DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.6.1　　**中图分类号**：TM46　　**文献标志码**：A

LLC 谐振变换器电荷自抗扰控制策略研究

陈宗祥，赵欣雨，张武林，刘　康，李　松
(安徽工业大学电气与信息工程学院，马鞍山 243032)

摘要：针对LLC谐振变换器在动态需求较高、负载变化频繁的应用场合，难以兼顾动态性能和抗扰动能力的问题，提出1种电荷自抗扰控制策略。该方法是通过采集谐振电容电压对谐振变换器的内环进行电荷控制，并在外环引入自抗扰控制来构成双闭环控制的复合控制策略。通过推导LLC谐振变换器谐振电容电压与谐振电流的关系，利用电荷控制方法设计变换器电压内环的控制器参数，并基于线性化自抗扰控制对电压外环控制器进行设计，进一步提高系统整体的抗干扰能力。设计并搭建了1台额定功率300 W的实验样机，通过与传统PID-PI控制进行对比实验，验证了改进控制策略的可行性与有效性。

关键词：LLC谐振变换器；自抗扰控制；电荷控制；动态响应

Research on Charge Active Disturbance Rejection Control Strategy for LLC Resonant Converter

CHEN Zongxiang, ZHAO Xinyu, ZHANG Wulin, LIU Kang, LI Song
(School of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Technology, Ma'anshan 243032, China)

Abstract: Aimed at the problem that it is difficult for an LLC resonant converter to strike a balance between its dynamic performance and disturbance rejection capability in applications with high dynamic demand and frequent load changes, a charge active disturbance rejection control strategy is proposed. In this method, charge control is carried out in the inner loop of the resonant converter by collecting the resonant capacitor voltage, and active disturbance rejection control is introduced in the outer loop to form a compound control strategy of dual-closed-loop control. By deducing the relationship between the resonant capacitor voltage and resonant current of the LLC resonant converter, the controller parameters in the inner voltage loop of the converter are designed by using the charge control method, and an outer voltage loop controller is designed based on linearized active disturbance rejection control, thus further improving the anti-interference capability of the whole system. An experimental prototype with rated power of 300 W was designed and built, and the feasibility and effectiveness of the improved control strategy was verified by comparing with the traditional PID-PI control.

Keywords: LLC resonant converter; active disturbance rejection control; charge control; dynamic response

LLC谐振变换器作为1种软开关DC-DC变换器，因其功率密度高、输入范围大和开关损耗低等优点得到了广泛应用[1-7]。在实际工程应用中，LLC谐振变换器常用作系统中间级，当系统受到宽负载扰动时，后级常因前级动态性能不佳而导致设备损坏，造成不必要的经济损失。然而，LLC在采用传统电压型控制时瞬态性能并不理想。文献[8]提出了电荷控制策略来提高系统的快速响应性能，其核心思想是通过逐周期地控制输入电荷来控制输出电压，有效地提升了变换器的动态响应性能；文献[9]将电荷控制应用在Buck电路中，通过周期性采样开关管电流直接控制了输入平均电流和输入功率，同时具有良好的动态性能；文献[10]提出了1种Bang-Bang控制的LLC谐振变换器，基于谐振电容电压而非开关频率调制来控制开关管的关断，以达到对输入电荷的周期性控制。但其实现需要精确的

收稿日期：2022-11-21；**修回日期**：2023-01-26，2023-02-15；
录用日期：2023-03-07；**网络首发日期**：2023-05-17

模拟电路设计，难以使用数字控制结构代替；文献[11]将电荷控制应用在 LLC 谐振变换器中，采集谐振网络电流作为内环，与 PI 控制外环构成双闭环，虽能提升系统的动态响应速度，但该控制模式下的 LLC 谐振变换器频率响应特性非常复杂，对扰动的抵抗能力并不理想。自抗扰控制 ADRC (active disturbance rejection control)策略由中国科学院韩京清研究员在 1998 年提出[12]，该策略作为 1 种无模型主动抗扰控制器，能够较好地提高系统的稳态和动态性能。文献[13]提出了 LLC 谐振变换器的 ADRC 控制策略，有效地提升了系统的稳定性和鲁棒性，同时系统的动态性能也表现良好，但其仅完成了单闭环控制研究。

为兼顾 LLC 谐振变换器的抗干扰能力与动态响应速度，本文提出将电荷自抗扰控制策略引入 LLC 谐振变换器，该方法具体是将自抗扰控制引入 LLC 的电压外环，并与内环采集谐振电容电压的电荷控制相结合的混合型电荷自抗扰控制策略。实验结果表明，该方法能够有效地改善系统的抗干扰能力和动态性能，因而对实际工程中 LLC 变换器的应用具有一定的研究意义。

1 LLC 谐振变换器的数学模型

本文中的 LLC 谐振变换器选用一次侧为半桥逆变、二次侧为全波整流的拓扑结构，原理如图 1 所示。输入直流源逆变成方波后，经谐振腔谐振，再通过高频变压器进行功率传递，在高频变压器二次侧得到脉动方波，经整流滤波环节向负载供电。图 1 中：Q_1、Q_2 分别为桥臂的上、下 MOS 管；C_1、C_2 为开关管的寄生电容；D_1、D_2 为 MOS 管的体二极管；C_r 为谐振电容；L_r 为谐振电感；L_m 为励磁电感；D_3、D_4 为二次侧整流管；i_{rt} 为谐振电流；v_s 为变压器一次侧电压；i_m 为励磁电感电流；i_s 为变压器一次侧电流；V_{C_r} 为谐振电容电压直流分量；i_d 为全波整流输出的电流；I_o 为负载电流；v_o 为输出直流电压；C_o 为输出滤波电容；R 为负载。

