DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.6.106 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

LLC 谐振变换器混合调制自适应控制策略

刘宝泉(中国电源学会会员)，周歧浩(中国电源学会学生会员)，
韩 猛(中国电源学会学生会员)
(陕西科技大学电气与控制工程学院，西安 710021)

摘要：LLC 谐振变换器作为主流的高效率 DC-DC 变换器存在调压范围较窄的问题，通过脉冲频率调制 PFM(pulse frequency modulation)与移相 PSM(phase shift modulation)混合调制可有效拓宽其调压范围，但单一的比例积分 PI(proportional integral)控制器无法在 2 种工作模式下兼顾系统的稳定性和快速性。针对上述问题提出一种 LLC 混合调制自适应控制策略，首先，通过扩展描述函数法建立 LLC 变换器在 PFM 和 PSM 模式下的小信号模型；然后，以模型增益变化率一致为目标，建立混合调制下的模型修正算法，得到 LLC 谐振变换器的统一模型；接着，基于所得统一模型，考虑输入电压和负载电流设计自适应 PI 控制器，实现变换器全负载范围和全输入范围内良好的稳态性能和动态响应特性；最后，搭建仿真模型和实验平台验证了所提自适应控制的有效性。

关键词：LLC 谐振变换器；混合控制；自适应比例积分 PI；动态响应

Hybrid Modulation Adaptive Control Strategy for LLC Resonant Converter

LIU Baoquan, *Member*, *CPSS*, ZHOU Qihao, *Student Member*, *CPSS*, HAN Meng, *Student Member*, *CPSS*
(School of Electrical and Control Engineering, Shaanxi University of Science and Technology, Xi'an 710021, China)

Abstract: As a mainstream high-efficiency DC-DC converter, the LLC resonant converter faces an issue of a narrow voltage regulation range, and a hybrid modulation technique combining pulse frequency modulation (PFM) and phase shift modulation (PSM) can effectively broaden the voltage regulation range. However, a single proportional integral (PI) controller cannot adequately balance the system stability and responsiveness in the two operating modes. Aimed at this problem, a hybrid modulation adaptive control strategy for the LLC converter is proposed. First, a small-signal model of the LLC converter in PFM and PSM modulation modes is established using an extended describing function method. Then, a model correction algorithm is developed with an objective of unanimous rate of change of the model gain, so as to obtain a unified model of the LLC resonant converter. Furthermore, based on this unified model, adaptive PI controllers are designed considering input voltage and load current, thus realizing the stable performance and dynamic response of the converter across the entire load and input ranges. Finally, the effectiveness of the proposed adaptive control strategy was validated by the construction of a simulation model and an experimental platform.

Keywords: LLC resonant converter; hybrid control; adaptive proportional integral (PI); dynamic response

LLC 谐振变换器因优良的软开关特性和电磁兼容性能等优势，得到广泛的研究与应用。由于受到开关器件开关速度的限制，开关频率不可能无限高，单纯的脉冲频率调制(变频控制)很难适配宽范围输出电压的应用场合，故引入移相控制模式来弥补变频控制模式在高频段增益缓慢的缺陷[1-7]。全桥 LLC 谐振变换器的变频-移相混合控制方法，在输入电压较低或负载较重时采用变频控制，在输入电压较高或负载较轻时采用移相控制，有效拓宽

收稿日期：2024-03-12；**修回日期**：2024-05-07，2024-05-30；
录用日期：2024-06-12；**网络首发日期**：2024-07-03
基金项目：陕西省自然科学基金资助项目(2023-JC-YB-381)
This work is supported by Natural Science Foundation of Shaanxi Province under the grant 2023-JC-YB-381

了变换器电压增益范围。但是传统的混合调制方法在环路补偿设计中需要分别考虑这 2 种控制模式的小信号特性，并且为了保持系统稳定，需要根据相角最恶劣的情况设计补偿控制器，故难以同时在 2 种模式下均保持良好的稳定性和响应速度。

