第 52 卷 第 7 期：3136-3149 高电压技术 Vol.52, No.7: 3136-3149
2026 年 7 月 31 日 High Voltage Engineering July 31, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20251216

CLLLC 谐振变换器输出电压纹波的模糊前馈自抗扰抑制方法

贺虎成，翟　恒，李凯凯，朱岩松
（西安科技大学电气与控制工程学院，西安 710054）

摘　要：CLLLC 谐振变换器的输入电压通常存在一定幅度的波动，这类扰动易传递至输出端，导致输出电压纹波增大，进而削弱变换器的整体性能。针对上述问题，该文提出了一种基于线性自抗扰控制(linear active disturbance rejection control，LADRC)和模糊前馈的复合控制方法。通过建立 CLLLC 谐振变换器的数学模型，分析了电压增益特性，设计 LADRC 控制器实现对扰动的估计与补偿，有效抑制输出电压纹波。在考虑输出电压和输出功率对电压增益影响的基础上，解析了输入电压变化对 CLLLC 谐振变换器输出电压的影响机理，基于模糊逻辑控制器（fuzzy logic controller, FLC）构建前馈补偿通道。前馈补偿通道根据模糊控制器输出和输入侧扰动实时变化动态调节控制信号，实现对系统的前馈补偿。仿真与实验结果表明，该文所提出的控制方法能够显著降低输出电压纹波，提升系统的稳定运行性能。

关键词：CLLLC 谐振变换器；线性自抗扰控制；模糊前馈；纹波抑制；扰动输入

A Fuzzy Feedforward and Active Disturbance Rejection Control Method of Output Voltage Ripple Suppression for CLLLC Resonant Converters

HE Hucheng, ZHAI Heng, LI Kaikai, ZHU Yansong
(School of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710054, China)

Abstract: The input voltage of the CLLLC resonant converter usually fluctuates with a certain magnitude, and such disturbances are easily transferred to the output, resulting in the increase of output voltage ripple, which in turn weakens the overall performance of the converter. To address the above issues, a composite control method based on linear active disturbance rejection control (LADRC) and fuzzy feedforward is proposed in this paper. By establishing the mathematical model of the CLLLC resonant converter, the voltage gain characteristics are analyzed, and the LADRC controller is designed to achieve the estimation and compensation of perturbation and effectively suppress the output voltage ripple. On the basis of considering the influences of output voltage and output power on voltage gain, the influence mechanism of input voltage change on the output voltage of CLLLC resonant converter is analyzed, and the feedforward compensation channel is constructed based on fuzzy logic controller (FLC). The feed-forward compensation channel dynamically adjusts the control signal according to the real-time changes of the fuzzy controller output and input side disturbance to achieve the feedforward compensation of the system. Simulation and experimental results show that the control method proposed in this paper can be adopted to significantly reduce the output voltage ripple and improve the stable operation performance of the system.

Key words: CLLLC resonant converter; linear active disturbance rejection control (LADRC); fuzzy feedforward; ripple suppression; input disturbance

基金资助项目：陕西省自然科学基础研究计划-陕煤联合基金(2019JLM-51)；西安科技大学学位与研究生教育教学改革与研究项目(YJG202412)。
Project supported by Natural Science Basic Research Program of Shaanxi-Shanmei Joint Fund (2019JLM-51), Degree and Postgraduate Education Reform and Research Project of XUST (YJG202412).

0　引言

CLLLC 谐振变换器作为一种广泛应用于中高功率变换场合的软开关拓扑结构，因其具备高效率、高功率密度以及良好的双向能量传输能力而受到广泛关注[1-3]。然而，CLLLC 谐振变换器在实际运行中，其输入电压通常存在一定幅度和频率特性的波动，主要包括两类：一是由负载突变等因素引起的阶跃扰动，具有突变性和瞬态特征；二是由前级功率因数校正（power factor correction，PFC）输出端电压导致的母线电压二倍频分量，表现为一种周期性扰动[4-5]。上述扰动在 CLLLC 变换器谐振网络中可能发生放大效应，导致扰动信号通过谐振腔耦合至输出侧，使输出电压出现明显的动态偏移与纹波增大。

现有文献主要从硬件和软件两方面对该问题展开研究。在硬件层面，通过增大输出滤波电容可有效减小输出电压纹波，但大容量电容体积庞大，难以满足 CLLLC 谐振变换器对高功率密度与小型化的设计需求。同时，随着输出功率的提升，为维持纹波抑制效果需进一步增大电容容量，导致系统成本显著上升。

针对直流母线二倍工频纹波问题，文献[6-7]将无源 LC 谐振支路谐振频率设为二倍工频，该支路为母线电压中的二倍工频谐波提供了低阻抗通路，从而阻止其流入 DC-DC 变换器。文献[8-9]则提出了有源抑制方法，通过在直流母线侧并联半桥或全桥结构作为解耦电路，并控制桥臂开关状态来主动补偿纹波电压。上述的两种方法在阶跃型输入扰动下的抑制效果较差。同时，由于硬件电路的增加，不仅使变换器的设计更加复杂，也增加了经济成本。在软件方面，文献[10]采用自抗扰控制器对 CLLLC 谐振变换进行控制，相比于传统 PID 控制器，对输出电压纹波有一定的抑制效果，但输出电压纹波还是较大。文献[11-12]提出了一种定参数的前馈控制策略，该方法使输出电压纹波有所减小，但是只能使变换器在特定工作范围有较好的输出电压纹波抑制效果。文献[13]提出了一种基于二阶广义积分的可变增益母线电压纹波前馈控制方法，该控制方法可以较好的抑制输入侧电压二倍频纹波对 CLLLC 谐振变换器输出电压的影响，但是该控制方法在可变增益参数的设计中，只考虑输出电压变化对电压增益曲线的影响，没有考虑输出功率对电压增益曲线的影响。

针对 CLLLC 谐振变换器在输入扰动下的输出电压纹波抑制问题，本文提出了一种线性自抗扰加模糊前馈的控制方法，该控制方法可以有效抑制阶跃型和二倍工频型输入扰动对输出电压纹波的影响，并通过仿真与实验对本文所提控制方法进行了验证。

1　CLLLC 谐振变换器特性分析

1.1　CLLLC 谐振变换器拓扑

CLLLC 谐振变换器拓扑如图 1 所示。其中，U_{in} 为 CLLLC 输入侧电压；U_o 为输出侧电压；S_1—S_8 为开关管；D_1—D_8 为体二极管；C_1—C_8 为寄生电容；L_{r1} 为原边谐振电感；C_{r1} 为原边谐振电容；L_m 为励磁电感；L_{r2} 为副边谐振电感；C_{r2} 为副边谐振电容；T 为变压器；C_o 为输出电容。

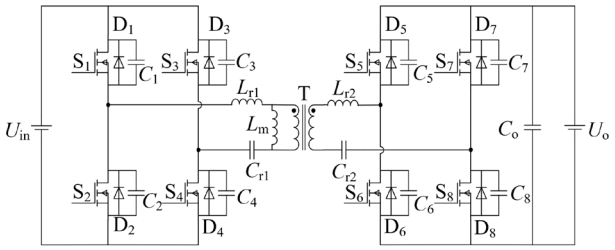


图 1　CLLLC 谐振变换器拓扑结构

Fig.1　Topology of CLLLC resonant converter

CLLLC 谐振变换器存在两个谐振点，第 1 谐振频率 f_{r1} 为：

$$f_{r1}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_{r1}C_{r1}}} \tag{1}$$

第 2 谐振频率 f_{r2} 为：

$$f_{r2}=\frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{r1}+L_m)C_{r1}}} \tag{2}$$

CLLLC 谐振变换器工作模式可以分为 3 种，即欠谐振、谐振点和过谐振[14]。其中理论最大欠谐振工作范围为 $f_{r1}>f_s>f_{r2}$，过谐振范围为 $f_s>f_{r1}$，谐振点频率为 f_{r1}，f_s 为开关频率。

1.2　电压增益特性分析

利用基波等效分析法，将变压器二次侧的电感、电容和等效电阻归算到一次侧，得到 CLLLC 谐振变换器的基波等效电路模型如图 2 所示[15]。

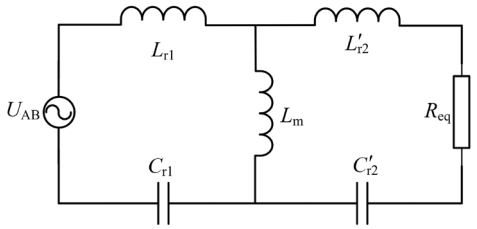


图 2 等效电路模型

Fig.2 Equivalent circuit model

图 2 中，L'_{r2} 是二次侧电感归算到一侧的电感值；C'_{r2} 是二次侧电容归算到一侧的电容值；R_{eq} 是二次侧等效输出电阻折算到一次侧的等效电阻值。

依据变压器二次侧折算到一次侧的公式，可得到：

$$\begin{cases} L'_{r2} = n^2 \cdot L_{r2} \\ C'_{r2} = \dfrac{1}{n^2} \cdot C_{r2} \\ R_{eq} = n^2 \cdot \dfrac{8}{\pi^2} \dfrac{U_o^2}{P_o} \end{cases} \tag{3}$$

式中：P_o 为输出功率；n 为变压器变比。

对等效电路模型进行电路分析，可以得到 CLLLC 谐振变换器电压增益表达式 H_F 为：

$$H_F(j\omega) = \frac{1}{r_0 + j\left(r_1\omega - r_2\dfrac{1}{\omega} + r_3\dfrac{1}{\omega^3}\right)} \tag{4}$$

