simulations and experimental verification show that the proposed control strategy can effectively improve the dynamic response of the bi-directional DC-DC converter and enhance the output voltage stability.

Keywords: Resonant converter; active disturbance rejection control; sliding mode control; dynamic response

随着电动汽车的量产，其汽车充电桩也越来越多，而直流充电桩是电动汽车蓄电池供给能量最主要的设备之一，其电路结构常采用前级双向AC-DC变换器和后级双向DC-DC变换器的两级串联式电路。双向DC-DC变换器作为实现直接控制蓄电池充放电的电路，其性能的优劣将直接影响蓄电池的寿命和充放电效率。

双向DC-DC变换器中，电容-电感-电感-电容CLLC(capacitor-inductor-inductor-capacitor)谐振DC-DC变换器可以实现双向功率传输功能，电路中谐振腔呈完全对称结构，保证了双向工作的一致

收稿日期：2024-04-23；**修回日期**：2024-06-15，2024-07-11；
录用日期：2024-07-19；**网络首发日期**：2024-08-12
基金项目：国家自然科学基金资助项目(U1610120)；安徽理工大学研究生创新基金资助项目(2023CX2088)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant U1610120; Graduate Innovation Foundation of Anhui University of Science and Technology under the grant 2023CX2088

性及良好的软开关特性，因此得到了越来越多的关注[1-3]。由于双向谐振变换器系统阶数高和非线性特性强[4]，其控制器设计一直具有挑战性，多数情况下是由比例-积分-微分 PID(proportional-integral-differential)控制进行脉冲频率调制 PFM(pulse frequency modulation)来控制双向谐振变换器[5]。然而，当电压增益变化较大或负载突然变化时，可能会导致 PID 控制器不稳定。文献[6]采用移相-变频控制策略来改善降压过程中较大的开关频率范围只能实现较窄的电压增益的问题，但未对变频控制和移相控制的切换点进行优化，不利于变换器的稳定运行；文献[7]针对 LLC 谐振变换器提出了 1 种基于电荷控制和自抗扰控制的混合策略，有效地改善了系统的抗干扰能力和动态性能。电荷控制适用于具有单个控制变量的谐振变换器，而在 CLLC 变换器中 2 个谐振电容则使得该方法不再适用。文献[8]提出将滑模控制 SMC(sliding mode control)应用于 CLLC 谐振变换器，在频率变化范围大、负载快速变化等情况下均能满足增益要求及保持系统稳定性，但输出电压具有较大的纹波和颤振现象。

为解决双向 DC-DC 变换器因负载扰动而导致输出电压稳定性差、动态响应慢的问题，在传统自抗扰控制策略的基础上，引入模型来辅助线性自抗扰控制的设计，以提高观测器的估计抗扰能力；然后，选择滑模控制代替线性状态误差反馈控制律，以提升系统整体的控制性能；最后，将所提出的滑模自抗扰控制策略应用于 CLLC 谐振变换器设计中，进行仿真与实验验证，结果表明所述控制策略具有较好的动态性能和抗干扰能力。

1 CLLC 谐振式双向 DC-DC 变换器

CLLC谐振式双向DC-DC变换器的拓扑如图1所示。图中：开关管 Q_1~Q_8 构成 2 个全桥电路；A~D 分别为 2 个全桥电路的桥臂中点；D_1~D_8 和 C_1~C_8 分别为开关管的体二极管和寄生电容；V_{in} 和 C_{in} 分别为变换器输入侧电压和输入侧的滤波电容；V_o 和 C_o 分别为变换器输出侧电压和输出侧的滤波电容；L_{r1} 和 L_{r2} 分别为变换器一次侧和二次侧的谐振电感；L_m 为变压器的励磁电感；C_{r1} 和 C_{r2} 分别为变换器一次侧和二次侧的谐振电容；T 为高频变压器，其变比为 n:1。

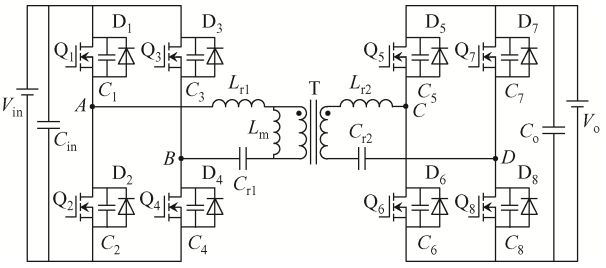


图 1 CLLC 谐振式双向 DC-DC 变换器拓扑

Fig. 1 Topology of CLLC resonant bi-directional DC-DC converter

变换器在正向工作时，依据励磁电感 L_m 是否参与谐振，会存在 2 个谐振频率点。当 L_m 不参与电路谐振时，为第一谐振频率 f_1；当 L_m 参与电路谐振时，为第二谐振频率 f_2，其表达式分别为

$$\begin{cases} f_1=1/(2\pi\sqrt{L_{r1}C_{r1}}) \\ f_2=1/[2\pi\sqrt{(L_{r1}+L_m)C_{r1}}] \end{cases} \tag{1}$$

CLLC谐振变换器最常采用的调压方式是变频控制[9]，当CLLC谐振变换器处于变频控制模式时，根据开关频率 f_s 的不同，可以将其工作模式分成 3 个区域：①$f_2<f_s<f_1$ 为欠谐振区域；②$f_s=f_1$ 为准谐振区域；③$f_s>f_1$ 为过谐振区域。这 3 个区域对应的变换器电压增益 M 分别为：$M>1$、$M=1$、$M<1$[10]。

2 滑模自抗扰控制器设计

鉴于 CLLC 谐振变换器的非线性和复杂性，其中包含了较多无源元件，变换器的数学模型变得很难精确表达。采用 PID 控制器虽然可以实现收敛，并最终达到稳定，但系统响应速度较慢，抗干扰能力较差。对此，本文采用滑模自抗扰控制策略来提升 CLLC 谐振变换器的动态性能和抗干扰能力。

滑模自抗扰控制器设计的整体思路为：传统自抗扰控制采用扩张状态观测器估计系统的状态变量和总扰动，为了提高对状态变量和未知扰动的估计能力，采用模型辅助线性扩张状态观测器；为了