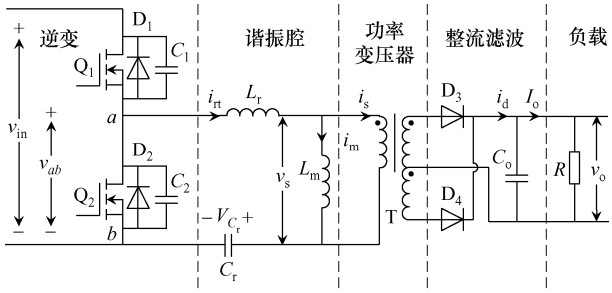


图 1 LLC 谐振变换器原理

Fig. 1 Schematic of LLC resonant converter

通过扩展描述函数法对 LLC 谐振变换器进行建模[14]，变换器的传递函数 $G_P(s)$ 满足

$$G_P(s)=\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{\omega}_s(s)}=\boldsymbol{C}(s\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{B}+\boldsymbol{D} \tag{1}$$

式中：$\hat{v}_o$ 为输出电压的小信号扰动；$\hat{\omega}_s$ 为直流开关角频率的小信号扰动；s 为拉普拉斯变换的复变量；$\boldsymbol{I}$ 为单位矩阵；$\boldsymbol{A}$、$\boldsymbol{B}$、$\boldsymbol{C}$、$\boldsymbol{D}$ 为系数矩阵，分别表示为

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}
-\frac{r_s+H_{is}}{L_r} & \frac{\Omega_s L_r-H_{ic}}{L_r} & -\frac{1}{L_r} & 0 & \frac{H_{is}}{L_r} & \frac{H_{ic}}{L_r} & -\frac{H_v}{L_r} \\
-\frac{G_{is}+L_r\Omega_s}{L_r} & -\frac{r_s+G_{ic}}{L_r} & 0 & -\frac{1}{L_r} & \frac{G_{is}}{L_r} & \frac{G_{ic}}{L_r} & -\frac{G_v}{L_r} \\
\frac{1}{C_r} & 0 & 0 & \Omega_s & 0 & 0 & 0 \\
0 & \frac{1}{C_r} & -\Omega_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\
\frac{H_{is}}{L_m} & \frac{H_{ic}}{L_m} & 0 & 0 & -\frac{H_{is}}{L_m} & \Omega_s-\frac{H_{ic}}{L_m} & \frac{H_v}{L_m} \\
\frac{G_{is}}{L_m} & \frac{G_{ic}}{L_m} & 0 & 0 & -\Omega_s-\frac{G_{is}}{L_m} & -\frac{G_{ic}}{L_m} & \frac{G_v}{L_m} \\
K_{vco}K_{is} & K_{vco}K_{ic} & 0 & 0 & -K_{vco}K_{is} & -K_{vco}K_{ic} & -\frac{K_{vco}}{R}
\end{bmatrix};$$

$$\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix} I_{\mathrm{pc}} & -I_{\mathrm{ps}} & V_{\mathrm{c,e}} & -V_{\mathrm{c,s}} & I_{\mathrm{mc}} & -I_{\mathrm{ms}} & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}};$$

$$\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix} \dfrac{r_{\mathrm{c}}R}{r_{\mathrm{c}}+R}K_{\mathrm{is}} & \dfrac{r_{\mathrm{c}}R}{r_{\mathrm{c}}+R}K_{\mathrm{ic}} & 0 & 0 & -\dfrac{r_{\mathrm{c}}R}{r_{\mathrm{c}}+R}K_{\mathrm{is}} & -\dfrac{r_{\mathrm{c}}R}{r_{\mathrm{c}}+R}K_{\mathrm{ic}} & \dfrac{R}{R+r_{\mathrm{c}}} \end{bmatrix};$$

$\boldsymbol{D}=0$。

本文所选择的半桥 LLC 谐振变换器具体参数见表 1。

表 1　LLC 谐振变换器电路参数

Tab. 1 Circuit parameters of LLC resonant converter

参数	数值范围	额定值
输入电压 v_{in} / V	280~342	311
输出电压 v_{o} / V	—	12
输出功率 P / W	—	300
谐振频率 f_{i} / kHz	—	115
开关频率 f_{s} / kHz	85~150	100

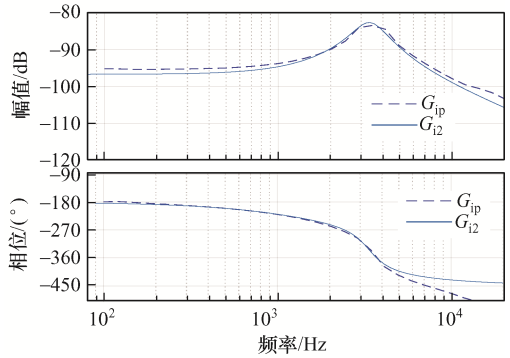
对图 1 中的 LLC 谐振变换器使用扩展描述函数法，记系统的状态量 $\hat{\boldsymbol{x}}=(\hat{i}_{\mathrm{rts}}\ \hat{i}_{\mathrm{rtc}}\ \hat{v}_{C_{\mathrm{r}}\mathrm{s}}\ \hat{v}_{C_{\mathrm{r}}\mathrm{c}}\ \hat{i}_{\mathrm{ms}}\ \hat{i}_{\mathrm{mc}}\ \hat{v}_{C_{\mathrm{o}}})^{\mathrm{T}}$，控制量 $\hat{u}=\hat{\omega}_{\mathrm{s}}$，输出量 $\hat{\boldsymbol{y}}=(\hat{v}_{\mathrm{o}}\ \hat{i}_{\mathrm{rt}})^{\mathrm{T}}$，其中：$\hat{i}_{\mathrm{rts}}$、$\hat{i}_{\mathrm{rtc}}$ 分别为谐振电流 i_{rt} 的正、余弦分量；$\hat{v}_{C_{\mathrm{r}}\mathrm{s}}$、$\hat{v}_{C_{\mathrm{r}}\mathrm{c}}$ 分别为谐振电容电压 $v_{C_{\mathrm{r}}}$ 的正、余弦分量；$\hat{i}_{\mathrm{ms}}$、$\hat{i}_{\mathrm{mc}}$ 分别为电感电流 i_{m} 的正、余弦分量；$v_{C_{\mathrm{o}}}$ 为输出滤波电容去除等效电阻后的电压。则系统的线性化小信号扰动模型的状态空间标准型为