为了改善 LLC 谐振变换器的控制性能，文献[8]提出了一种基于自抗扰控制 ADRC(active disturbance rejection control)的 LLC 谐振变换器闭环系统，ADRC 不依赖系统模型，能较快地实现动态响应；但是其计算方法比较复杂且对噪声相对敏感。文献[9]提出了一种模糊自适应的控制方法，电压外环为模糊自适应比例积分 PI(proportional integral)控制器，该控制器通过调节电压变化和电压变化率自行调节 PI 参数；电流内环为传统 PI 控制器，以防止外部变化引起电流尖峰和纹波。该方法虽然简化了参数调试过程、提高了控制精度和动态性能，但是计算复杂度较高且对模糊集的选择敏感。文献[10]提出了一种基于滑模控制的混合调制策略，该策略表现出良好的动态性能、鲁棒性强，但稳态时存在稳态误差和高频抖振，且输出电流纹波较大；文献[11]提出了一种 PI-滑模控制与自激移相调制相结合的控制方法，但由于该方法在系统进入稳态后，滑模控制器依然起一定作用，因此对高频抖振现象只有削弱效果，并未做到彻底消除；文献[12]提出了一种简化最优轨迹控制，控制效果较好，但是这种方法需要根据 LLC 的时域方程画出 LLC 移相模式下的状态轨迹，再根据状态轨迹进行控制器的设计，设计过程较为复杂。以上优化控制方法均是先对变频模式和移相模式分别进行小信号建模和控制器设计，再使用非线性策略统一控制，控制过程比较复杂。

针对上述问题，本文提出一种混合调制自适应控制策略。首先通过扩展描述函数法分别建立 LLC 变换器变频模式和移相模式的小信号模型[13]；接着通过建立中间函数使 2 种模式关于控制器输出的增益线性化，以此得到混合调制统一小信号模型；然后根据混合调制统一模型，考虑不同输入电压和负载，设计自适应 PI 控制器计算方法；最后搭建仿真模型和实验平台进行自适应 PI 与传统 PI 控制的性能对比分析。实验结果表明，自适应 PI 控制方法在保证模式切换稳定的同时，不仅显著降低了系统超调量，还提高了响应速度，体现出良好的控制效果。

1　全桥 LLC 谐振变换器小信号建模

1.1　LLC 谐振变换器小信号建模

全桥 LLC 谐振变换器拓扑结构主要由电源、逆变网络、谐振网络、整流网络和负载 5 部分组成，如图 1 所示。逆变网络由开关管 Q_1~Q_4 组成，谐振网络分别由谐振电感 L_r、谐振电容 C_r 和励磁电感 L_m 组成，一次侧整流网络由二极管 D_5~D_8 组成。其中，U_{in}、U_o 分别为输入和输出电压；C_{in}、C_o 分别为 LLC 谐振变换器的输入电容和输出电容；T 为变压器；R_L 为负载等效电阻。

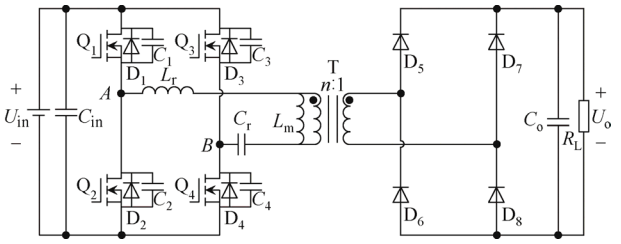


图 1　全桥 LLC 谐振变换器拓扑结构

Fig. 1 Topology of full-bridge LLC resonant converter

建模过程包括建立 LLC 谐振变换器的非线性状态空间方程，基于扩展描述函数法进行非线性量的线性化，利用谐波平衡原理建立 LLC 谐振变换器的大信号模型，对大信号模型进行扰动并线性化得到小信号模型，进一步地简化电路模型，文献[13]得到的经典等效模型如图 2 所示。图中：K_u、Y_u 和 K_d、Y_d 分别为输入电压小信号和开关频率小信号的系数；$\hat{\omega}_s$ 为开关角频率的小信号变量；$\hat{U}_{in}$、$\hat{U}_o$ 分