提升系统的动态性能和抗干扰能力，采用滑模控制来设计线性状态误差反馈控制律；为了使系统的控制精度更高，减少能量损耗，采用电压电流双闭环对 CLLC 谐振变换器进行控制。

对负载电流 i_o 进行采样，使用比例-积分 PI (proportional-integral)控制作为电流内环进行控制；对负载输出电压 V_o 进行采样，并使用滑模自抗扰控制作为电压环进行控制，最后经过变频控制即脉冲频率调制，生成 CLLC 谐振变换器开关管的驱动脉冲信号。完整的 CLLC 谐振变换器控制系统结构框图如图 2 所示。图中，V_{ref}为输出电压给定值。

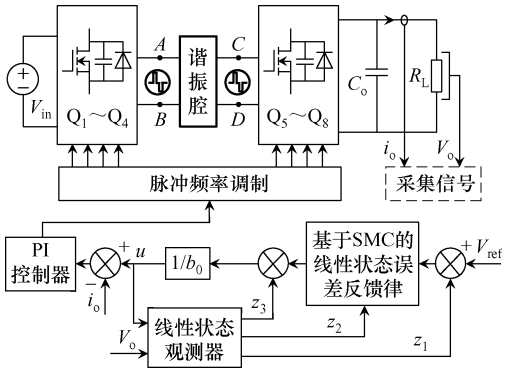


图 2　变换器控制系统结构框图

Fig. 2 Block diagram of converter control system

2.1 线性自抗扰控制器设计

自抗扰控制 ADRC(active disturbance rejection control)[11]因其不依赖对象模型，通过将被控对象的扰动因素进行估计并补偿，具有良好的抗干扰性能，但参数整定较为繁琐。Gao[12]将带宽法与自抗扰控制结合，将其改进为线性自抗扰控制 LADRC (linear active disturbance rejection control)。LADRC 由线性状态误差反馈 LSEF(linear state error feedback)控制律与线性扩张状态观测器 LESO(linear extended state observer)2 部分组成，LESO 用来实时观测并估计被控对象模型中的全部扰动，LSEF 则消除扰动对系统输出带来的影响[13]。

CLLC 谐振变换器为高阶非线性系统，高阶系统的控制器设计用 LADRC 实现困难，因此可以采取降阶处理，将获得的变换器低阶等效模型作为二阶系统进行设计[14]，则被控对象 y 表示系统被控输出，即输出电压值 V_o，其表达式为

$$\ddot{y} = -a_1\dot{y} - a_2 y + \omega + bu \tag{2}$$

式中：a_1、a_2 为已知参数；b 为部分已知参数(已知部分视为 b_0)；ω 为未知参数；u 为控制信号。

将式(2)重新改写为

$$\ddot{y} = -a_1\dot{y} - a_2 y + \omega + f_1 + b_0 u \tag{3}$$

式中，$f_1=(b-b_0)u+\omega$。设 f 为系统的总扰动，$f = -a_1\dot{y} - a_2 y + f_1$，包含了系统受到的外部扰动及已知参数建模不精准造成的影响。

选取状态变量：$x_1 = y$，$x_2 = \dot{y}$，$x_3 = f$，则式(3)的扩张状态空间可描述为

$$\begin{cases} \dot{x} = \boldsymbol{A}x + \boldsymbol{B}u + \boldsymbol{E}\dot{f}_1 \\ y = \boldsymbol{C}x \end{cases} \tag{4}$$

式中：$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -a_2 & -a_1 \end{bmatrix}$；$\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ -a_1 b_0 \end{bmatrix}$；$\boldsymbol{E} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$；$\boldsymbol{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$。

构造模型辅助扩张状态观测器表达式为

$$\begin{cases} \dot{z} = \boldsymbol{A}z + \boldsymbol{B}u + \boldsymbol{L}(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = \boldsymbol{C}z \end{cases} \tag{5}$$

式中：z 为观测器观测出的状态变量，用于估计 x_1、x_2、x_3；$\boldsymbol{L}$ 为观测器的增益参数。

采用极点配置法，将观测器特征方程的极点放在同一位置$-\omega_0$[15]上，使得

$$\lambda(s) = \left|s\boldsymbol{I} - (\boldsymbol{A} - \boldsymbol{LC})\right| = (s+\omega_0)^3 \tag{6}$$

式中：$\boldsymbol{I}$ 为单位矩阵；$\boldsymbol{A}-\boldsymbol{LC}$ 为观测器对应的系数矩阵。

依据式(6)可得观测器的增益参数为

$$\boldsymbol{L} = [\beta_1 \quad \beta_2 \quad \beta_3]^{\mathrm{T}} \tag{7}$$

式中：$\beta_1 = 3\omega_0 - a_1$；$\beta_2 = 3\omega_0^2 - 3a_1\omega_0 - a_2 + a_1^2$；$\beta_3 = \omega_0^3 - 3a_1\omega_0^2 + 3(a_1^2 - a_2)\omega_0 + 2a_2 a_1 - a_1^3$。

对于本文二阶系统，LSEF 常用比例-微分 PD (proportional-differential)控制器的形式，表达式为

$$u_0 = k_p(V_{ref} - z_1) - k_d z_2 \tag{8}$$

式中：u_0 为 LSEF 输出控制量；k_p、k_d 分别为控制器增益系数。

控制信号 u 设计为

$$u = \frac{u_0 - z_3}{b_0} \tag{9}$$

对于二阶系统为

$$\ddot{y}=-a_1\dot{y}-a_2y+\omega+bu=f+b_0u \tag{10}$$

则由式(2)~式(10)可以得出：$\ddot{y}=u_0$。

根据式(8)~式(10)可得到系统闭环传递函数为

$$\varphi(s)=\frac{k_\mathrm{p}}{s^2+k_\mathrm{d}s+k_\mathrm{p}} \tag{11}$$

同样进行参数处理，令控制器带宽为 ω_c，将系统闭环极点配置于$-\omega_\mathrm{c}$[15]处，可得

$$\begin{cases}k_\mathrm{p}=\omega_\mathrm{c}^2\\ k_\mathrm{d}=2\omega_\mathrm{c}\end{cases} \tag{12}$$