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}\hat{\boldsymbol{x}}}{\mathrm{d}t}=\boldsymbol{A}\hat{\boldsymbol{x}}+\boldsymbol{B}\hat{u} \\ \hat{\boldsymbol{y}}=\boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{x}}+\boldsymbol{D}\hat{u} \end{cases} \tag{2}$$

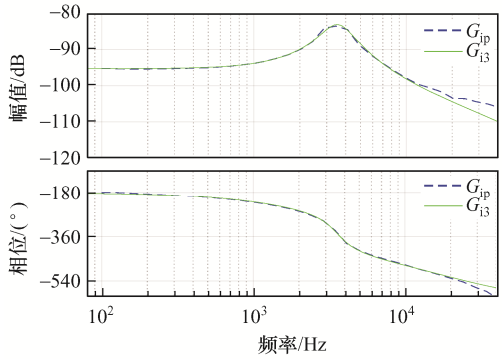
将表 1 中的设计参数代入式(2)，再代入式(1)以求出传递函数。从系数矩阵可知，所得传递函数阶次为 7，由于高阶次在计算中较为复杂，且在中低频段和 2 阶或 3 阶系统有相似的性质，故在工程实际应用中常常将其降阶为 2 阶或 3 阶系统进行处理。现采用 MATLAB 的 tfest 命令对原系统中谐振频率 f_{s} 到谐振电流 i_{rt} 的传递函数 $G_{i_{\mathrm{rt}}\omega}(s)$ 进行降阶拟合，拟合得到的伯德图如图 2 所示。

图 2 中：G_{ip} 为原系统的传递函数；G_{i2}、G_{i3} 分别为原系统降阶至 2 阶、3 阶的传递函数。可以观察到，2 阶系统在中低频段的拟合重合度和 3 阶系统相近，考虑到工程实际应用，这里采用简洁的 2 阶系统来拟合原系统，拟合结果为

$$G_{i_{\mathrm{rt}}\omega}(s)=\frac{0.630\,8s-6\,572}{s^2+9\,505s+4.488\times10^8} \tag{3}$$



(a) 使用2阶传递函数进行拟合

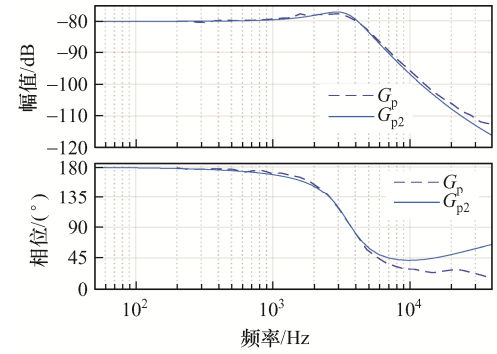


(b) 使用3阶传递函数进行拟合

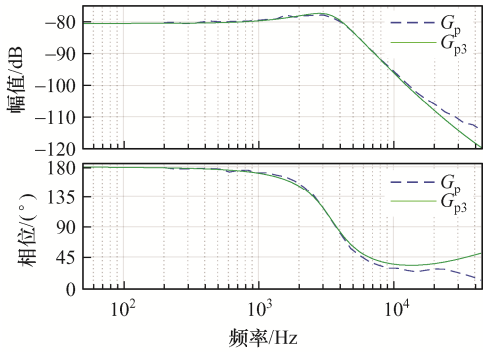
图 2　$G_{i_{\mathrm{rt}}\omega}(s)$ 降阶后的拟合图

Fig. 2 The linear Fit chart of $G_{i_{\mathrm{rt}}\omega}(s)$ after order reduced

同样使用 MATLAB 的 tfest 命令对谐振频率 f_{s} 到输出电压的传递函数 $G_{v\omega}(s)$ 进行降阶拟合，拟合得到的伯德图如图 3 所示。



(a) 使用2阶传递函数进行拟合



(b) 使用3阶传递函数进行拟合

图 3 $G_{v\omega}(s)$ 降阶后的拟合图

Fig. 3 The linear Fit chart of $G_{v\omega}(s)$ after order reduced

图 3 中：G_p 为原系统传递函数；G_{p2}、G_{p3} 分别为 2 阶、3 阶系统传递函数。同理，在此使用降阶后的 2 阶系统作为 f_s 到输出电压的传递函数 $G_{v\omega}(s)$，记为 $G_{p2}(s)$，则

$$G_{p2}(s)=\frac{-0.337\,8s-4.746\times10^4}{s^2+1.717\times10^4 s+4.867\times10^8} \tag{4}$$

2 内环电荷控制器设计

2.1 谐振电容电压小信号等效模型

现通过小信号等效建模分析基于谐振电容的电荷控制关系。通过扩展描述函数法，谐振电容的小信号等效模型[15]如图 4 所示，由电感、复合电抗和电压源串联而成。图中，Ω_s 为直流开关角频率。图 4 满足等效关系

$$\begin{cases} V_{C_r}=V_s+\mathrm{j}V_c \\ I_{rt}=I_s+\mathrm{j}I_c \\ \hat{v}_{cr}=\hat{v}_s+\mathrm{j}\hat{v}_c \\ \hat{i}_{rt}=\hat{i}_s+\mathrm{j}\hat{i}_c \\ \hat{v}_{cr}=\dfrac{\mathrm{j}s+\Omega_s}{\mathrm{j}\Omega_s^2 C_r}\hat{i}_{rt}+\dfrac{V_{C_r}}{\Omega_s}\hat{\omega}_s \end{cases} \tag{5}$$