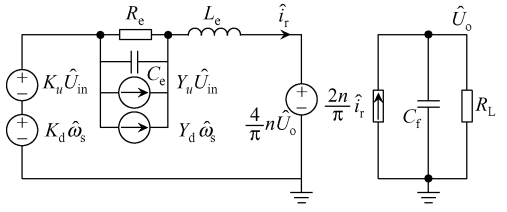


图 2　LLC 谐振变换器等效电路模型[13]

Fig. 2 Equivalent circuit model of LLC resonant converter[13]

别为输入电压和输出电压的小信号变量；R_e、L_e、C_e分别为变换器等效电路中的电阻、等效电感与谐振电容；n为变压器变比；$\hat{i}_r$为谐振电流的小信号变量；C_f为输出滤波电容。具体表达式为

$$K_u=\begin{cases}\dfrac{8}{\pi^2}\dfrac{U_{in}k\omega_n}{R_{eq}}\dfrac{k+1-\dfrac{1}{\omega_n^2}}{\sqrt{\left(k+1-\dfrac{1}{\omega_n^2}\right)^2+\left[\left(\dfrac{1}{\omega_n}-\omega_n\right)\dfrac{\pi^2}{8}Qk\right]^2}} & \omega_n\geqslant 1\\ \dfrac{4}{\pi}\dfrac{k}{\sin(\omega_n\pi/2)}\dfrac{1}{\sqrt{\left(k+1-\dfrac{1}{\omega_n^2}\right)^2+\left[\left(\dfrac{1}{\omega_n}-\omega_n\right)\dfrac{\pi^2}{8}Qk\dfrac{1}{\sin(\omega_n\pi/2)}\right]^2}} & \omega_n<1\end{cases} \tag{1}$$

$$K_d=\begin{cases}\dfrac{4U_{in}}{\pi}\dfrac{k}{\omega_o}\left\{\dfrac{\left[\left(\dfrac{1}{\omega_n^2}-\omega_n^2\right)\left(\dfrac{\pi^2}{8}Qk\right)^2-\left(k+1-\dfrac{1}{\omega_n^2}\right)\left(\dfrac{2}{\omega_n^2}\right)\right]\dfrac{1}{\omega_n}\dfrac{1}{\sin(\pi\omega_n/2)}}{\left[\sqrt{\left(k+1-\dfrac{1}{\omega_n^2}\right)^2+\left[\left(\dfrac{1}{\omega_n}-\omega_n\right)\dfrac{\pi^2}{8}Qk\right]^2}\right]^3}+\right.\\ \left.\dfrac{\left[-\dfrac{\pi}{2}\dfrac{\cos(\pi\omega_n/2)}{\sin(\pi\omega_n/2)}\right]}{\sqrt{\left(k+1-\dfrac{1}{\omega_n^2}\right)^2+\left[\left(\dfrac{1}{\omega_n}-\omega_n\right)\dfrac{\pi^2}{8}Qk\right]^2}}\right\} & \omega_n<1\\ -\dfrac{4U_{in}}{\pi}\dfrac{1}{\omega_o k} & \omega_n\geqslant 1\end{cases} \tag{2}$$

$$\begin{cases}Y_u=\dfrac{2}{\pi}\dfrac{X_{eq}}{\sqrt{X_{eq}^2+R_{eq}^2}}\\ Y_d=\dfrac{4U_{in}}{\pi}\dfrac{k}{\omega_o}\dfrac{1}{R_e}\left\{\dfrac{\dfrac{1}{\omega_n}\left(\dfrac{1}{\omega_n^2}-\omega_n^2\right)\left(\dfrac{\pi^2}{8}Qk\right)^2-\left(k+1-\dfrac{1}{\omega_n^2}\right)\left(\dfrac{2}{\omega_n^2}\right)}{\left[\sqrt{\left(k+1-\dfrac{1}{\omega_n^2}\right)^2+\left[\left(\dfrac{1}{\omega_n}-\omega_n\right)\dfrac{\pi^2}{8}Qk\right]^2}\right]^3}+\dfrac{2}{k^2}\right\}\end{cases} \tag{3}$$