由此，可以得到二阶线性自抗扰控制器结构，如图 3 所示。

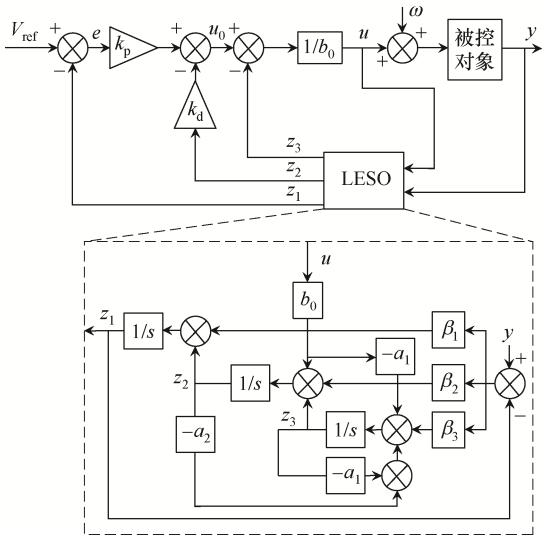


图 3 LADRC 控制结构

Fig. 3 Structure of LADRC control

2.1.1 线性自抗扰控制器的特性分析

根据式(5)、式(8)~式(10)，推导模型辅助 LESO 输出表达式为

$$\begin{cases}(s+\beta_1)z_1(s)=z_2(s)+\beta_1y(s)\\ (s+k_\mathrm{d})z_2(s)=-(\beta_2+k_\mathrm{p})z_2(s)+\beta_2y(s)+k_\mathrm{p}V(s)\\ sz_3(s)=-\beta_3z_1(s)+\beta_3y(s)\end{cases} \tag{13}$$

将式(13)进行整理，并考虑系统模型式(10)，得到 LADRC 简化结构如图 4 所示，系统输出为

$$Y(s)=\frac{C_1(s)C(s)}{s^2+C(s)}V(s)+\frac{1}{s^2+C(s)}F(s) \tag{14}$$

式中：$Y(s)$、$V(s)$、$F(s)$分别表示 y、V_{ref}、f的拉普拉斯变换；$C_1(s)$和 $C(s)$分别为

$$\begin{cases}C_1(s)=\dfrac{[s^3+(\beta_1+a_1)s^2+(\beta_2+a_2+a_1\beta_1)s+\beta_3]k_\mathrm{p}}{[(a_2-k_\mathrm{p})\beta_1+\beta_2(a_1-k_\mathrm{d})-\beta_3]s^2+[a_2(\beta_1k_\mathrm{d}+\beta_2)-k_\mathrm{p}\beta_2-\beta_1k_\mathrm{p}a_1-\beta_3k_\mathrm{d}]s-\beta_3k_\mathrm{p}}\\ C(s)=\dfrac{[(k_\mathrm{p}-a_2)\beta_1+\beta_2(k_\mathrm{d}-a_1)+\beta_3]s^2+[-a_2(\beta_1k_\mathrm{d}+\beta_2)+k_\mathrm{p}\beta_2+\beta_1k_\mathrm{p}a_1+\beta_3k_\mathrm{d}]s+\beta_3k_\mathrm{p}}{s^3+(k_\mathrm{d}+\beta_1)s^2+(k_\mathrm{d}\beta_1+\beta_2+k_\mathrm{p})s}\end{cases} \tag{15}$$

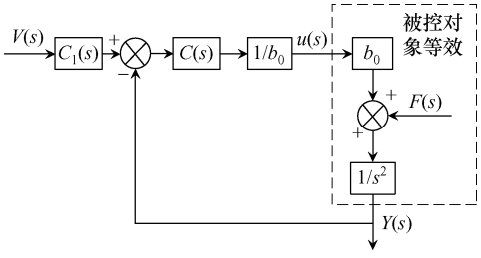
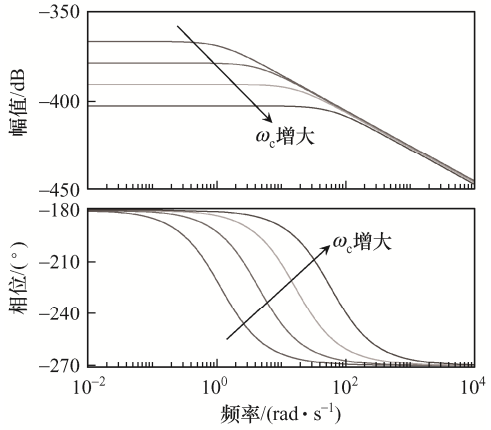


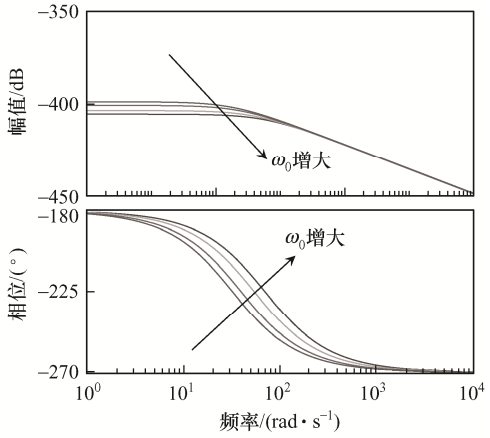
图 4 LADRC 简化结构

Fig. 4 Simplified structure of LADRC

由式(14)可知，系统的控制输出实际上由 2 部分组成，即跟踪项和扰动项。为了简便，选择扰动项进行频域伯德图分析，扰动项与 LESO 的带宽 ω_0 和 LSEF 的带宽 ω_c 都有关系。因此，采取当 ω_0 数值不变、ω_c 数值变化时和当 ω_c 数值不变、ω_0 数值变化时的方式绘制出扰动项的伯德图，如图 5 所示。图 5(a)中，ω_0=100 rad/s，ω_c从 100 增加到 400；图 5(b)中，ω_c=100 rad/s，ω_0从 100 增加到 400。可以看出，在中低频段，随着带宽的不断增加，系统的抗干扰能力也相应增加，系统相角裕度的增加使其稳定性加强。