式中：V_s、V_c 分别为 V_{C_r} 的正、余弦分量，满足 $V_{C_r}^2=\sqrt{V_s^2+V_c^2}$；$I_{rt}$ 为 $\hat{i}_{rt}$ 的直流分量；I_s、I_c 分别为 $\hat{i}_{rt}$ 的直流稳态值的正、余弦分量；$\hat{v}_c$ 为小信号电容电压的虚轴分量；$\hat{i}_c$ 为小信号谐振电流的虚轴分量。

考虑 $\hat{\omega}_s=0$ 的情况，可以得到谐振电容电压小信号扰动 $\hat{v}_{cr}$ 的正弦分量 $\hat{v}_s$、余弦分量 $\hat{v}_c$ 的表达式分别为

$$\begin{cases} \hat{v}_s=\dfrac{s}{\Omega_s^2 C_r}\hat{i}_s+\dfrac{1}{\Omega_s C_r}\hat{i}_c \\ \hat{v}_c=\dfrac{s}{\Omega_s^2 C_r}\hat{i}_c-\dfrac{1}{\Omega_s C_r}\hat{i}_s \end{cases} \tag{6}$$

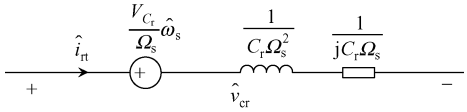


图 4 谐振电容的小信号等效模型

Fig. 4 Small signal equivalent model of resonant capacitor

根据式(6)，利用 V_{C_r}、V_s、V_c 的关系可以将 $\hat{v}_{cr}$ 改写为

$$\hat{v}_{cr}=\frac{V_s}{V_{C_r}}\hat{v}_s+\frac{V_c}{V_{C_r}}\hat{v}_c \tag{7}$$

谐振电流直流稳态值的正弦、余弦分量[16]可分别表示为

$$\begin{cases} I_s=-\Omega_s C_r V_c \\ I_c=\Omega_s C_r V_s \end{cases} \tag{8}$$

由式(6)~式(8)可以推导出谐振电容电压的小信号描述为

$$\hat{v}_{cr}=\frac{1}{\Omega_s C_r}\frac{I_s}{I_{rt}}\left(1+\frac{I_c}{\Omega_s I_s}s\right)\hat{i}_s+\frac{1}{\Omega_s C_r}\frac{I_c}{I_{rt}}\left(1-\frac{I_s}{\Omega_s I_c}s\right)\hat{i}_c \tag{9}$$

为简化式(9)，假设谐振网络电压 v_{ab} 的基波分量为正弦，则由 I_s 完成有效功率的传递，且 I_s 远大于 I_c。此时存在近似关系

$$\begin{cases} 1+\dfrac{I_c}{\Omega_s I_s}s=1+\dfrac{s}{\Omega_s I_s/I_c}\approx1 \\ 1-\dfrac{I_s}{\Omega_s I_c}s=1-\dfrac{s}{\Omega_s I_c/I_s}\approx1 \end{cases} \tag{10}$$

结合式(10)，可将式(9)简化为

$$\hat{v}_{cr}\approx\frac{1}{\Omega_s C_r}\frac{I_s}{I_{rt}}\hat{i}_s+\frac{1}{\Omega_s C_r}\frac{I_c}{I_{rt}}\hat{i}_c \tag{11}$$

根据式(8)，可将式(11)整理为

$$\hat{v}_{cr}=\frac{1}{\Omega_s C_r}\hat{i}_{rt} \tag{12}$$

从式(12)可以看出，谐振电容模型中谐振电容电压与谐振电流就幅值而言存在正比例系数的关

系。而由于谐振电流包络曲线的周期远大于开关周期，可以认为谐振电容电压和谐振电容电流具有相同的相位特性，进而将 $\hat{\omega}_s=0$ 的假设推广到 $\hat{\omega}_s\neq 0$ 的情况。根据式(3)和式(12)，代入设计参数，可以得到开关频率 f_s 到谐振电容电压的传递函数 $G_{v_{cr}f_s}(s)$ 为

$$G_{v_{cr}f_s}(s)=\frac{-434.6s-1.995\times10^6}{s^2+7\,925s+4.81\times10^8} \tag{13}$$

本文以式(13)为采样谐振电容电压实现电荷控制的基础，对内环的电荷控制器进行设计。

2.2 内环控制器参数设计

根据 2.1 节中对电荷控制的推导，内环电荷控制的设计思路是通过采样谐振电容电压，与外环输出的谐振电容电压给定值作差后，利用 PI 控制器产生 PWM 驱动波形来控制开关管的开关。因此需要对内环电荷控制中的 PI 控制器部分进行参数整定。实际中穿越频率一般取开关频率的 5%~20%，综合考虑相角裕度(一般取 64.5°)，这里设置穿越频率时，将其定为开关频率 f_s 的 20%。补偿后的传递函数为

$$G(s)=\left(K_{ip}+\frac{K_{ii}}{s}\right)G_{v_{cr}f_s}(s) \tag{14}$$

式中：K_{ip} 为电流环比例常数；K_{ii} 为电流环积分常数。

由于 LLC 谐振变换器的相角裕度为 180°而非 0°，相当于 1 个反相器，设计内环时需要进行反相，对其相位进行校正[17]。这里对 $G_{v_{cr}f_s}(s)$ 取负号将其校正，结合期望的截止频率和相角裕度可得

$$\begin{cases}\angle\dfrac{K_{ip}s+K_{ii}}{s}[-G_{v_{cr}f_s}(s)]\Big|_{s=j2\pi f_c}=\dfrac{-(180-64.5)}{180/\pi}\\ \left|\dfrac{K_{ip}s+K_{ii}}{s}[-G_{v_{cr}f_s}(s)]\right|_{s=j2\pi f_c}=1\\ f_c=20\,000\ \text{Hz}\end{cases} \tag{15}$$