$$R_e=\begin{cases}\dfrac{L_e|X_{eq}|\cdot|\omega_s-\omega_o|}{R_{eq}} & \omega_n\geqslant 1\\ 0 & \omega_n<1\end{cases} \tag{4}$$

$$L_e=\begin{cases}\left(1+\dfrac{1}{\omega_n^2}\right)L_r & \omega_n\geqslant 1\\ \left(1+\dfrac{1}{\omega_n^2}\right)L_r+(1-\omega_n)L_m & \omega_n<1\end{cases} \tag{5}$$

$$C_e=\frac{1}{L_e(\omega_s-\omega_o)^2} \tag{6}$$

$$\hat{U}_{in}=\frac{\pi}{2}U_{in}\cos\left(\frac{\pi}{2}d\right)\hat{d} \tag{7}$$

式中：k为励磁电感与谐振电感之比，$k=L_m/L_r$；ω_n为归一化频率，$\omega_n=\omega_s/\omega_o$，$\omega_s$为开关角频率，$\omega_o$为谐振角频率；$R_{eq}$为输出等效电阻，$R_{eq}=8n^2R_L/\pi^2$；$Q$为品质因数，$Q=\dfrac{\sqrt{L_r/C_r}}{n^2R_L}$；$X_{eq}$为等效阻抗，$X_{eq}=\omega_sL_r-\dfrac{1}{\omega_sC_r}$；$d$为谐振腔输入电

压占空比；$\hat{d}$ 为谐振腔输入电压占空比的小信号变量。

$$\frac{\hat{U}_{\mathrm{o}}(s)}{\hat{\omega}(s)}=\begin{cases}D_{\mathrm{DC}}\dfrac{X_{\mathrm{eq}}^2+R_{\mathrm{eq}}^2}{(s^2L_{\mathrm{e}}{}^2+sL_{\mathrm{e}}R_{\mathrm{eq}}+X_{\mathrm{eq}}^2)(1+R_{\mathrm{L}}C_{\mathrm{f}}s)+R_{\mathrm{eq}}(sL_{\mathrm{e}}+R_{\mathrm{eq}})} & \omega_{\mathrm{n}}\geqslant 1\\ \dfrac{\pi K_{\mathrm{d}}}{4n}\dfrac{1}{1+s/Q_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{p}}+s^2/\omega_{\mathrm{p}}^2} & \omega_{\mathrm{n}}<1\end{cases}\tag{8}$$

式中：$\hat{U}_{\mathrm{o}}(s)$、$\hat{\omega}(s)$ 分别为输出电压小信号变量和开关角频率的小信号变量；s 为复频率；D_{DC}、Q_{p}、ω_{p} 分别为直流系数、品质系数和频率系数，可分别表示为

$$\begin{cases}D_{\mathrm{DC}}=\dfrac{U_{\mathrm{in}}}{n}\dfrac{k}{\omega_{\mathrm{s}}}\dfrac{\left[\left(\dfrac{1}{\omega_{\mathrm{n}}^2}-\omega_{\mathrm{n}}^2\right)\left(\dfrac{\pi^2}{8}Qk\right)^2-\left(k+1-\dfrac{1}{\omega_{\mathrm{n}}^2}\right)\left(\dfrac{2}{\omega_{\mathrm{n}}^2}\right)\right]}{\left\{\sqrt{\left(k+1-\dfrac{1}{\omega_{\mathrm{n}}^2}\right)^2+\left[\left(\dfrac{1}{\omega_{\mathrm{n}}}-\omega_{\mathrm{n}}\right)\dfrac{\pi^2}{8}Qk\right]^2}\right\}^3}\\ Q_{\mathrm{p}}=\dfrac{8n}{\pi^2}R_{\mathrm{L}}\sqrt{\dfrac{C_{\mathrm{f}}}{L_{\mathrm{e}}}}\\ \omega_{\mathrm{p}}=\sqrt{\dfrac{1}{\pi^2L_{\mathrm{e}}C_{\mathrm{f}}/8n^2}}\end{cases}\tag{9}$$