(a) ω_0数值不变、ω_c数值变化



(b) ω_c数值不变、ω_0数值变化

图 5　扰动项的频域分析伯德图

Fig. 5 Bode plot of disturbance term in frequency domain

2.2 滑模控制器的设计

2.2.1 基于滑模控制的线性状态误差反馈控制律设计

线性状态误差反馈控制律采用 PD 控制器的形式，容易存在抗干扰能力差、控制性能不佳的问题，为此，选择滑模控制代替线性状态误差反馈控制律，该控制策略可以不依赖于对象的精确模型进行设计，系统响应速度快，对由参数和负载变化所引起的扰动具有很强的抑制能力。通过设计基于滑模控制的线性状态误差反馈控制律，来进一步提高系统的动态性能和抗干扰能力。

由式(8)可知，LSEF 的状态误差 $e=V_{\text{ref}}-z_1$，分别求一阶和二阶导数，得

$$\begin{cases}\dot{e}=-z_2\\ \ddot{e}=-\dot{z}_2=-(z_3+b_0u)\end{cases} \tag{16}$$

由式(5)设计的模型辅助 LESO 中，$z_1\to V_{\text{o}}$，$z_2\to \dot{V}_{\text{o}}$，$z_3\to f$，因此对系统模型式(10)构建滑模面为

$$s=ce+\dot{e}\qquad c>0 \tag{17}$$

对滑模面 s 求导，得

$$\dot{s}=c\dot{e}+\ddot{e}=-cz_2-(f+b_0u)\qquad c>0 \tag{18}$$

为了缩短运动点到滑模面的运动时间，抑制抖振和提高趋近速度，选择指数趋近律来设计滑模控制器，引入指数趋近律为

$$\begin{cases}\dot{s}=-k\cdot\text{sgn}(s)-\mu s\qquad k>0,\ \mu>0\\ \text{sgn}(s)=\begin{cases}1 & s>0\\ 0 & s=0\\ -1 & s<0\end{cases}\end{cases} \tag{19}$$

式中：k 为系统状态变量趋近滑模面的速度；$-k\cdot\text{sgn}(s)$为等速趋近项；μ 为可调增益参数；$-\mu s$ 为指数趋近项。

依据所选滑模面，可得到滑模控制律为

$$\begin{cases}u=[k\cdot\text{sgn}(s)+\mu s-cz_2-z_3]/b_0\\ s=c(V_{\text{ref}}-z_1)-z_2\end{cases} \tag{20}$$

从式(20)可以得出，滑模控制律 u 主要由非线性项的误差反馈率和干扰补偿器 2 部分组成。其中 $[k\cdot\text{sgn}(s)+\mu s-cz_2]/b_0$ 为误差反馈率，在系统启动初始阶段，CLLC 谐振变换器实际输出电压与额定输出电压会存在误差且误差较大，这时滑模控制律中的误差反馈率的作用是让变换器具有良好的启动特性。z_3/b_0 为干扰补偿器，在系统遭受各种干扰的情况下，干扰补偿器会通过 LESO 的观测对总扰动输出的干扰进行相应的补偿，保证了系统具有良好的动态性能。

综上可得，设计出基于滑模控制的 LADRC 电压环控制框图如图 6 所示。

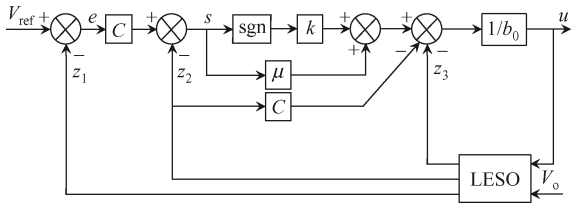


图 6　基于滑模控制的 LADRC 电压环控制框图

Fig. 6 Block diagram of LADRC voltage loop control based on sliding mode control

2.2.2 滑模自抗扰控制器的仿真分析

为验证采用滑模控制作为线性状态误差反馈控制律所构成的滑模自抗扰控制器的优越性，参考系统模型式(10)，选择典型二阶系统进行仿真分析，被控对象二阶微分方程为

$$\ddot{y}=-2\dot{y}-4y+(20-40)u+40u=f+40u \tag{21}$$

为了验证线性自抗扰控制器和滑模自抗扰控制器的性能，采用上述典型二阶系统，控制器的参

数设置为：b_0=40、ω_0=60 rad/s、ω_c=225 rad/s、c=500、k=100、μ=200。线性自抗扰控制器和滑模自抗扰控制器的控制性能对比如图 7 所示。由图 7(a)可以看出，当系统输出值与设定值存在误差时，滑模自抗扰控制器相较于线性自抗扰控制器具有更好的跟踪性能，能够实现快速收敛；由图7(b)和(c)可以看出，在 2 种控制器的作用下，系统输出 y 很快到达稳态，启动时刻 2 种控制器几乎无超调存在，显示出良好的控制性能，但滑模自抗扰控制器到达稳态运行的响应时间更快；由图 7(d)可以看出，在 t = 1 s 时在输出端加入阶跃扰动来验证系统受到扰动后的动态性能，滑模自抗扰控制器使系统恢复到稳态的时间更短，波动量较小，动态性能更佳。