其中：

$$\begin{cases} r_0 = \dfrac{L_{r1}}{L_m} - \dfrac{1}{C_{r1}L_m\omega^2} + 1 \\ r_1 = \dfrac{L_{r1}}{R_{eq}} + \dfrac{L'_{r2}}{R_{eq}} + \dfrac{L_{r1}L'_{r2}}{L_m R_{eq}} \\ r_2 = \dfrac{1}{C_{r1}R_{eq}} + \dfrac{1}{C'_{r2}R_{eq}} + \dfrac{L_1}{C'_{r2}L_m R_{eq}} + \dfrac{L'_{r2}}{C_{r1}L_m R_{eq}} \\ r_3 = \dfrac{1}{C_{r1}C'_{r2}L_m R_{eq}} \end{cases} \tag{5}$$

式中：r_0、r_1、r_2、r_3 为中间变量。

对上式取模值，可得到 CLLLC 谐振变换器的电压增益 M 为：

$$M = \frac{1}{\sqrt{a^2 + \left(\dfrac{Q}{k}\right)^2\left(b\omega_n - \dfrac{c}{\omega_n} + \dfrac{d}{\omega_n^3}\right)^2}} \tag{6}$$

其中：

$$\begin{cases} a = \dfrac{1}{k} - \dfrac{1}{k\omega_n^2} + 1 \\ b = k + kh + h \\ c = k + \dfrac{k}{g} + \dfrac{1}{g} + h \\ d = \dfrac{1}{g} \end{cases} \tag{7}$$

$$\begin{cases} g = \dfrac{C'_{r2}}{C_{r1}} \\ k = \dfrac{L_m}{L_{r1}} \\ h = \dfrac{L'_{r2}}{L_{r1}} \end{cases} \tag{8}$$

$$\begin{cases} \omega_1 = \dfrac{1}{\sqrt{L_{r1}C_{r1}}} \\ \omega_n = \dfrac{\omega_s}{\omega_1} \\ Q = \sqrt{\dfrac{L_{r1}}{C_{r1}}} \cdot \dfrac{\pi^2 P_o}{8n^2 U_o^2} \end{cases} \tag{9}$$

式中：a、b、c、d 为中间变量；k 为电感比；h 为原副边谐振电感比值；g 为原副边谐振电容比值；Q 为品质因数；ω_s 为开关频率角频率；ω_n 为归一化角频率。

当 g=1 和 h=1 时，即经归算后，变换器原副边谐振腔参数相同，得到简化后的电压增益为：

$$\begin{cases} M = \dfrac{1}{\sqrt{l^2 + m^2}} \\ l = \dfrac{1}{k} - \dfrac{1}{k\omega_n^2} + 1 \\ m = \left((2k+1)\omega_n - (2k+2)\dfrac{1}{\omega_n} + \dfrac{1}{\omega_n^3}\right)\dfrac{Q}{k} \end{cases} \tag{10}$$

式中：l、m 为中间变量。

对式(6)求导，得到电压增益导函数为：

$$M' = \frac{-\dfrac{2}{k\omega_n^3}e_1 - \left(\dfrac{Q}{k}\right)^2 e_2 e_3}{\left(e_1^2 + \left(\dfrac{Q}{k}\right)^2 e_2^2\right)^{\frac{3}{2}}} \tag{11}$$

其中：

$$\begin{cases} e_1 = 1 + \dfrac{1}{k} - \dfrac{1}{k\omega_n^2} \\ e_2 = (2k+1)\omega_n - \dfrac{2k+2}{\omega_n} + \dfrac{1}{\omega_n^3} \\ e_3 = 2k + 1 + \dfrac{2k+2}{\omega_n^2} - \dfrac{3}{\omega_n^4} \end{cases} \tag{12}$$

式中：e_1、e_2、e_3为中间变量。

为了更加直观分析电感比 k 对变换器电压增益的影响，给定品质因数 Q 为 0.2，并逐步增大电感比 k，可得到图 3 中 k 对电压增益影响的一组曲线。

通过图 3 可以得出，随着电感比 k 值的增大，CLLLC 谐振变换器的电压增益范围逐渐变小，并且随着频率增大电压增益的变化速率变缓，频率变化对电压增益的调节敏感度也降低。进一步分析得出，当变换器运行在谐振点时，电压增益不受 k 值的影响；当变换器运行在过谐振区间时，无论 k 值变大或变小，电压增益的导数始终为负，表现为单调递减；当变换器运行在欠谐振区间内，随着 k 值的变大，电压增益的导数将逐渐大于零，电压增益曲线不再保持单调递减。所以，不同电感比 k 的选择会显著影响 CLLLC 谐振变换器的频率调节范围以及输出电压范围的大小。

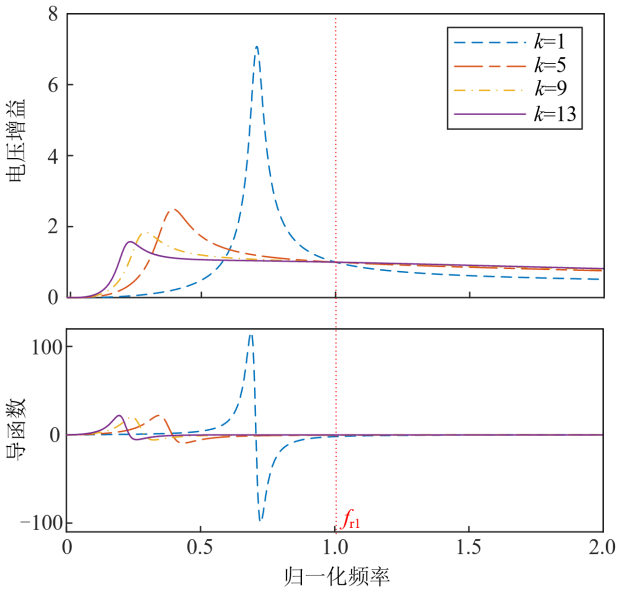


图 3　不同电感比 k 对电压增益的影响

Fig.3　Effect of different inductance ratios k on voltage gain

在电感比 k=8 的条件下，逐步增大品质因数 Q 的值，可以得到如图 4 所示的 Q 对电压增益影响的一组曲线。

由图 4 可以看出，随着品质因数 Q 的增加，CLLLC 变换器的电压增益范围逐渐变小。相比电感比 k 对电压增益的影响，品质因数 Q 的影响更加明显。当品质因数 Q 增大时，电压增益可能在整个频率调节范围内均小于 1。相反，当品质因数 Q 减小时，电压增益曲线变得陡峭，频率调节对电压增益的影响增强。进一步分析，当变换器在谐振点运行时，电压增益不受 Q 值变化的影响；当变换器运行在过谐振区间时，电压增益的导函数值均为负，与 Q 的取值无关，电压增益保持单调递减；而运行在欠谐振区间时，随着 Q 的增大，电压增益导数在欠谐振区域内不恒小于零，导致电压增益曲线不再保持单调递减的特性。

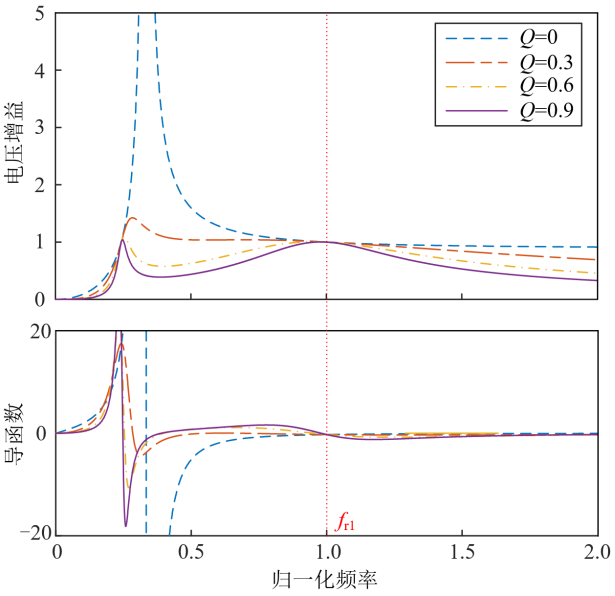


图 4　不同品质因数 Q 对电压增益的影响

Fig.4　Effect of different quality factors Q on voltage gain

2　控制方法

输入扰动下输出纹波抑制方法的控制框图如图 5 所示。其中，U_{ref}为输出给定电压；U_{inref}为输入电压参考值；LADRC(linear active disturbance rejection control)为线性自抗扰控制器，FLC(fuzzy logic controller)为模糊逻辑控制器，VCO(voltage controlled oscillator)为压控振荡器模块；$G_{vf}(s)$为 CLLLC 谐振变换器开关频率对输出电压的传递函数。

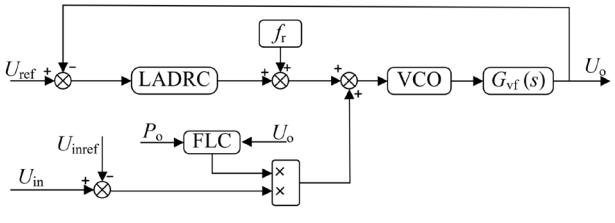


图 5　控制框图

Fig.5　Block diagram of control

2.1　系统传递函数与 PID 控制器设计

本文采用扫频法，得到 CLLLC 变换器频率对输出电压的传递函数[16]，如式(13)所示。

$$G_{\mathrm{vf}}=\frac{0.179\,8s^8-1.823\times10^4s^7-2.771\times10^8s^6-}{s^9+1.093\times10^4s^8+9.18\times10^7s^7+4.208\times10^{11}s^6+}\rightarrow$$
$$\leftarrow\frac{3.585\times10^{11}s^5-9.997\times10^{15}s^4-2\times10^{19}s^3-}{2.893\times10^{15}s^5+1.612\times10^{19}s^4+4.97\times10^{22}s^3+}\rightarrow \quad (13)$$
$$\leftarrow\frac{1.771\times10^{23}s^2-1.484\times10^{26}s-1.418\times10^{30}}{2.742\times10^{26}s^2+3.054\times10^{29}s+1.791\times10^{33}}$$