移相模式下的传递函数为

$$\frac{\hat{U}_{\mathrm{o}}(s)}{\hat{\theta}(s)}=\begin{cases}\dfrac{M_{\mathrm{st}}(X_{\mathrm{eq}}^2+R_{\mathrm{eq}}^2+L_{\mathrm{e}}R_{\mathrm{eq}}s)}{(s^2L_{\mathrm{e}}{}^2+sL_{\mathrm{e}}R_{\mathrm{eq}}+X_{\mathrm{eq}}^2)(1+R_{\mathrm{L}}C_{\mathrm{f}}s)+R_{\mathrm{eq}}(\mathrm{s}L_{\mathrm{e}}+R_{\mathrm{eq}})} & \omega_{\mathrm{n}}\geqslant 1\\ \dfrac{-U_{\mathrm{in}}M_{\mathrm{st}}(1+s/Q_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{p}}+\mathrm{s}^2/\omega_{\mathrm{p}}^2)\cos(\pi/2-\theta/2)}{2n} & \omega_{\mathrm{n}}<1\end{cases}\tag{10}$$

式中：$\hat{\theta}(s)$ 为移相角的小信号变量；M_{st} 为动态系数，可表示为

$$M_{\mathrm{st}}=\begin{cases}\dfrac{-U_{\mathrm{in}}\cos(\pi/2-\theta/2)}{2n}\left|\dfrac{\mathrm{j}\omega_{\mathrm{n}}k}{\mathrm{j}\omega_{\mathrm{n}}(k+1-1/\omega_{\mathrm{n}}^2)+[\pi^2Q(1-\omega_{\mathrm{n}}^2)k]/8}\right| & \omega_{\mathrm{n}}\geqslant 1\\ \dfrac{-U_{\mathrm{in}}\cos(\pi/2-\theta/2)}{2n\sin(\omega_{\mathrm{n}}\pi/2)}\left|\dfrac{\mathrm{j}\omega_{n}k}{\mathrm{j}\omega_{n}(k+1-1/\omega_{\mathrm{n}}^2)+[\pi^2Q(1-\omega_{\mathrm{n}}^2)\sin(\omega_{\mathrm{n}}\pi/2)k]/8}\right| & \omega_{\mathrm{n}}<1\end{cases}\tag{11}$$

式中，θ 为移相角，$\theta=\pi(1-d)$。

变频模式下增益 G_{Gain} 关于开关频率 f_{s} 的函数[14]可表示为

$$G_{\mathrm{Gain}}=f_{\mathrm{Gf}}(f_{\mathrm{s}})=\frac{1}{\sqrt{\left(1+k-\dfrac{k}{f_{\mathrm{s}}}f_{\mathrm{r}}\right)^2+Q^2\left(\dfrac{f_{\mathrm{s}}}{f_{\mathrm{r}}}-\dfrac{f_{\mathrm{r}}}{f_{\mathrm{s}}}\right)^2}}\tag{12}$$

式中，f_{r} 为谐振频率。

移相模式下增益 G_{Gain} 关于 θ 的函数[14]可表示为

$$G_{\mathrm{Gain}}=f_{\mathrm{Gs}}(\theta)=\frac{1+\cos\theta}{2\sqrt{\left(1+k-\dfrac{k}{f_{\max}}f_{\mathrm{r}}\right)^2+Q^2\left(\dfrac{f_{\max}}{f_{\mathrm{r}}}-\dfrac{f_{\mathrm{r}}}{f_{\max}}\right)^2}}\tag{13}$$

式中，$f_{\max}$ 为最大开关频率。

2　混合调制自适应控制策略设计

混合调制自适应控制策略包括前级的自适应

PI 控制器和后级的混合控制器。其中，前级自适应 PI 控制器的输入为参考电压 U_{ref} 与输出电压 U_o 的误差值，PI 控制器参数根据输入电压与负载电流 I_o 动态变化；后级混合控制器包括变频控制器和移相控制器，根据 PI 控制器输出值 x 判断变换器的工作模式，当 $x \leqslant x_s$(x_s 为控制模式切换值)时变换器工作在移相模式、当 $x>x_s$ 时变换器工作在变频模式，控制框图如图 3 所示。图中：k_p、k_i 分别为 PI 控制器参数；f_p、f_i 分别为 PI 参数关于输入电压和输出电流的函数；x_{max} 为控制器最大输出值。