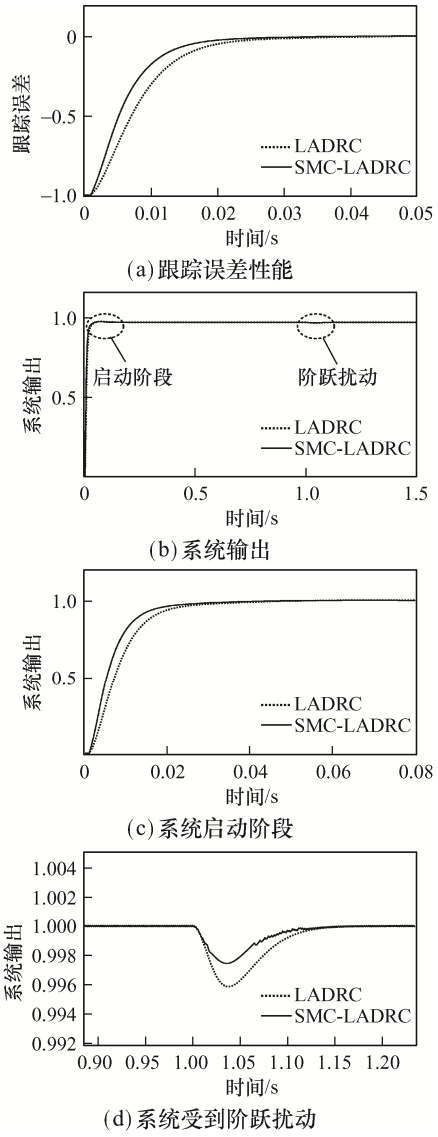


图 7 2 种控制器性能对比分析

Fig. 7 Comparative analysis of performance for two controllers

3 系统稳定性分析

3.1 观测器稳定性分析

定义观测器的观测误差为

$$\begin{cases} e_{01}=z_1-x_1 \\ e_{02}=z_2-x_2 \\ e_{03}=z_3-x_3 \end{cases} \tag{22}$$

由式(4)~式(5)可知，式(22)的微分形式为

$$\begin{cases} \dot{e}_{01}=\dot{z}_1-\dot{x}_1=-\beta_1 e_{01}+e_{02} \\ \dot{e}_{02}=\dot{z}_2-\dot{x}_2=-\beta_2 e_{01}+e_{03}+a_2x_1+a_1x_2-(b-b_0)u \\ \dot{e}_{03}=\dot{z}_3-\dot{x}_3=-\beta_3 e_{01}-\dot{\omega}-a_2z_2-a_1z_3-a_1b_0u \end{cases} \tag{23}$$

式中，$\dot{\omega}$ 为外部扰动 ω 的一阶导数。

若不考虑外部扰动和模型参数不确定性，即 b_0=b、a_1=a_2=0，通过令 $E_1=e_{01}$、$E_2=\dot{E}_1=e_{02}-\beta_1e_{01}$、$E_3=\dot{E}_2=e_{03}-\beta_1e_{02}+(\beta_1^2-\beta_2)e_{01}$ 构造出观测器的误差系统为

$$\begin{cases} \dot{E}_1=E_2 \\ \dot{E}_2=E_3 \\ \dot{E}_3=-\beta_1E_3-\beta_2E_2-\beta_3E_1-\dot{\omega} \end{cases} \tag{24}$$

构造 1 个常负的二次型 $W=-1/2(\beta_1\beta_2-\beta_3)\cdot E_2^2$，根据巴尔巴辛(Barbashin)公式[16]可以得到观测器误差系统的李雅普诺夫(Lyapunov)函数为

$$V=-\frac{1}{\Delta}\begin{vmatrix} 0 & E_1^2 & 2E_1E_2 & 2E_1E_3 & E_2^2 & 2E_2E_3 & E_3^2 \\ 0 & 0 & 0 & -\beta_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -\beta_2 & 0 & -\beta_3 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -\beta_1 & 0 & 0 & -\beta_3 \\ -1/2(\beta_1\beta_2-\beta_3) & 0 & 1 & 0 & 0 & -\beta_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & -\beta_1 & -\beta_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -\beta_1 \end{vmatrix} \tag{25}$$

$$\Delta=\begin{vmatrix} 0 & 0 & -\beta_3 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -\beta_2 & 0 & -\beta_3 & 0 \\ 0 & 1 & -\beta_1 & 0 & 0 & -\beta_3 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -\beta_2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & -\beta_1 & -\beta_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -\beta_1 \end{vmatrix} \tag{26}$$

通过式(25)和式(26)化简可得

$$V=\frac{1}{2}\beta_1\beta_3E_1^2+\beta_3E_1E_2+\frac{1}{2}\beta_2E_1^2+\frac{1}{2}(\beta_1E_2+E_3)^2 \tag{27}$$

对式(27)进行求导并将式(24)代入可得

$$\dot{V}=(\beta_3-\beta_1\beta_2)E_2^2-(\beta_1E_2+E_3)\dot{\omega}<0 \tag{28}$$

由式(28)可知，$\dot{V}$ 恒小于 0 即代表满足 Lyapunov 稳定性条件，当 $\dot{\omega}$=0 时，可知观测器的误差系统将在零点处达到渐近稳定，即观测误差趋近于 0。

3.2 滑模控制器稳定性分析

对滑模控制器进行稳定性分析，构造 Lyapunov 函数为

$$V=s^2/2 \tag{29}$$

根据 Lyapunov 稳定性理论可知，当所选择的 Lyapunov 函数的导数恒小于等于 0 时，系统稳定。对 V 求导得

$$\dot{V}=s\dot{s}=s[-k\cdot\mathrm{sgn}(s)-\mu s]=-sk\cdot\mathrm{sgn}(s)-\mu s^2=-k|s|-\mu s^2 \tag{30}$$

当 $s\neq0$ 时，因为 k、μ 均大于 0，所以可得

$$\dot{V}=s\dot{s}\leqslant0 \tag{31}$$

且 $V=s^2/2\geqslant0$，即位于滑模面 s=0 以外的点满足滑模的到达性条件，从任意 $s\neq0$ 的初始状态可以在有限时间内收敛到滑模面，保证了系统的稳定性。

4　变换器输出仿真与实验验证

4.1 仿真验证

为了验证本文所提方法的可行性和优越性，基于 MATLAB/Simulink 平台对 CLLC 谐振变换器进行仿真验证，首先对搭建的 CLLC 谐振式双向 DC-DC 变换器分别进行正向与反向仿真验证，然后对基于线性自抗扰控制和基于滑模自抗扰控制 2 种控制方法进行了对比分析。