高阶系统的控制器设计很繁琐，需要对所控制的高阶系统进行降阶处理。将原来的高阶系统降阶为 2 阶系统，如式(14)所示。

$$G_{\mathrm{vf}}=\frac{-0.563\,5s-1.391\times10^4}{s^2+2\,750s+1.986\times10^7} \quad (14)$$

图 6 是降阶前后系统传递函数波特图，从图中可知，降阶后的传递函数和原传递函数在低频段重合，高频段相似，后续控制设计中可以使用降阶传递函数代替原传递函数进行电压环的设计。

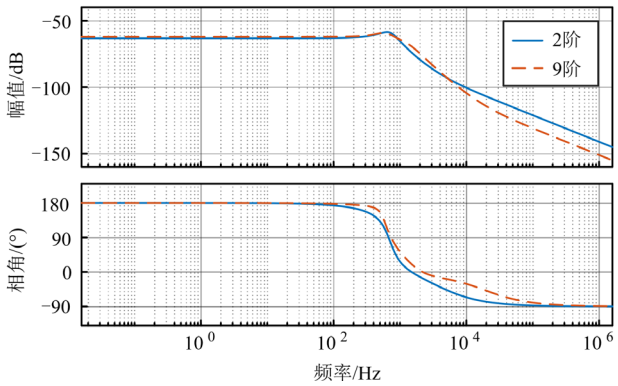


图 6 降阶前后传递函数波特图

Fig.6 Bode diagrams of transfer functions before and after order reduction

图 7 是降阶系统传递函数的零极点图分布图，CLLLC 谐振变换器在 709 Hz 处存在一对共轭极点−1 380±4 240i。

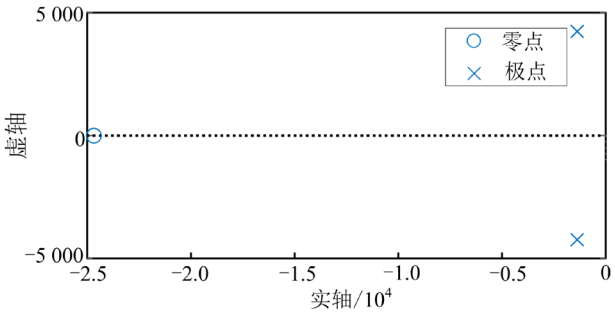


图 7 降阶系统的零极点图

Fig.7 Zero-pole diagrams for reduced-order systems

接下来对变换器使用比例-积分-微分(proportional integral derivative，PID)算法进行参数整定，PID 控制器对于单极点双零点系统，其零点可以自主整定。控制器的传递函数表达式为：

$$G_{\mathrm{PID}}=\frac{K_1(s+2\pi f_{z1})(s+2\pi f_{z2})}{s} \quad (15)$$

式中：K_1 为控制器参数。

将 PID 控制器的双零点配置于被控对象极点频率的 1/2 处以增强中频段增益，针对 CLLLC 谐振变换器 709 Hz 处的共轭极点，零点位置应设定为：

$$f_{z1}=f_{z2}=354.5\ \mathrm{Hz} \quad (16)$$

设计系统补偿后的开环传递函数的穿越频率 f_c=3 kHz，即：

$$G_{\mathrm{PID}}G_{\mathrm{vf}}\big|_{s=\mathrm{j}2\pi f_c}=1 \quad (17)$$

通过式(17)可以解得 K_1=−1.037，则 PID 控制器传递函数为：

$$G_{\mathrm{PID}}=\frac{-1.037s^2-4\,613s-5.13\times10^6}{s} \quad (18)$$

2.2 LADRC 控制器设计

图 8 为二阶 LADRC 的系统结构示意图，其核心包含基于比例微分环节(proportional derivative，PD)结构设计的线性状态误差反馈控制规律(linear state error feedback，LSEF)，以及线性扩张状态观测器。

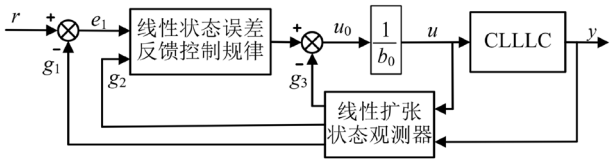


图 8 二阶 LADRC 控制器结构框图

Fig.8 Structure block diagram of second-order LADRC controller

根据式(14)可知，CLLLC 谐振变换器输出电压和频率是二阶传递函数，可以得到对应的系统微分方程：

$$\ddot{y}=bu+f(\dot{y},y,d,u) \quad (19)$$

式中：u 是输入，即为频率；y 是系统的输出，即为输出电压；b 为变换器增益，部分已知（已知部分记为 b_0）；d 为扰动，$f(\dot{y},y,d,u)$ 为系统总扰动。

对式(19)进行改写，得到：

$$\ddot{y}=-a_0y(t)-a_1\dot{y}(t)+(b-b_0)u(t)+b_0u(t)+d(t) \quad (20)$$

式中：a_0=1.986×10^7，a_1=2 750，b_0=1.391×10^4。

需要观测的总扰动为：

$$f=(b-b_0)u(t)+d(t) \quad (21)$$

选取式(22)作为状态变量：

$$\boldsymbol{x}=\begin{bmatrix}x_1\\x_2\\x_3\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}y\\\dot{y}\\f\end{bmatrix} \tag{22}$$

将式(20)写成状态空间方程形式：

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{B}u+\boldsymbol{C}\dot{f}\\ y=\begin{bmatrix}1&0&0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1&x_2&x_3\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\end{cases} \tag{23}$$

式中：$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}0&1&0\\0&0&1\\0&-a_0&-a_1\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix}0\\b_0\\-a_1b_0\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix}1\\0\\0\end{bmatrix}$。

相应的线性扩张状态观测器为：

$$\begin{cases}\begin{bmatrix}\dot{g}_1\\\dot{g}_2\\\dot{g}_3\end{bmatrix}=\boldsymbol{A}\begin{bmatrix}g_1\\g_2\\g_3\end{bmatrix}+\boldsymbol{B}u+\begin{bmatrix}l_1\\l_2\\l_3\end{bmatrix}(y-\hat{y})\\ \hat{y}=\begin{bmatrix}1&0&0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}g_1&g_2&g_3\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\end{cases} \tag{24}$$

令 $\boldsymbol{L}=\begin{bmatrix}l_1&l_2&l_3\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$ 是观测器误差反馈增益矩阵；$\boldsymbol{g}=\begin{bmatrix}g_1&g_2&g_3\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$ 为观测器状态变量矩阵。

将式(23)和式(24)相减，因为 f 未知，可以通过线性扩张状态观测器估计出来，所以忽略 f 后得到：

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\\dot{x}_2\\\dot{x}_3\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}\dot{g}_1\\\dot{g}_2\\\dot{g}_3\end{bmatrix}=\left(\boldsymbol{A}-\begin{bmatrix}l_1\\l_2\\l_3\end{bmatrix}\begin{bmatrix}1&0&0\end{bmatrix}\right)\left(\begin{bmatrix}x_1\\x_2\\x_3\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}g_1\\g_2\\g_3\end{bmatrix}\right)= \tag{25}$$

$$(\boldsymbol{A}-\boldsymbol{L}\boldsymbol{C}^{\mathrm{T}})(\boldsymbol{x}-\boldsymbol{g})$$

其中，$\boldsymbol{A}-\boldsymbol{L}\boldsymbol{C}^{\mathrm{T}}$ 的特征多项式为：

$$f(\lambda)=\lambda^3+(a_1+l_1)\lambda^2+(a_1l_2+a_0)\lambda+l_3 \tag{26}$$

为确保观测器误差稳定，则要求式(26)的特征根均位于复平面的左侧，根据带宽法，把线性观测器特征方程的特征值统一配置于$-\omega_0$处，得到：

$$f(\lambda)=(\lambda+\omega_0)^3 \tag{27}$$

通过式(26)和式(27)，可以求解出 $\boldsymbol{L}$：

$$\boldsymbol{L}=\begin{bmatrix}l_1\\l_2\\l_3\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}3\omega_0-a_1\\3\omega_0^2-3a_1\omega_0-a_0+a_1^2\\\omega_0^3-3a_1\omega_0^2+3(a_1^2-a_0)+2a_1a_0-a_1^3\end{bmatrix} \tag{28}$$

接着线性状态反馈控制规律环节进行设计，因为线性扩张状态观测器(linear extended state observer，LESO)可以对系统扰动实时估计并进行补偿，所以传统 PID 抑制静态误差的积分环节不再需要，LSEF 得以简化为比例-微分形式。