式中，f_c 为期望穿越频率。

对式(15)求解可得

$$\begin{cases}K_{ip}=249.96\\ K_{ii}=1.621\times10^7\end{cases} \tag{16}$$

3　线性自抗扰控制器设计

自抗扰控制是 1 种主动抵抗扰动的控制策略，其根本思想是将被控对象内部的不确定性扰动，以及其他外部不确定性扰动，合称为总扰动，随后通过控制信号对总扰动进行消除，从而有效地降低扰动因素对被控对象的干扰。然而传统 ADRC 需要整定的参数多达 12 个，为了简化参数整定的过程，Gao 提出 1 种线性自抗扰控制 LADRC(linear active disturbance rejection control)方法，将自抗扰控制器需要整定的参数降至 3 个，同时保留了控制效果[18]。2 阶 LADRC 基本框图如图 5 所示，其中线性状态误差反馈控制律 LSEF(linear state error feedback-control law)以 PD 控制组合的形式表达，线性扩张状态观测器 LESO(linear extended state observer)阶数为 2 阶。图中：R 为控制器输入；z_1、z_2、z_3 为观测器的状态；u、u_0 为系统输入、基于误差信号经过 PD 控制产生的中间变量；b_0 为控制量增益已知部分；y 为系统的输出。鉴于 LADRC 参数数量少、控制效果好的优点，本文将其应用在 LLC 电压外环的控制中。与非线性 ADRC 相比，LADRC 最显著的优势是参数整定的复杂性大大降低，针对观测器进行线性化，建立控制器参数和带宽的联系。同时考虑到其在 LLC 中的应用，无需再配置过渡过程。

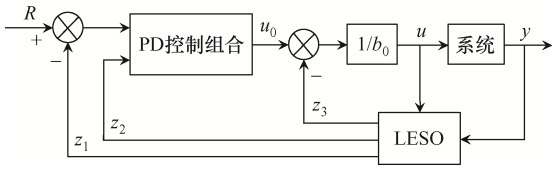


图 5　2 阶 LADRC 基本框图

Fig. 5 Basic block diagram of second-order LADRC

由于半桥 LLC 谐振变换器的系统阶数为 2 阶，控制量相对阶数为 2 阶[19]，故此处选择 2 阶系统，被控对象可描述为

$$\ddot{y}=-a_1\dot{y}-a_0y+\omega+(b-b_0)u+b_0u=f+b_0u \tag{17}$$

式中：u、y 分别为系统的输入、输出；$\dot{y}$、$\ddot{y}$ 分别

为输出 y 的 1 阶导、2 阶导；a_0、a_1 分别为 y、$\dot{y}$ 项系数；ω 为扰动；b 为部分已知的控制量增益；b_0 为 b 中已知部分；f 为自抗扰控制思想中的总扰动，$f=-a_1\dot{y}-a_0y+\omega+(b-b_0)u$。

选择 x_1=y、x_2=$\dot{y}$、x_3=f 作为状态变量，由于实际状态变量不易获取，此处利用输入、输出量对 x_1、x_2、x_3 重构。结合式(1)，可写出重构状态与实际状态校正后的观测器为

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{z}}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{z}+\boldsymbol{B}u+\boldsymbol{L}(x_1-z_1)\\ \hat{\boldsymbol{y}}=\boldsymbol{C}x+\boldsymbol{D}\end{cases}\tag{18}$$

为便于叙述，记：$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}0&1&0\\0&0&1\\0&0&0\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix}0\\b_0\\0\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{C}=[1\quad 0\quad 0]$，$\boldsymbol{D}=0$。式(18)中，$\boldsymbol{L}=[\beta_1\quad\beta_2\quad\beta_3]^{\mathrm{T}}$ 为观测器增益矩阵，可得到所需的 3 阶 ESO 为

$$\begin{bmatrix}\dot{z}_1\\\dot{z}_2\\\dot{z}_3\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\beta_1&1&0\\-\beta_2&0&1\\-\beta_3&0&0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}z_1\\z_2\\z_3\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0&\beta_1\\b_0&\beta_2\\0&\beta_3\end{bmatrix}\begin{bmatrix}u\\y\end{bmatrix}\tag{19}$$

扩张状态观测器的工作方式为实时估计并补偿扰动，因此线性化后的 LSEF 可看作无积分环节的 PD 组合。线性状态反馈控制律[20]为

$$u=\frac{K_{\mathrm{p}}(r-z_1)-K_{\mathrm{d}}z_2-z_3}{b_0}=\frac{u_0-z_3}{b_0}\tag{20}$$

式中：K_{p}、K_{d} 分别为比例、微分的系数；r 为给定，z_1、z_2、z_3 为观测器的状态。

根据带宽法，为保持系统稳定，将观测器的特征多项式极值点和闭环特征多项式极点分别配置在观测器带宽 ω_{o} 和控制器带宽 ω_{c} 处[21]，控制器参数满足

$$\begin{cases}\beta_1=3\omega_{\mathrm{o}},\ \beta_2=3\omega_{\mathrm{o}}^2,\ \beta_3=\omega_{\mathrm{o}}^3\\ K_{\mathrm{p}}=\omega_{\mathrm{c}}^2,\ K_{\mathrm{d}}=2\omega_{\mathrm{c}}\end{cases}\tag{21}$$