4.1.1　变换器正向与反向仿真验证

图 8 为 CLLC 谐振变换器在输入电压为 350 V、负载电阻为 18 Ω 情况下的正向工作波形。通过图 8(a)和(b)中高压侧开关管 Q_4 的驱动电压 V_{ds4} 和漏源极两端放大 100 倍的电压 V_{gs4} 可知，当开关管 Q_4 的漏源极电压下降为 0 时，开关管才开始导通，满足零电压开通。高压侧的谐振电感电流波形近似为正弦波，表明此时变换器工作在准谐振状态。通过图 8(c)和(d)可知，在输入电压 350 V、负载电阻 18 Ω 情况下，CLLC 变换器可以稳定输出 60 V，输出电流 3.3 A。

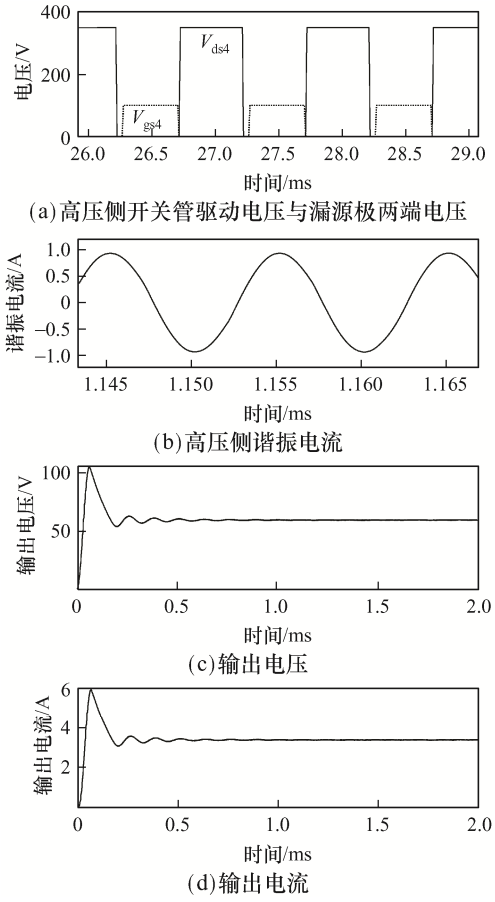


图 8　变换器正向运行仿真波形

Fig. 8 Simulation waveforms of converter in forward operation

图 9 为 CLLC 谐振变换器在输入电压为 60 V、负载电阻为 18 Ω 情况下的反向工作波形。通过图 9(a)和(b)中低压侧开关管 Q_6 的驱动电压 V_{ds6} 和漏源极两端放大 30 倍的电压 V_{gs6} 可知，当开关管 Q_6 的漏源极电压下降为 0 时，开关管才开始导通，满足零电压开通。低压侧的谐振电感电流波形近似为正弦波，表明此时变换器工作在准

谐振状态。通过图 9(c)和(d)可知，在输入电压为 60 V 满负载条件下，CLLC 变换器可以实现输出电压电流稳定。

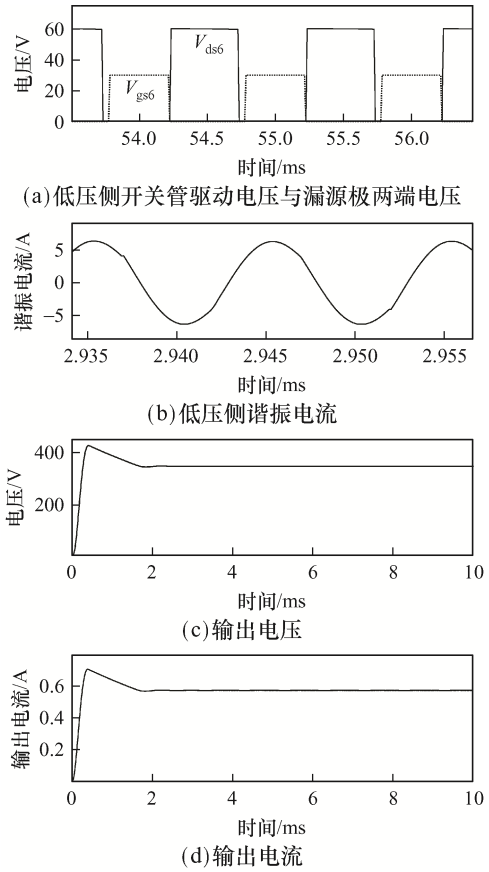


图 9 变换器反向运行仿真波形

Fig. 9 Simulation waveforms of converter in reverse operation

4.1.2 基于 2 种控制策略下变换器输出对比分析

考虑到 CLLC 谐振变换器具有双向工作特性，为了简便分析 2 种控制策略下 CLLC 谐振变换器的输出电压情况，选择让变换器工作在正向运行条件下，输出额定电压为 60 V。图 10 为 CLLC 谐振变换器在 2 种不同控制策略下启动时刻的输出电压波形。可以看出，线性自抗扰控制策略的超调量为 33.3%，到达稳定状态的调节时间约为 2.5 ms；采用滑模自抗扰控制策略的超调量为 11.3%，到达稳定状态的调节时间为 2.0 ms，由此可得，滑模自抗扰控制下变换器到达稳态运行的响应时间更快，且超调量更小。