对于二阶系统，当采用线性扩张状态观测器时，对应的线性自抗扰控制中 PD 控制器可设计为：

$$u=\frac{k_{\mathrm{p}}(r-g_1)-k_{\mathrm{d}}g_2-g_3}{b_0} \tag{29}$$

式中：r 是给定参考值。

此时，系统被补偿为：

$$\ddot{y}=k_{\mathrm{p}}(r-g_1)+k_{\mathrm{d}}(\dot{r}-g_2)-g_3+f \tag{30}$$

用 $k_{\mathrm{d}}g_2$ 代替 $k_{\mathrm{d}}(\dot{r}-g_2)$，无需对设定值进行微分运算，有效抑制了因设定值突变引发的系统震荡。得到线性误差反馈控制律为：

$$u_0=k_{\mathrm{p}}(r-g_1)-k_{\mathrm{d}}g_2 \tag{31}$$

根据带宽法，令 $k_{\mathrm{p}}=\omega_{\mathrm{c}}^2$，$k_{\mathrm{d}}=2\omega_{\mathrm{c}}$。其中 ω_{c} 为控制器的带宽。

最后根据所求 PID 控制器参数值，采用频域拟合的方法求取 LADRC 控制器参数值。通过文献[17]得到二阶 LADRC 传递函数为：

$$G_{\mathrm{LADRC}}(s)=\frac{(3\omega_{\mathrm{c}}^2\omega_0+6\omega_{\mathrm{c}}\omega_0^2+\omega_0^3)s^2}{b(s^3+(2\omega_{\mathrm{c}}+3\omega_0)s^2+(\omega_{\mathrm{c}}^2+6\omega_{\mathrm{c}}\omega_0+\omega_0^2)s)}+\frac{(3\omega_{\mathrm{c}}^2\omega_0^2+2\omega_{\mathrm{c}}\omega_0^3)s+\omega_{\mathrm{c}}^2\omega_0^3}{b(s^3+(2\omega_{\mathrm{c}}+3\omega_0)s^2+(\omega_{\mathrm{c}}^2+6\omega_{\mathrm{c}}\omega_0+\omega_0^2)s)} \tag{32}$$

为实现 LADRC 与 PID 控制器在低频区域积分增益一致，中频区域内有相似的幅频特性，需要在预设带宽内使 LADRC 的传递函数逼近 PID 的传递函数，根据文献[18]方法，结合式(33)，可得到 LADRC 控制器的参数为：ω_{c}=9 152，ω_0=4 500，b=−4 400。

$$\begin{cases}|G_{\mathrm{PID}}(\mathrm{j}\omega_1)|_{\omega_1}=|G_{\mathrm{LADRC}}(\mathrm{j}\omega_1)|_{\omega_1}=\\ \qquad\dfrac{\omega_{\mathrm{c}}^2\omega_0^3}{b(\omega_{\mathrm{c}}^2+6\omega_{\mathrm{c}}\omega_0+3\omega_0^2)}\\ G_{\mathrm{PID}}(\mathrm{j}\omega_i)=G_{\mathrm{LADRC}}(\mathrm{j}\omega_i)\end{cases} \tag{33}$$

式中：ω_1是低频增益一致下的频率点；$\omega_i(i=2,3,\cdots)$是中频段的频率点。

图 9 为 PID 与 LADRC 的波特图，PID 控制器与 LADRC 控制器在中低频段有相似的响应特性，这表明通过频域拟合设计的 LADRC 控制器，保留

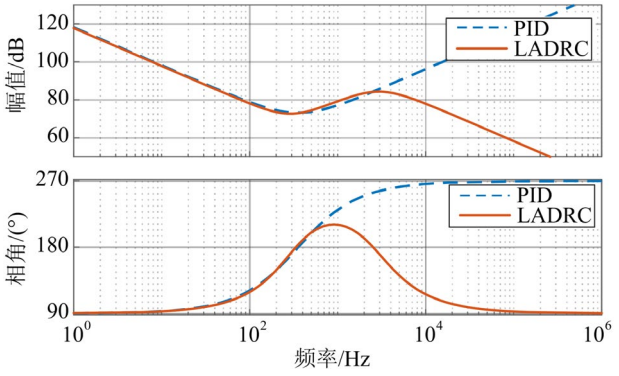


图 9　PID 与 LADRC 的波特图

Fig.9　Bode diagrams of PID versus LADRC controllers

了 PID 控制器在中低频区域的控制性能。LADRC 控制器在高频段幅频特性下降更迅速，使系统抗干扰性能更好。

2.3 模糊前馈控制

在 CLLLC 谐振变换器运行时，因为 Q 随着输出功率和输出电压的变化而变化，与输出电压的平方成反比，与输出功率成正比，所以电压增益曲线也随着 Q 的变化而变化，这导致电压增益是时变的，且电压增益曲线本身存在较强的非线性，使得采用前馈控制不能有效匹配电压增益曲线的变化。

根据式(6)、式(9)和不同的 P_0、U 对电压增益的影响，得到输入扰动对归一化频率 f_n 影响关系图，如图 10 和图 11 所示，因为电压增益是输出电压与输入电压之比，所以输入电压波动可以等价于图中 ΔU_{in}，前馈控制对输入扰动的补偿最终结果为改变开关频率，所以图中 Δf 的大小可以等价为前馈控制应该补偿的开关频率大小。

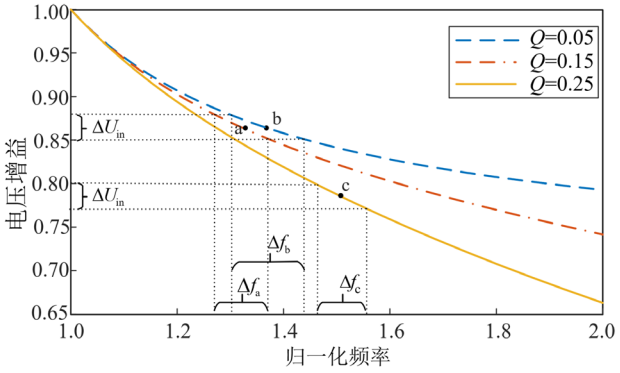


图 10 过谐振区域内输入扰动对归一化频率的影响关系图

Fig.10 Characteristics of normalized frequency versus input disturbance in over-resonant region

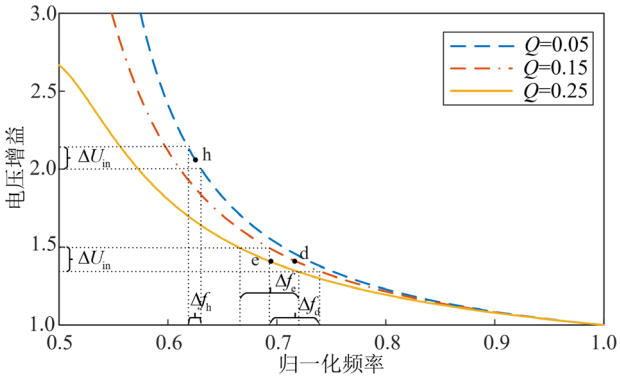


图 11 欠谐振区域内输入扰动对归一化频率的影响关系图

Fig.11 Characteristics of normalized frequency versus input disturbance in under-resonant region

过谐振区域内输入扰动对归一化频率的影响关系如图 10 所示，当变换器工作在过谐振模式时，输出电压保持不变，因输出功率减少，Q 也随之变小，导致变换器工作区域由 a 点变换到 b 点，在这 a、b 两处工作点，加入相同的输入扰动 ΔU_{in}，对应的归一化频率变化范围为 $\Delta f_a<\Delta f_b$，也就是相同的输入扰动下，b 点前馈补偿系数应该大于 a 点的前馈补偿系数。当输出电压减小，输出功率不变，Q 增加，导致变换器工作区域由 a 点变化到 c 点时，加入相同的输入扰动 ΔU_{in}，对应的归一化频率变化范围为 $\Delta f_a>\Delta f_c$，此时 a 点前馈补偿系数应该大于 c 点。

欠谐振区域内输入扰动对归一化频率的影响关系如图 11 所示，当变换器工作在欠谐振模式时，输出电压保持不变，因输出功率减少，Q 也随之变小，导致变换器工作区域由 e 点变换到 d 点，加入相同的输入扰动 ΔU_{in}，对应的归一化频率变化范围为 $\Delta f_e>\Delta f_d$，也就是相同的输入扰动下，e 点前馈补偿系数应该大于 d 点的前馈补偿系数。当输出电压变大时，输出功率不变，Q 减小，导致变换器工作区域由 d 点变化到 h 点时，在相同的输入扰动 ΔU_{in}，对应的归一化频率变化范围为 $\Delta f_d>\Delta f_h$，此时 d 点的前馈补偿系数应该大于 h 点。

综上所述，可以得到变换器前馈补偿的控制规律，当变换器工作在过谐振模式时，随着输出电压的减小，前馈补偿系数减小，随着输出功率的减小，前馈补偿系数增加；当变换器工作在欠谐振模式时，随着输出电压的增加，前馈补偿系数减小，随着输出功率的减小，前馈补偿系数减小。

根据以上控制规律，使用 MATLAB 中 Fuzzy 模块对模糊控制器进行设计，引入输出电压和输出功率作为模糊控制器输入，在电压补偿模糊控制器设计中，根据电压增益曲线变化的速率，把输出电压按欠谐振和过谐振工作模式划分为 11 区。过谐振工作区对应模糊规则如表 1 所示，欠谐振工作区对应模糊规则如表 2 所示，对应的隶属函数如图 12 所示。其中，S 是 Small，M 是 Middle，B 是 Big，Z 是 Zero，P 是 Positive，N 是 Negative。正负标注是输出隶属函数的不同区域。当变换器工作在满载，且输出电压为 40 V、48 V 和 60 V 的情况下，分别通过仿真模型加寻优方法对前馈系数进行自适应调整，并选取输出电压纹波大小作为适应度函数，得到对应的电压补偿前馈系数，选取最大值和最小值