基于第 2 节对电压内环进行 PI 补偿器设计的结果，可得谐振电容电压闭环后的控制对象为

$$G_2(s)=\frac{G_{\mathrm{iPI}}(s)G_{v_{\mathrm{cr}}f_{\mathrm{s}}}(s)}{1+G_{\mathrm{iPI}}(s)G_{v_{\mathrm{cr}}f_{\mathrm{s}}}(s)}\tag{22}$$

式中，$G_{\mathrm{iPI}}(s)$为电流环的 PI 的传递函数。

此时，电压外环的被控对象变为 $G_{v_{\mathrm{cr}}f_{\mathrm{s}}}(s)$，表示为谐振电容电压参考值 $V_{C_{\mathrm{r,ref}}}$ 到输出电压 V_{o} 的传递函数，即

$$G_{V_{C_{\mathrm{r,ref}}},V_{\mathrm{o}}}(s)=G_2(s)\frac{G_{\mathrm{p2}}(s)}{G_{v_{\mathrm{cr}}f_{\mathrm{s}}}(s)}\tag{23}$$

将式(22)与式(4)代入式(23)，同理使用 MATLAB: tfest 命令对其进行降阶可得

$$G_{V_{C_{\mathrm{r,ref}}},V_{\mathrm{o}}}(s)=\frac{249.8s+1.085\times10^7}{s^2+9.998\times10^4s+1.026\times10^8}\tag{24}$$

根据文献[22]，ADRC 与二自由度 PID 存在等效关系，控制器参数能在设计 PID 参数的基础上完成快速整定。由式(13)可知，变换器在1.6 kHz处有极点，将 2 个零点分配在极点后相同位置 3.5 kHz。穿越频率取内环穿越频率的 10%，即 2 kHz，外环经补偿后频域响应曲线在穿越频率的增益为 1，针对外环设计 PID 补偿器满足

$$\begin{cases}G_{\mathrm{PID}}(s)=\dfrac{K_{\mathrm{d}}s^2+K_{\mathrm{p}}s+K_{\mathrm{i}}}{s}=\\ \qquad\dfrac{K_{\mathrm{o}}(s+2\pi f_{\mathrm{z1}})(s+2\pi f_{\mathrm{z2}})}{s}\\ f_{\mathrm{z1}}=f_{\mathrm{z2}}=3.5\ \mathrm{kHz}\\ \left|\dfrac{K_{\mathrm{o}}(s+2\pi f_{\mathrm{z1}})(s+2\pi f_{\mathrm{z2}})}{s}\cdot\right.\\ \qquad\left.\dfrac{249.8s+1.085\times10^7}{s^2+9.998\times10^4s+1.026\times10^8}\right|_{s=\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{c}}}=1\end{cases}\tag{25}$$

式中：K_{i} 为积分系数；K_{o} 为 PID 系数的公因数；f_{z1} 为 PID 传递函数的第 1 个零点；f_{z2} 为 PID 传递函数的第 2 个零点。

由式(25)可得 PID 补偿器参数为 K_{p}=95.93、K_{i}=1.055×10^6、$K_{\mathrm{d}}=0.002\,181$。根据文献[22]，LADRC 控制器各项参数满足

$$\begin{cases}K_{\mathrm{p}}=\dfrac{\alpha K_{\mathrm{i}}'}{\beta_3}\\ K_{\mathrm{d}}=\dfrac{\alpha K_{\mathrm{p}}'\beta_3-\alpha K_{\mathrm{i}}'\beta_2}{\beta_3}\\ b_0=\dfrac{\alpha}{\beta_2+K_{\mathrm{p}}+\beta_1K_{\mathrm{d}}}\\ \omega_{\mathrm{o}}^5-\alpha K_{\mathrm{d}}'\omega_{\mathrm{o}}^2+3\alpha K_{\mathrm{p}}'\omega_{\mathrm{o}}-6\alpha K_{\mathrm{i}}'=0\end{cases}\tag{26}$$

式中，K_{p}'、K_{i}'、K_{d}' 为 PID 控制器的参数。

取 $\alpha=2\times10^{20}$，舍去 ω_{o} 虚数解与负数解，解

得 $K_p=1.8521\times10^{11}$、$K_d=1.1521\times10^{7}$、$b_0=5.2249\times10^{7}$。通过 MATLAB 绘制出 LLC 谐振变换器经 LADRC 与 PID 控制器补偿后的伯德图如图 6 所示。

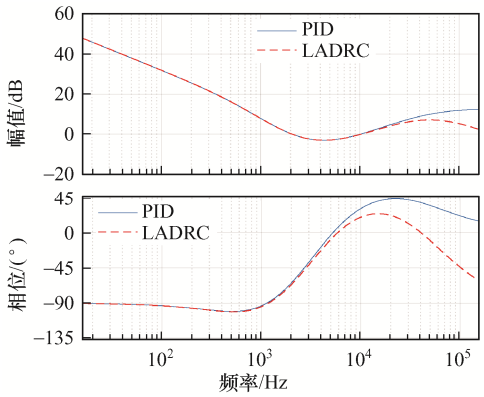


图 6　LADRC 与 PID 补偿后系统伯德图对比

Fig. 6 Comparison between system Bode diagram after LADRC compensation and that after PID compensation

由图 6 可以观察到，在中低频段 LADRC 具有与 PID 控制器相似的部分，证明其能继承 PID 控制性能；但在高频段 LADRC 则获得了高频增益衰减，具有比 PID 控制器更良好的噪声抑制性能，抗高频干扰的能力更强。

4　实验验证

为了验证 LLC 谐振变换器电荷自抗扰控制策略的可行性与准确性，搭建实验平台进行进一步验证，实验使用 TMS320F28377D 作为控制芯片。实验平台实物如图 7 所示。