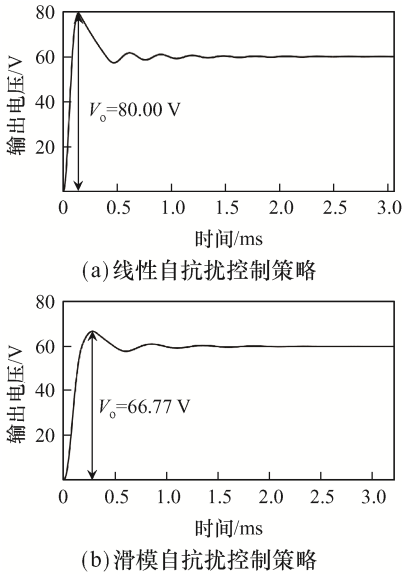


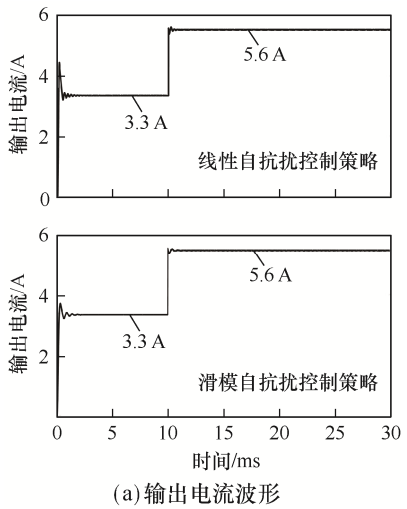
图 10 启动阶段变换器输出电压波形

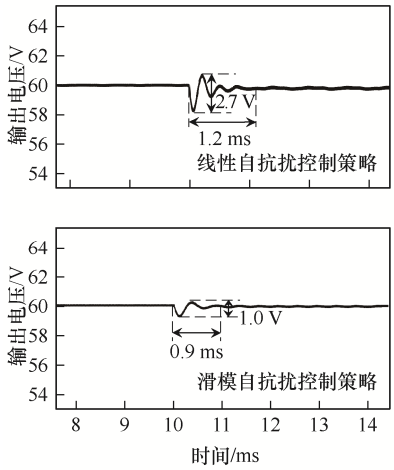
Fig. 10 Waveforms of converter output voltage at startup stage

负载扰动时 CLLC 谐振变换器动态性能对比如图 11 所示，在 t=0.01 s 处将 100%负载调整为 50%负载，选取 CLLC 谐振变换器的输出电压波动值和经过扰动后输出电压再次达到稳定的时间作为系统控制性能的重要参考指标。可以看出，在 2 种控制策略下，变换器输出电压分别经过 1.2 ms、0.9 ms 后稳定在 60 V，输出电压最大波动量幅值分别为 2.7 V、1.0 V，由此可见，滑模自抗扰控制下变换器输出电压的动态压降更小，恢复时间也更短，动态响应速度更快，抗干扰能力好。

4.2 实验验证

实验验证平台为基于 TMS320F28335 芯片控





(b)输出电压波形

图 11　负载扰动时 CLLC 谐振变换器动态性能对比

Fig. 11 Comparison of dynamic performance of CLLC resonant converter under load disturbance

制的 200 W CLLC 谐振式双向 DC-DC 实验样机，输入直流电压为 350 V，额定输出电压为 60 V，开关频率为 100 kHz，通过实验平台验证基于线性自抗扰控制与滑模自抗扰控制策略下变换器输出电压稳定性和动态性能。实验参数见表 1，图 12 为实验平台。

表 1　实验参数

Tab. 1 Experimental parameters

参数	数值
输入电压 V_{in}/V	350
输出电压 V_o/V	60
变压器匝比 n	5.8
一次侧谐振电感 L_{r1}/μH	260
一次侧谐振电容 C_{r1}/nF	9.722
二次侧谐振电感 L_{r2}/μH	7.752
二次侧谐振电容 C_{r2}/nF	327
励磁电感 L_m/μH	1173

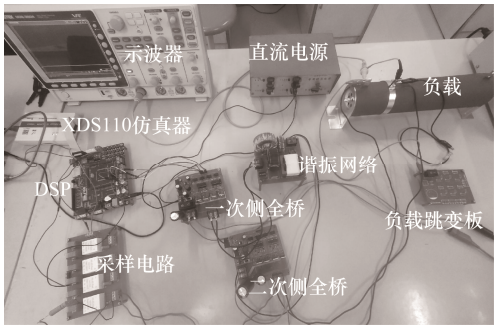
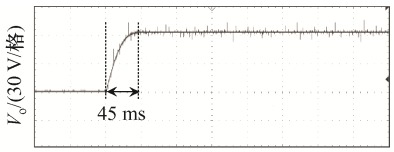


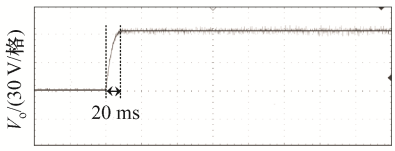
图 12　实验平台

Fig. 12 Experimental platform

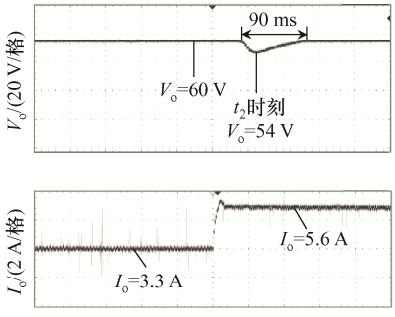
实验波形如图 13 所示。图13(a)和(b)为 2 种控制策略下 CLLC 谐振变换器启动时刻输出电压波形，可以看出，2 种控制策略均能使输出电压到达 60 V，线性自抗扰控制下到达稳态所用时间大约为 45 ms，滑模自抗扰控制下大约为 20 ms。由此可知，滑模自抗扰控制下变换器输出电压响应速度更快。图 13(c)和(d)为负载扰动下 CLLC 谐振变换器输出电压和电流波形。当负载从 100%增加到 150%时，线性自抗扰控制策略下变换器输出电压衰减至 54 V 后缓慢上升至 60 V，输出电压波动量



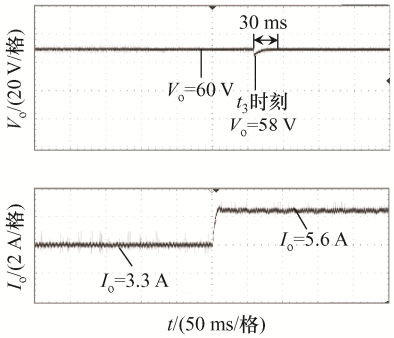
(a)线性自抗扰控制下变换器启动阶段



(b)滑模自抗扰控制下变换器启动阶段



(c)线性自抗扰控制下负载突变动态性能验证



(d)滑模自抗扰控制下负载突变动态性能验证

图 13　实验波形

Fig. 13 Experimental waveforms

最大幅值为 6 V，调节时间约为 90 ms；滑模自抗扰控制策略下，变换器的输出电压波动量最大幅值为 2 V，调节时间约为 30 ms。由此可知，滑模自抗扰控制策略下，系统调节时间短，输出电压波动小，动态特性明显优于线性自抗扰控制，滑模自抗扰控制可以提高系统的抗扰能力。