作为模糊控制器输出的论域，即电压补偿前馈系数值域为[60, 160]。

表 1　过谐振工作区对应模糊规则

Table 1　Fuzzy rules for over-resonant operating region

输入隶属函数	SS	SM	SB	MS	Z
输出隶属函数	NS−	NS+	PS	PM−	PM+

表 2　欠谐振工作区对应模糊规则

Table 2　Fuzzy rules for under-resonant operating region

输入隶属函数	MM	MB	BS	BM	BB	B+
输出隶属函数	NM−	NM−	NM+	NS	PS−	PS+

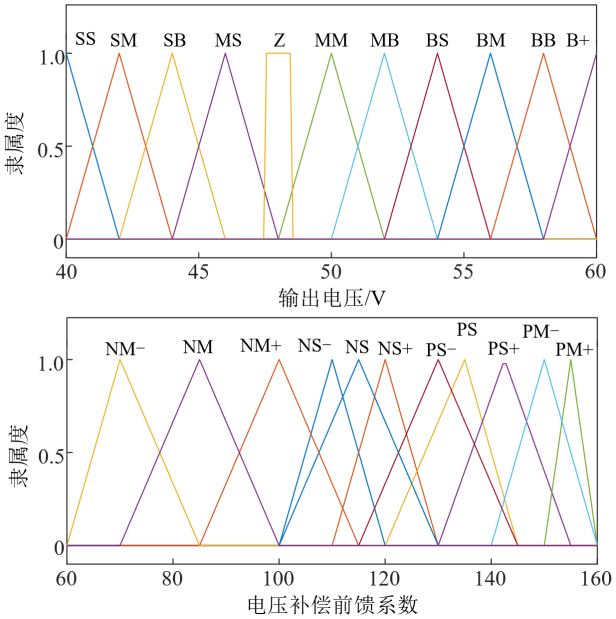


图 12　输出电压与电压补偿前馈系数隶属函数

Fig.12　Membership functions of output voltage and voltage compensation feedforward coefficient

在功率补偿模糊控制器中，根据功率大小分为 3 个区域，同时根据电压增益曲线变化率，将输出电压分为 7 个区域，采用“if A and B，then C”的推理方法，可以得到 21 条模糊规则，如表 3 所示，输入规则对应隶属函数如图 13 所示，功率补偿前馈系数对应隶属函数如图 14 所示，同理，在输出功率为轻载和满载以及在输出电压为 40 V 和 60 V 的情况下，通过仿真模型加寻优方法对前馈系数进行自适应调整，并选取输出电压纹波大小作为适应度函数，得到对应的功率补偿前馈系数，选取最大值和最小值作为模糊控制器输出的论域，即功率补偿前馈系数值域为[−60, 60]。

表 3　功率补偿模糊规则

Table 3　Fuzzy rules for power compensation

输入隶属函数		输出隶属函数						
		NB(U_o)	NM(U_o)	NS(U_o)	Z(U_o)	PS(U_o)	PM(U_o)	PB(U_o)
P_o	S	PB−	PB	PB+	ZE	NB+	MB	NB−
	M	PM−	PM	PM+	ZE	NM+	NM	NM−
	B	PM−	PS	PS+	ZE	NS+	NS	NS−

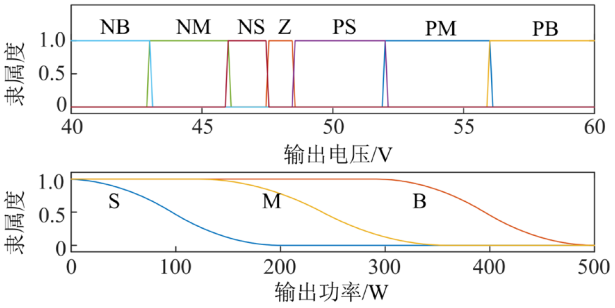


图 13　输入规则对应隶属函数

Fig.13　Membership functions for input rules

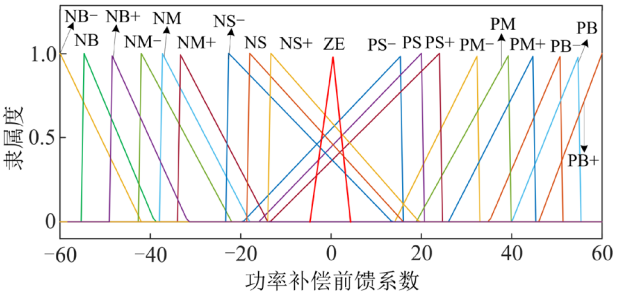


图 14　功率补偿前馈系数对应隶属函数

Fig.14　Membership functions for power compensation feed-forward coefficient

采用重心法进行解模糊，将功率补偿系数和电压补偿系数相加，得到前馈补偿系数，如图 15 所示，从电压变化的角度来看，随着输出电压的增加，在 40~48 V 的范围内，前馈补偿系数增加，在 48~60 V 范围内，前馈补偿系数减小。从输出功率变化的角度来看，当输出电压小于 48 V 时，随着输出功率的增加前馈补偿系数减小，当输出电压大于 48 V 时，随着输出功率的增加前馈补偿系数增加。这与上述前馈控制规律一致。

3　仿真分析

为验证本文所提 CLLLC 纹波抑制方法，对 CLLLC 谐振变换器进行设计，CLLLC 谐振变换器

参数如表 4 所示。根据设计参数，在 MATLAB 的 Simulink 模块中进行仿真分析。

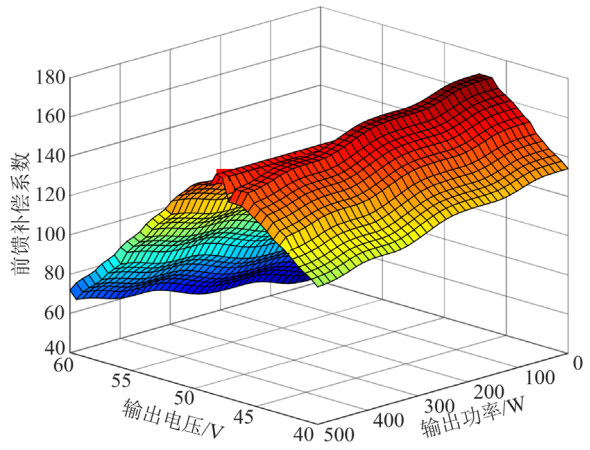


图 15 前馈补偿系数随 P_o 和 U_o 变化趋势

Fig.15 Variation characteristics of feedforward coefficient versus P_o and U_o

表 4 CLLLC 谐振变换器参数

Table 4 Parameters of CLLLC resonant converter

项目	参数	项目	参数
输入电压 U_{in}/V	370~390	k	3
额定输入电 U_{in_rate}/V	380	Q	0.4
输出电压 U_o/V	40~60	L_{r1}/μH	298
额定输出电压 U_{o_rate}/V	48	L_{r2}/μH	4.755 7
谐振频率 f_r/kHz	50	L_m/μH	894
开关频率 f_s/kHz	30~100	C_{r1}/nF	33.99
额定输出功率 P_o/W	500	C_{r2}/μF	2.130 5

直流母线瞬时电压波动等效为阶跃输入扰动，验证在阶跃输入扰动下本文所提控制方法的有效性，分别在轻载(100 W)与满载(500 W)工况下，对 PID 控制与 LADRC+FLC 控制方法进行了仿真对比分析。

满载工况下阶跃扰动输入时的输出电压仿真对比如图 16 所示。

满载情况相应的最大输出电压波动如表 5 所示仿真结果表明，CLLLC 谐振变换器处于不同工作模态时，PID 控制方法对输入电压扰动的动态响应存在显著差异，只能在特定输出电压区间对输入电压阶跃扰动有较好的抑制效果，而 LADRC+FLC 控制方法在变换器处于不同工作模态时，都可以有效抑制阶跃扰动输入对输出电压的影响，输出电压波动不大于 0.12 V。

轻载工况下阶跃扰动输入时的输出电压仿真对比如图 17 所示，相应的最大输出电压波动如表 6 所示，仿真结果表明，相比于 PID 控制方法，

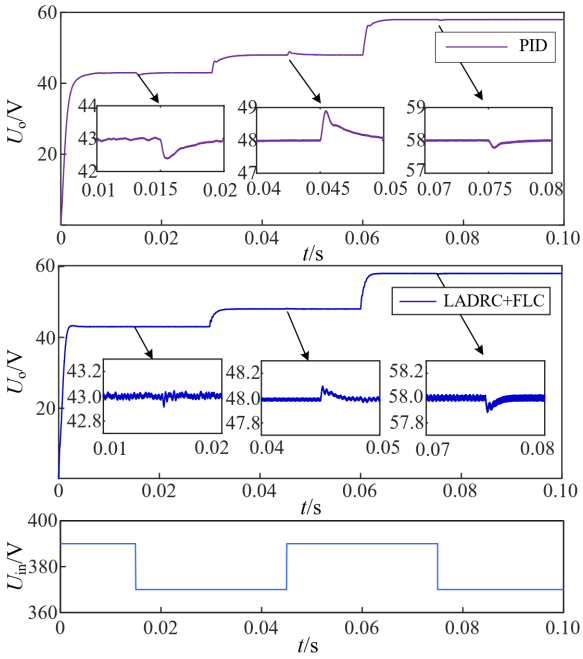


图 16 满载阶跃扰动输入时的输出电压仿真对比图

Fig.16 Simulation comparison of output voltage under full-load step input disturbance