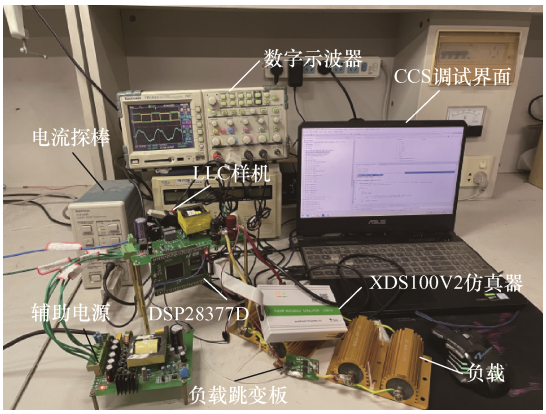


图 7　半桥 LLC 谐振变换器实验平台

Fig. 7 Experimental platform of half-bridge LLC resonant converter

实验验证中，分别测量谐振电流 i_{L_r} 和输出电压 v_o 的波形，为便于观察跳变瞬间输出的变化，将输出电压设置为交流耦合方式。负载加载扰动设置为从 1.0 Ω 阶跃切换到 0.5 Ω。加载跳变过程如图 8 所示，可以观察到，施加加载扰动后，负载电流由 12 A 跳变至 24 A，PID-PI 控制下的变换器输出电压 v_o 经 200 个开关周期(2.00 ms)后能回到稳态，电压波动量为 500 mV；而电荷自抗扰控制下的变换器需要 40 个开关周期(0.40 ms)回到稳态，电压波动量为 400 mV。

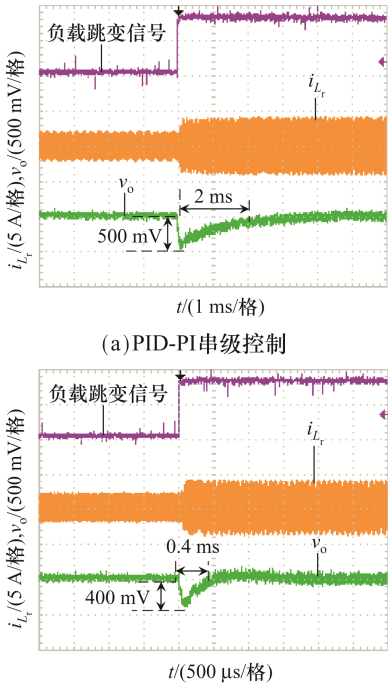


图 8　加载跳变波形

Fig. 8　Waveforms under load jump

负载减载扰动设置为从 0.5 Ω 阶跃切换到 1.0 Ω，减载跳变过程如图 9 所示，PID-PI 控制下的变换器输出电压 v_o 经 220 个开关周期(2.20 ms)后能回到稳态，电压波动量为 550 mV；而电荷自抗扰控制下的变换器需要 42 个开关周期(0.42 ms)回到稳态，电压波动量为 490 mV。

根据实验结果可知，在加、减载突变过程中，电荷自抗扰控制策略均表现出比 PID-PI 控制更好的快速性。在加载突变时，调节时间缩短了 1.60 ms，电压波动量降低了 100 mV；在减载突变时，调节时间缩短了 1.78 ms，电压波动量降低了 60 mV。分析表明，本文所设计的电荷自抗扰控制具

有优于传统 PID-PI 控制的动态性能控制效果，兼顾了 LLC 谐振变换器系统的动态性能和抗干扰能力。

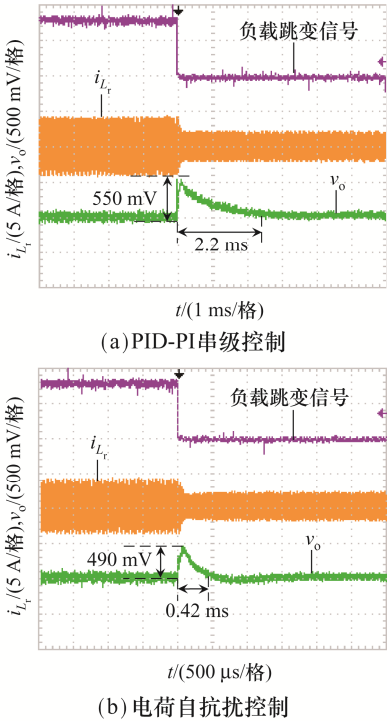


图 9 减载跳变波形

Fig. 9 Waveforms under load shedding

5 结语

针对 LLC 谐振变换器的抗干扰能力和动态响应速度无法兼顾的问题，本文提出了 1 种基于电荷控制和自抗扰控制混合的电荷自抗扰控制策略。该方法通过采集谐振电容电压构成基于电荷控制的内环，并在电压外环引入线性自抗扰控制，实现电荷、电压双闭环，进而在保证系统动态性能的前提下，提升系统应对扰动的能力。本文通过搭建额定功率为 300 W 的 LLC 实验样机对所提出的控制策略进行对比实验验证，证明了其可行性和合理性。通过对实验结果进行分析，可以认为：与传统 PID-PI 控制器应用在 LLC 谐振变换器中的表现相比，采用电荷自抗扰控制策略的 LLC 谐振变换器在受到扰动后，恢复稳态的速度显著提高，电压波动量也有所降低，系统的抗干扰能力和动态性能得到了有效改善。

参考文献：

[1] Yang Bo, Lee F C, Zhang A J, et al. LLC resonant converter for front end DC/DC conversion [C]// APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Dallas, TX, USA, 2002: 1108-1112.