5 结语

针对汽车充电桩双向 DC-DC 变换器在负载扰动导致系统动态特性慢、输出电压不稳定的问题，提出了 1 种基于滑模自抗扰的 CLLC 谐振变换器控制方法。通过采用模型辅助 LESO 控制方法对系统的状态变化进行观测，补偿系统中的内外部扰动。同时，引入滑模控制取代线性自抗扰控制结构中的线性状态误差反馈控制器，在简化参数整定的同时提高了系统的调节速度和动态特性。仿真与实验验证表明，所提控制策略明显增强了系统动态性能和输出电压稳定性，系统的抗干扰能力也显著提升，验证了 CLLC 谐振变换器具有很好的应用价值。

参考文献：

[1] Song Baichao, Li Hui. Research and application on variable frequency and phase-shift control strategy of CLLLC resonant converter based on LADRC [C]// 2023 8th International Conference on Power and Renewable Energy (ICPRE). Shanghai, China, 2023: 480-485.

[2] Li Haoran, Sun Yibo, Wang Shengdong, et al. Bidirectional control with fitting model-based synchronous rectification and input ripple current feedforward for SiC bidirectional CLLC EV charger [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(9): 9136-9146.

[3] Awasthi A, Bagawade S, Jain P K. Analysis of a hybrid variable-frequency-duty-cycle-modulated low-Q LLC resonant converter for improving the light-load efficiency for a wide input voltage range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 8476-8493.

[4] Chiou G J, He Chuanyu, Chen J Y, et al. Implementation of an interleaved bidirectional CLLC resonant full-bridge DC-DC converter based on 48-volt bus [C]// 2021 IEEE International Future Energy Electronics Conference (IFEEC). Taipei, Taiwan, China, 2022: 1-6.

[5] Dong Zhen, Wang Dangshu. Improved hybrid control LLC resonant converter for electric vehicle charging [C]// 2022 IEEE 6th Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC). Beijing, China, 2022: 215-219.

[6] Xie Minghai, Bi Kaitao, Ai Jian, et al. A hybrid control strategy for CLLLC resonant converter based on PS-PFM under wide input voltage [C]// 2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Zhuhai, China, 2023: 4710-4715.

[7] 陈宗祥, 赵欣雨, 张武林, 等. LLC 谐振变换器电荷自抗扰控制策略研究[J/OL]. 电源学报, 2023: 1-12. (2023-05-17)[2024-03-09]. https://link.cnki.net/urlid/12.1420.TM.20230517.1300.006.
Chen Zongxiang, Zhao Xinyu, Zhang Wulin, et al. Research on charge active disturbance rejection control strategy for LLC resonant converter [J/OL]. Journal of Power Supply, 2023: 1-12. (2023-05-17)[2024-03-09]. https://link.cnki.net/urlid/12.1420.TM.20230517.1300.006. (in Chinese)

[8] Zou Shenli, Mallik A, Lu Jiangheng, et al. Sliding mode control scheme for a CLLC resonant converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 12274-12284.

[9] 张新闻, 刘百林, 杨树德. CLLLC 谐振变换器电流应力抑制策略[J/OL]. 电源学报, 2023: 1-14. (2023-12-01)[2024-03-09]. https://link.cnki.net/urlid/12.1420.TM.20231130.1749.007.
Zhang Xinwen, Liu Bailin, Yang Shude. Current stress suppression strategy for CLLLC resonant converter [J/OL]. Journal of Power Supply, 2023: 1-14. (2023-12-01)[2024-03-09]. https://link.cnki.net/urlid/12.1420.TM.20231130.1749.007. (in Chinese)

[10] 吴蒙, 于新红, 汪凤翔, 等. CLLLC 谐振式变换器的广义预测控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2021, 33(11): 90-96.
Wu Meng, Yu Xinhong, Wang Fengxiang, et al. Generalized predictive control of CLLLC resonant converter [J].

Proceedings of the CSU-EPSA, 2021, 33(11): 90-96. (in Chinese)

[11] 韩京清. 自抗扰控制技术: 估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.
Han Jingqing. Active Disturbance Rejection Control Technique [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008. (in Chinese)

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

[13] 孟建辉, 吴小龙, 张自力, 等. 三相隔离型 AC-DC-DC 电源自适应线性自抗扰控制方法及纹波抑制补偿策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(14): 3898-3908.
Meng Jianhui, Wu Xiaolong, Zhang Zili, et al. Adaptive linear active disturbance rejection control method and ripple suppression compensation strategy for three-phase isolated AC-DC-DC power supply [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(14): 3898-3908. (in Chinese)

[14] 陈宗祥, 张武林, 陈克难, 等. LLC 谐振变换器自抗扰控制研究[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(8): 130-138.
Chen Zongxiang, Zhang Wulin, Chen Kenan, et al. Research on active disturbance rejection control of LLC resonant converter [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(8): 130-138. (in Chinese)

[15] 朱斌. 自抗扰控制入门[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2017.
Zhu Bin. Introduction to Active Disturbance Rejection Control [M]. Beijing: Beijing University of Aeronautics & Astronautics Press, 2017. (in Chinese)

[16] 杨万禄, 梁立华, 滕桂兰. 非线性系统稳定性问题分析[J]. 天津大学学报, 1995, 28(6): 759-764.
Yang Wanlu, Liang Lihua, Teng Guilan. Stability analysis for nonlinear systems [J]. Journal of Tianjin University (Science and Technology), 1995, 28(6): 759-764. (in Chinese)



祝龙记

作者简介：

祝龙记(1964—)，男，博士，教授。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：ljzhu@aust.edu.cn。

杨静(1997—)，女，中国电源学会学生会员，通信作者，硕士。研究方向：电力电子技术应用。E-mail：2022200817@aust.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)