表 5 满载阶跃扰动输入时的输出电压最大波动

Table 5 Maximum output voltage fluctuation under full-load step input disturbance

控制方法	最大输出电压波动/V		
	过谐振	谐振点	欠谐振
PID	0.8	0.9	0.25
LADRC+FLC	0.08	0.12	0.11

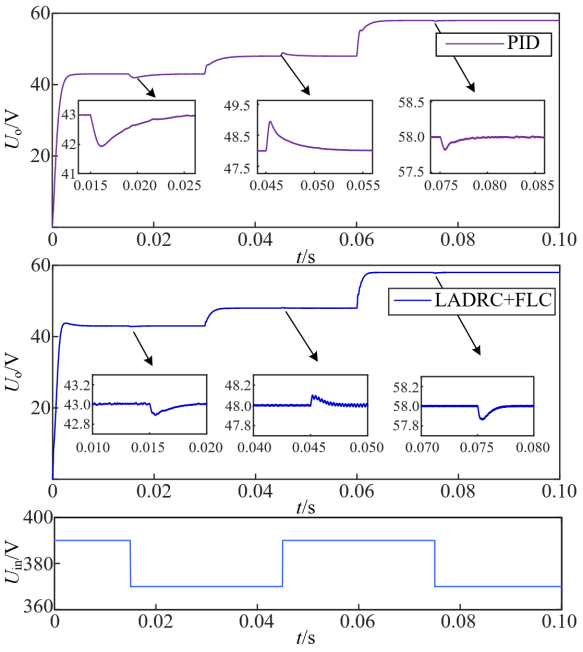


图 17 轻载阶跃扰动输入时的输出电压仿真对比图

Fig.17 Simulation comparison of output voltage under light-load step input disturbance

表 6　轻载阶跃扰动输入时的输出电压最大波动

Table 6　Maximum output voltage fluctuation under light-load step input disturbance

控制方法	最大输出电压波动/V		
	过谐振	谐振点	欠谐振
PID	1.1	0.75	0.2
LADRC+FLC	0.12	0.11	0.14

LADRC+FLC 控制方法在 CLLLC 变换器处于不同工作模态时，都可以有效抑制阶跃扰动输入对输出电压的影响，输出电压最大波动为 0.14 V。从功率变化角度对仿真结果进行分析，在相同的输入扰动和控制相同输出电压的情况下，PID 控制方法在轻载下的输出电压纹波明显大于满载，而加入功率前馈补偿的 LADRC+FLC 控制方法，在满载和轻载输出电压最大波动都较小，且相差不大，验证了模糊前馈设计的有效性。

两级式 AC/DC 变换器前级通常采用 PFC 变换器，由于 PFC 的使用，使 CLLLC 谐振变换器的输入电压存在二倍电网频率的电压扰动，其大小与输出功率正相关，文献[19]给出详细推导过程，本文不在赘述。为进一步验证本文所提控制方法在上述场景的适应性，仿真中引入二倍电网频率的正弦输入电压扰动，分别在轻载与满载工况下，对不同控制方法进行了仿真对比分析。满载正弦扰动输入时的输出电压仿真对比如图 18 所示。

图 18 中，CLLLC 谐振变换器满载工作，输入电压以二倍电网频率在 370 V 至 390 V 之间正弦变化。变换器在 3 种工作模态下，分别进行不同控制方法的仿真对比，包括 PID 控制和 LADRC+FLC 控制，表 7 列出了各控制方法下的输出电压纹波情况。仿真结果表明，在采用 PID 控制且未引入前馈补偿的情况下，系统输出电压纹波较大；在不同工作模态下，对输入电压扰动的抑制效果存在显著差异，相比之下，采用 LADRC+FLC 控制方法后，系统输出电压纹波显著降低，所有运行模态下均小于 0.1 V。

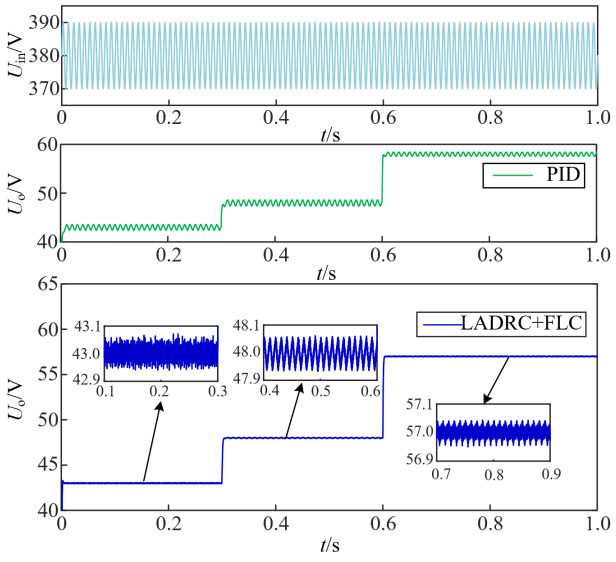


图 18　满载正弦输入扰动时的输出电压仿真对比图

Fig.18　Simulation comparison of output voltage under full-load sinusoidal disturbance

表 7　满载正弦扰动输入时的输出电压纹波

Table 7　Output voltage ripple under full-load sinusoidal input disturbance

控制方法	输出电压纹波/V		
	谐振点	过谐振	欠谐振
PID	1.21	1.24	1.01
LADRC+FLC	0.06	0.08	0.04

轻载正弦扰动输入时的输出电压仿真对比如图 19 所示，CLLLC 谐振变换器输入电压以二倍电网频率在 378 V 至 382 V 之间正弦变化，表 8 列出了各控制方法下的输出电压纹波情况。仿真结果表明。相比 PID 控制方法，采用 LADRC+FLC 控制方法后，系统输出电压纹波显著降低，在所有运行模态下均小于 0.1 V，可以有效降低正弦扰动输入下的输出电压纹波。

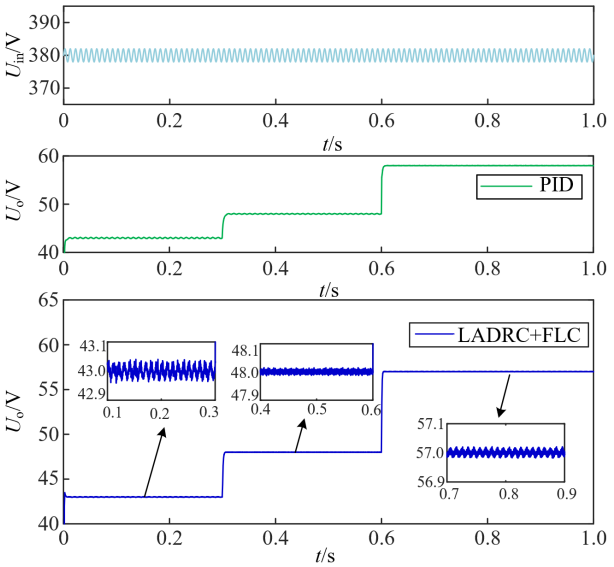


图 19　轻载正弦扰动输入时的输出电压仿真对比图

Fig.19　Simulation comparison of output voltage under light-load sinusoidal input disturbance

表 8 轻载正弦扰动输入时的输出电压纹波

Table 8 Output voltage ripple under light-load sinusoidal input disturbance

控制方法	输出电压纹波/V		
	谐振点	过谐振	欠谐振
PID	0.27	0.32	0.21
LADRC+FLC	0.03	0.04	0.02

结合上述仿真分析结果可知，在输入电压发生阶跃或正弦扰动的情况下，变换器在不同工况与不同运行模态，本文所提出的控制方法相较于 PID 控制，可以有效的抑制输出输入电压扰动下输出电压纹波，并且在提升变换器动态性能方面表现出更加优异的效果。

4 实验验证

根据表 9 参数设计完成了 CLLLC 谐振变换器的制作，并搭建如图 20 所示的实验平台，进行本文所提控制方法实验验证。

表 9 CLLLC 谐振变换器实验参数

Table 9 Experimental parameters of CLLLC resonant converter

项目	参数	项目	参数
输入电压 U_{in}/V	370~390	k	3
额定输入电 U_{in_rate}/V	380	Q	0.4
输出电压 U_o/V	40~60	L_{r1}/μH	298
额定输出电压 U_{o_rate}/V	48	L_{r2}/μH	4.8
谐振频率 f_r/kHz	50	L_m/μH	894
开关频率 f_s/kHz	30~100	C_{r1}/nF	34(33+1)
额定输出功率 P_o/W	500	C_{r2}/μF	2.14(3×0.68+0.1)
输入电容 C_{bus}/μF	240 (2×120)	输出电容 C_o/μF	940 (2×470)

图 21 是阶跃扰动输入下满载输出电压实验波形图，图 22 是阶跃扰动输入下轻载输出电压实验波形图。当 CLLLC 谐振变换器满载运行，工作在过谐振和欠谐振时，输入电压由 390 V 突降为 370 V；工作在谐振点时，输入电压由 370 V 跃升为 390 V。PID 控制时，输出电压最大波动为 1.8 V。当变换器工作在轻载时，输入电压跳变同上。在变换器工作在轻载或者满载时，相比于 PID 控制，LADRC+FLC 复合控制输出电压最大波动不高于 0.3 V。因此，相比 PID 控制，LADRC+FLC 复合控制在各工作模态下均显著降低了输出电压波动幅值，对阶跃输入电压扰动表现出更强的抑制能力。