[2] 王镇道, 赵亚魁, 章兢, 等. LLC 半桥式谐振变换器参数模型与设计[J]. 电工技术学报, 2012, 27(12): 51-55.
Wang Zhendao, Zhao Yakui, Zhang Jing, et al. Parameter model and design for LLC resonant half-bridge converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(12): 51-55. (in Chinese)

[3] 鄢毅之, 冯小飞, 马莉. 一种新的 LLC 谐振变换器自适应控制方法[J]. 微电子学, 2017, 47(1): 74-76, 91.
Yan Yizhi, Feng Xiaofei, Ma Li. A novel self-adaptation control method for LLC resonant converter [J]. Micro-electronics, 2017, 47(1): 74-76, 91. (in Chinese)

[4] 张杰, 张信, 刘尉, 等. 基于混合控制模式的宽范围 LLC 谐振变换器设计[J]. 电源学报, 2023, 21(3): 10-19.
Zhang Jie, Zhang Xin, Liu Wei, et al. Design of wide-range LLC resonant converter based on hybrid control mode [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(3): 10-19. (in Chinese)

[5] 张杰, 杨淋, 邹晨, 等. 可拓展的宽输出变模态交错并联 LLC 变换器[J]. 电源学报, 2025, 23(2): 1-10.
Zhang Jie, Yang Lin, Zou Chen, et al. Expandable wide-output variable-mode interleaved parallel LLC converter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(2): 1-10. (in Chinese)

[6] 周子航, 高祎韩, 刘懿静, 等. 基于平面磁元件的 LLC 变换器相关参数的整体优化设计方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(15): 4820-4829.
Zhou Zihang, Gao Yihan, Liu Yijing, et al. Parameters global optimization design method for LLC converter with planar magnetic [J]. Transactions of China Electro-technical Society, 2024, 39(15): 4820-4829. (in Chinese)

[7] 孙城皓, 孙秋野, 王睿, 等. 基于拓展型双曲正切函数的全桥 LLC 变换器大信号建模方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(1): 234-245.
Sun Chenghao, Sun Qiuye, Wang Rui, et al. Large-signal modeling method of full-bridge LLC converter based on extended hyperbolic tangent function [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(1): 234-245. (in Chinese)

[8] Santi E, Cuk S. Modeling of one-cycle controlled switching converters [C]// Fourteenth International Telecommunications Energy Conference-INTE-LEC '92. Washington, DC, USA, 2002: 131-138.

[9] 朱艳萍, 张纯江. 基于电荷控制的 Buck 变换器[J]. 电力电子技术, 2005, 39(1): 37-39.
Zhu Yanping, Zhang Chunjiang. Buck converter based on charge control [J]. Power Electronics, 2005, 39(1): 37-39. (in Chinese)

[10] 姜龙飞. 谐振电容电压控制 LLC 谐振变换器研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2016.
Jiang Longfei. Research capacitor voltage control of LLC resonant converters [D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2016. (in Chinese)

[11] Hu Zhiyuan, Liu Yanfei, Sen P C. Bang-Bang charge control for LLC resonant converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 1093-1108.

[12] 韩京清. 自抗扰控制技术[J]. 前沿科学, 2007(1): 24-31.
Han Jingqing. Active disturbance rejection control technology [J]. Frontier Science, 2007(1): 24-31. (in Chinese)

[13] 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)

[14] 余昌斌. LLC谐振半桥DC-DC变换器的研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2007.
Yu Changbin. Research on LLC resonant half-brige DC-DC converter [D]. Chongqing: Chongqing University, 2007. (in Chinese)

[15] Rim C T, Cho G H. Phasor transformation and its application to the DC/AC analyses of frequency phase-controlled series resonant converters (SRC) [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1990, 5(2): 201-211.

[16] Yang E X. Extended describing function method for small-signal modeling of resonant and multi-resonant converters [D]. Blacksburg: Virginia Polytechnic Institute and State University, 1994.

[17] Tian Shuilin, Lee F C, Li Qiang. Equivalent circuit modeling of LLC resonant converter [C]// 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Long Beach, CA, USA, 2016: 1608-1615.

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

[19] 张超, 朱纪洪, 高亚奎. 自抗扰控制器的阶次与参数的选取[J]. 控制理论与应用, 2014, 31(11): 1480-1485.
Zhang Chao, Zhu Jihong, Gao Yakui. Order and parameter selections for active disturbance rejection controller [J]. Control Theory & Applications, 2014, 31(11): 1480-1485. (in Chinese)

[20] Abdalla M A, Yang Guotian, Huang Congzhi. Performance comparison of load frequency control for power system by ADRC approach and PID controller [J]. Journal of Physics: Conference Series, 2020, 1510(1): 012007.

[21] 袁东, 马晓军, 曾庆含, 等. 二阶系统线性自抗扰控制器频带特性与参数配置研究[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1630-1640.
Yuan Dong, Ma Xiaojun, Zeng Qinghan, et al. Research on frequency-band characteristics and parameters configuration of linear active disturbance rejection control for second-order systems [J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(12): 1630-1640. (in Chinese)

[22] 韩文杰, 谭文. 基于 PID 参数整定的线性自抗扰控制参数整定[J]. 控制与决策, 2021, 36(7): 1592-1600.
Han Wenjie, Tan Wen. Tuning of linear active disturbance rejection controllers based on PID tuning rules [J]. Control and Decision, 2021, 36(7): 1592-1600. (in Chinese)



陈宗祥

作者简介：

陈宗祥(1975—　)，男，博士，副教授。研究方向：电力电子变流技术，电能质量控制技术。E-mail：chenzongxiang@ahut.edu.cn。

赵欣雨(2000—　)，男，通信作者，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：1021858922@qq.com。

张武林(1995—　)，男，硕士。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：1742416503@qq.com。

刘康(1997—　)，男，硕士。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：2603878854@qq.com。

李松(1995—　)，男，硕士。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：2643506316@qq.com。

(责任编辑：耿越)