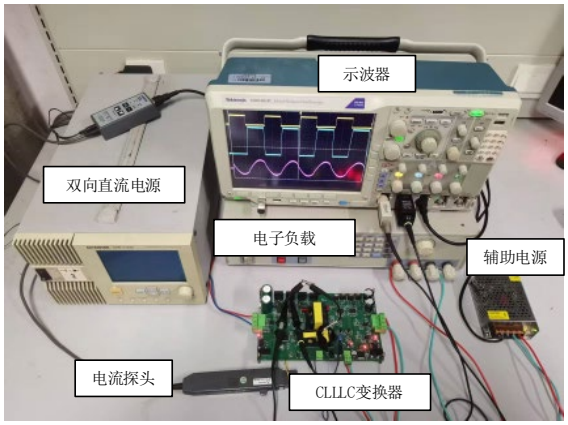
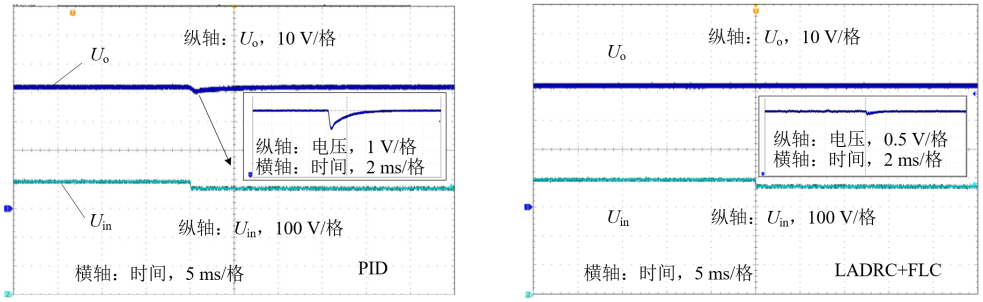


图 20 CLLLC 谐振变换器实验平台

Fig.20 Experimental prototype of CLLLC resonant converter

在正弦扰动输入下，LADRC+FLC 与 PID 控制的输出电压纹波对比实验结果如图 23 所示。实验结果表明，在过谐振状态下，输出电压纹波从 1.32 V 降至 0.18 V；在谐振点运行时，纹波从 1.27 V 下降至 0.16 V；在欠谐振工作状态下，输出电压纹波由 PID 控制下的 1.24 V 降低至 0.15 V。实验结果表明，LADRC+FLC 复合控制方法可以有效降低输出电压纹波。



(a) 过谐振

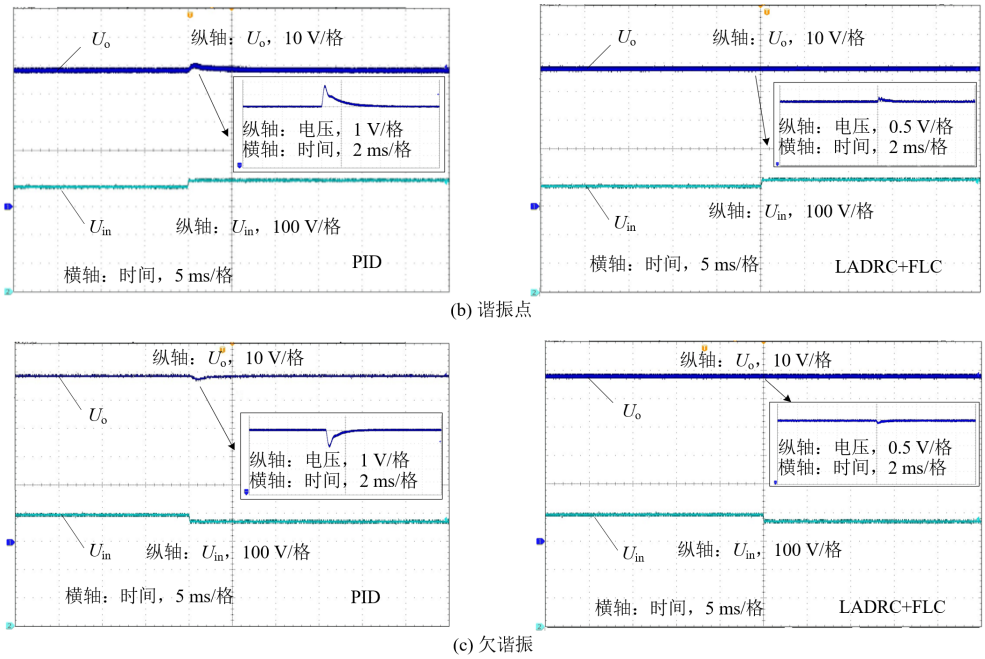


图 21　阶跃扰动输入满载输出电压实验波形图

Fig.21　Full-load output voltage experimental waveform at step disturbance input

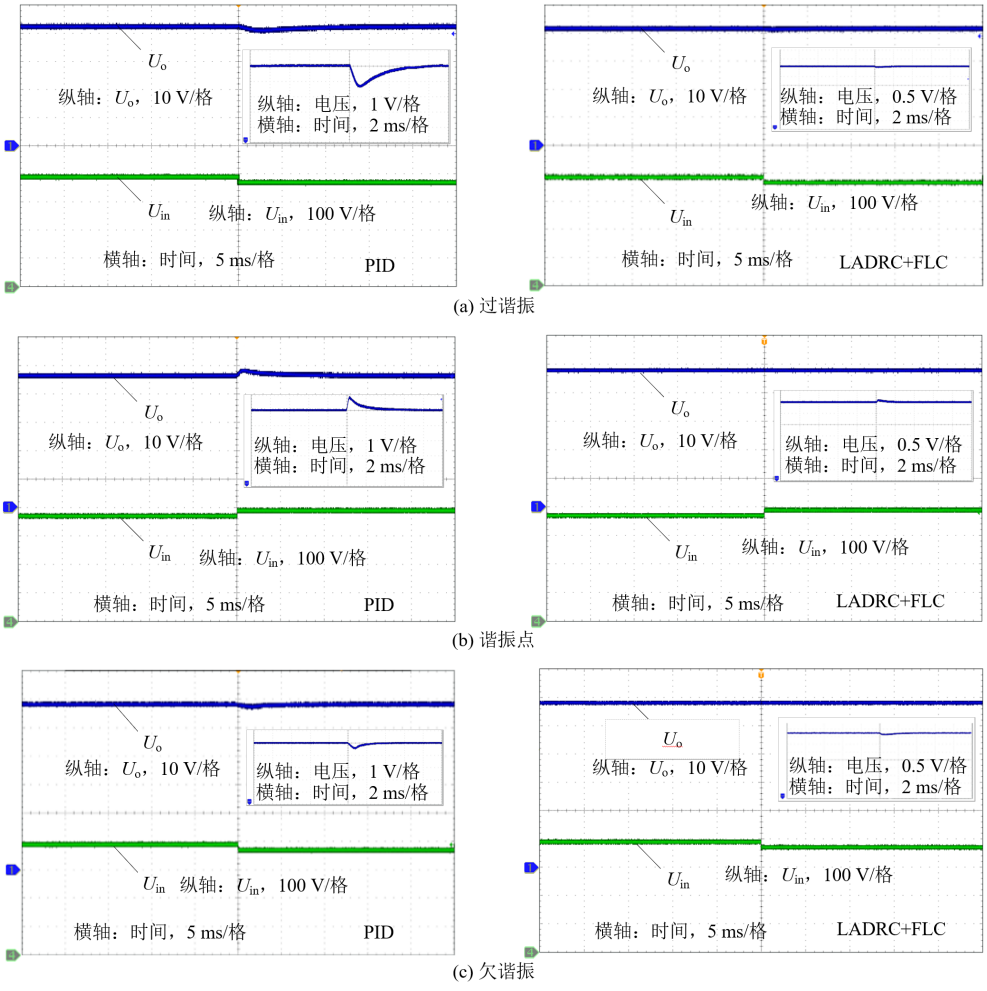


图 22　阶跃扰动输入轻载输出电压实验波形图

Fig.22　Light-load output voltage experimental waveform at step disturbance input

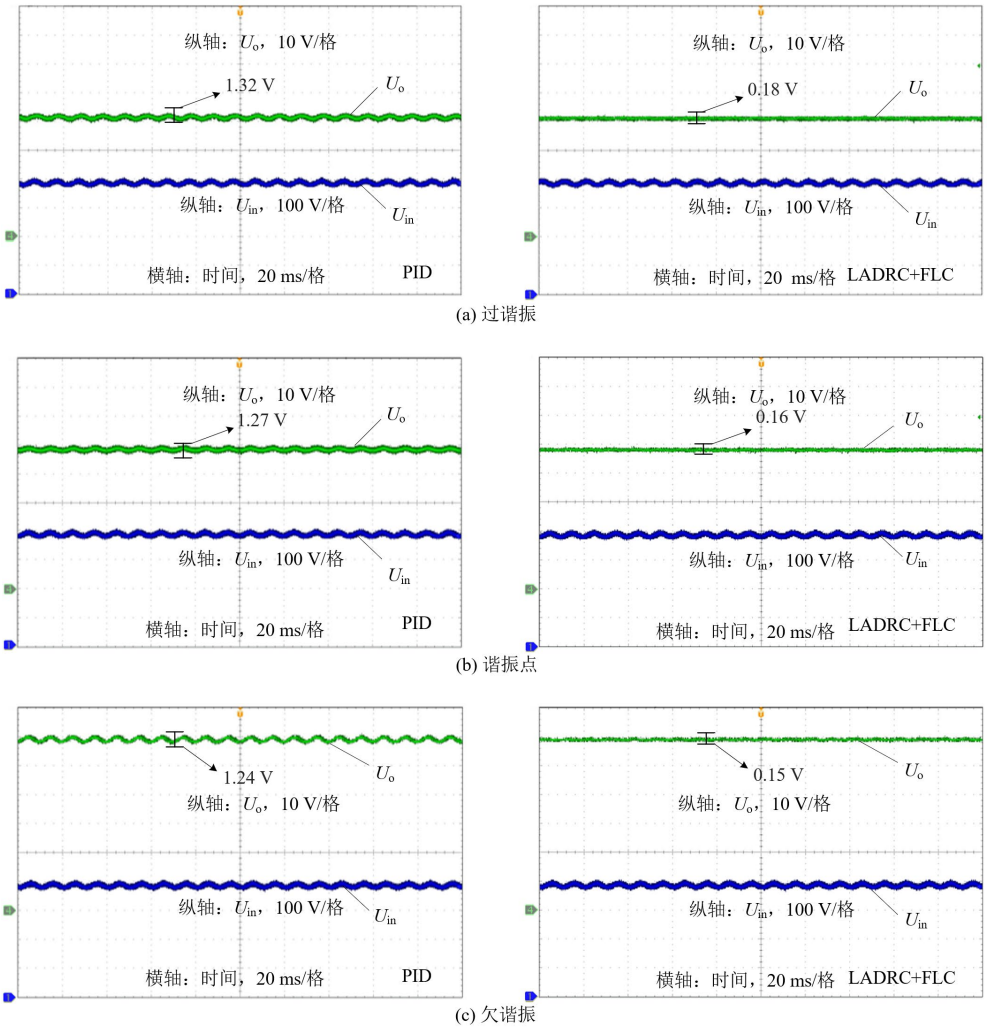


图 23　正弦扰动输入下的输出电压实验波形图

Fig.23　Experimental waveforms of output voltage under sinusoidal input disturbance

5　结论

针对 CLLLC 谐振变换器因输入电压存在较大波动，导致输出电压纹波较大的问题，本文提出线性自抗扰加模糊前馈的控制方法，通过以上分析可以得出如下结论：

1）根据自抗扰控制原理设计了 LADRC 控制器，相比于 PID 控制器，LADRC 控制器在 CLLLC 谐振变换器面对输入电压扰动时，输出电压波动更小，响应速度更快，拥有更好的动态性能。

2）在考虑输出电压和输出功率对电压增益曲线影响的基础上，解析了输入电压变化对 CLLLC 谐振变换器输出电压的影响机理，采用模糊前馈的控制方法有效抑制了输入电压变化对输出电压纹波的影响。

3）仿真和实验结果表明，CLLLC 谐振变换器在输入电压发生阶跃或正弦扰动的情况下，LADRC+FLC 控制方法可以有效抑制输出电压纹波，验证了本文所提控制方法的有效性。

参考文献　References

[1] 王建渊，郭俊玲，闫瑾，等. 基于 CLLLC 变频扩展移相分段调制的宽增益车载充电机研究[J]. 电工技术学报，2025，40(18)：5998-6013.
WANG Jianyuan, GUO Junling, YAN Jin, et al. Research on wide gain vehicle charger based on CLLLC frequency conversion extended phase shift segment modulation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(18): 5998-6013.

[2] 颜湘武，郭晨阳，曹先强. 应用于储能系统的 CLLLC 谐振变换器控制策略研究[J]. 华北电力大学学报(自然科学版)，2024，51(4)：103-113，123.
YAN Xiangwu, GUO Chenyang, CAO Xianqiang. Research on control strategy of CLLLC resonant converter applied in energy storage system[J]. Journal of North China Electric Power University (Natural

Science Edition), 2024, 51(4): 103-113, 123.

[3] 朱帝，裴忠晨，刘闯，等. 高频隔离型 AC-DC 环节直流侧阻抗建模与稳定分析[J]. 高电压技术，2021，47(3)：953-962.
ZHU Di, PEI Zhongchen, LIU Chuang, et al. DC side impedance modeling and stability analysis of high frequency isolated AC-DC link[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(3): 953-962.

[4] 王坤放，何晋伟，董增波，等. 面向低压大容量直流供电的混合型 AC/DC 接口变流器解耦控制[J]. 高电压技术，2023，49(12)：5133-5141.
WANG Kunfang, HE Jinwei, DONG Zengbo, et al. Decoupling control of hybrid AC/DC interface converter for low-voltage large-capacity DC power supply[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(12): 5133-5141.

[5] 马溪原，王鹏宇，杨铎炯，等. 基于有限时间事件驱动协同的微电网频率恢复和荷电状态平衡控制[J]. 高电压技术，2024，50(12)：5457-5467.
MA Xiyuan, WANG Pengyu, YANG Duotong, et al. Finite-time event-driven microgrid secondary frequency regulation and state of charge balance control[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(12): 5457-5467.

[6] FUKUSHIMA K, NORIGOE I, SHOYAMA M, et al. Input current-ripple consideration for the pulse-link DC-AC converter for fuel cells by small series LC circuit[C]//Proceedings of the 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Washington, USA: IEEE, 2009: 447-451.

[7] DU Q X, GAO L, LI Q H, et al. Harmonic reduction methods at DC side of parallel-connected multipulse rectifiers: a review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 2768-2782.

[8] 王立乔，王海旭，崔舒敏，等. 串联型功率解耦型无电解电容 PFC 电路[J]. 中国电机工程学报，2019，39(17)：5195-5204.
WANG Liqiao, WANG Haixu, CUI Shumin, et al. A new series compensation control strategy of power factor corrector without electrolytic capacitor by power decoupling[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(17): 5195-5204.

[9] 李向恒，郝瑞祥，游小杰. 基于功率解耦的无桥 PFC 变换器[J]. 电力电子技术，2018，52(4)：84-87.
LI Xiangheng, HAO Ruixiang, YOU Xiaojie. A bridgeless PFC converter with power decoupling[J]. Power Electronics, 2018, 52(4): 84-87.

[10] SONG B C, LI H. 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: IEEE, 2023: 480-485.

[11] ZHOU G J, RUAN X B, WANG X H. Input voltage feed-forward control strategy for cascaded DC/DC converters with wide input voltage range[C]//2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia). Hefei, China: IEEE, 2016: 603-608.

[12] 符佳露，陈秀军，陈鹏. CLLLC 谐振式双向 DC-DC 变换器前馈控制策略设计[J]. 广西电力，2023，46(6)：33-38，53.
FU Jialu, CHEN Xiujun, CHEN Peng. Design of a feedforward control strategy for CLLLC resonant bidirectional DC-DC converter[J]. Guangxi Electric Power, 2023, 46(6): 33-38, 53.

[13] 贺虎成，李凯凯，王承海，等. 两级式 AC-DC 变换器母线电压纹波前馈控制方法[J]. 高电压技术，2025，51(2)：816-827.
HE Hucheng, LI Kaikai, WANG Chenghai, et al. Bus voltage ripple feedforward control method of two-stage AC-DC converters[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(2): 816-827.

[14] 廖嘉睿，杭丽君，但志敏，等. 宽范围 CLLLC 双向同步整流数字控制方法[J]. 电工技术学报，2022，37(14)：3632-3642.
LIAO Jiarui, HANG Lijun, DAN Zhimin, et al. Digital control method of wide-range CLLLC bidirectional synchronous rectification[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(14): 3632-3642.

[15] 刘宝泉，韩猛，王伟. 原边串联型 LLC 变换器拓扑及其频率自适应追踪方法[J]. 高电压技术，2023，49(12)：5114-5125.
LIU Baoquan, HAN Meng, WANG Wei. Primary-side series-connected LLC converter topology and its frequency-adaptive tracking method[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(12): 5114-5125.

[16] 徐俊杰. 车载充电机用双向 CLLLC 谐振变换器的研究[D]. 哈尔滨：哈尔滨工程大学，2023.
XU Junjie. Research on bidirectional CLLLC resonant converter for on board charger[D]. Harbin, China: Harbin Engineering University, 2023.

[17] LIN P, WU Z, FEI Z Y, et al. A generalized PID interpretation for high-order LADRC and cascade LADRC for servo systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(5): 5207 -5214.

[18] 吴艳娟，王宏森，王云亮. 采用金豺优化的 LLC 谐振变换器自抗扰稳压控制[J]. 重庆理工大学学报(自然科学)，2024，38(4)：266-274.
WU Yanjuan, WANG Hongsen, WANG Yunliang. Active disturbance rejection regulation control of LLC resonant converter based on golden jackal optimization algorithm[J]. Journal of Chongqing University of Technology (Natural Science), 2024, 38(4): 266-274.

[19] 黄棋伟. 单相两级式 AC-DC 变换器的谐波抑制控制策略[D]. 重庆：重庆大学，2022.
HUANG Qiwei. Harmonic suppression control strategy of single-phase two-stage AC-DC converter[D]. Chongqing, China: Chongqing University, 2022.



贺虎成
1977—，男，博士，教授
主要从事电能质量分析与抑制，电力电子技术，智能自动化装置，运动控制技术方面的研究工作
E-mail: hhch1@126.com

HE Hucheng
Ph.D., Professor



翟　恒(通信作者)
1999—，男，硕士生
主要从事电力电子技术方面的研究工作
E-mail: rc182399@163.com

ZHAI Heng
Corresponding author

收稿日期　2025-08-11　在线出版日期　2025-12-26　　编辑　陈　蔓