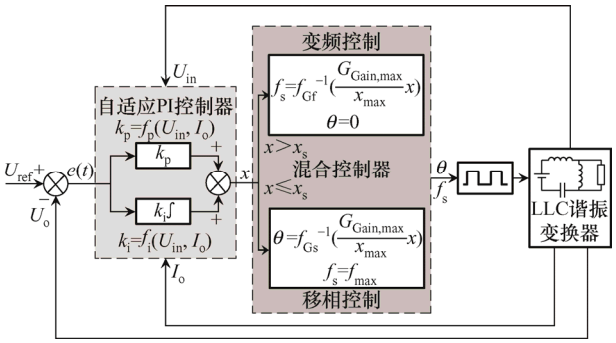


图 3 混合调制自适应控制框图

Fig. 3 Block diagram of hybrid modulation adaptive control

2.1 混合调制统一模型建立

在 LLC 谐振变换器混合调制策略下，假设负载保持不变，变换器最初工作在变频模式的最低频率，输出最大增益。随着输入电压逐渐增大，所需增益减小，频率逐渐升高，当达到最高频率时切换为移相模式；之后保持频率不变，θ 从零开始增大，增益进一步减小。不同 Q 的增益曲线如图 4 所示。

为使控制器输出唯一变量 x 对这 2 种模式进行控制，需要建立中间函数：f_s 关于 x 的函数为 $f_s=f_{pf}(x)$，θ 关于 x 的函数为 $\theta=f_{ps}(x)$，使得 2 种模式下关于 x 的增益函数均近似为线性函数，如图 5 所示；再结合式(8)、式(10)得到 U_o 关于 x 的小信号模型，即本文研究的混合调制统一模型。图中：$G_{Gain,max}$ 为最大输出增益；$G_{Gain,shift}$ 为模式切换点增益；x_{shift} 为模式切换点。

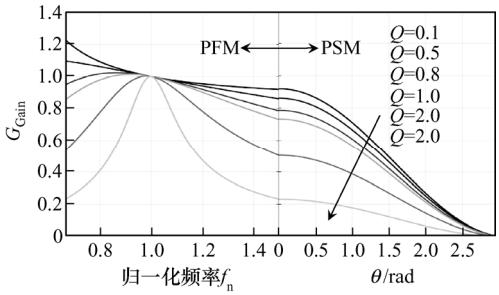


图 4 变频-移相混合调制增益曲线

Fig. 4 Gain curves under PFM-PSM hybrid modulation

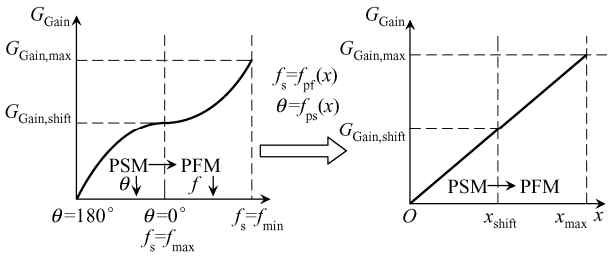


图 5 混合调制增益线性化

Fig. 5 Linearization of gain under hybrid modulation

首先需要求解中间函数，在 LLC 变换器混合调制中，已知 $f_{min}<f_s<f_{max}$、$0°<\theta<180°$、$0<x<x_{max}$。当变换器工作在最小开关频率，即 $f_s=f_{min}$ 时，对应控制器输出最大值 x_{max}，此时变换器输出 $G_{Gain,max}$。通过代入模式切换点处的 $G_{Gain,shift}$ 计算 x_{shift} 的值，计算公式为 $x_{shift}=\dfrac{x_{max}}{G_{Gain,max}}G_{Gain,shift}$。

由图 5 可知变换器增益 G_{Gain} 关于 x 的函数为

$$G_{Gain}=\frac{G_{Gain,max}}{x_{max}}x \tag{14}$$

通过联立式(12)与式(14)求得

$$f_s=f_{pf}(x)=f_{Gf}^{-1}\left(\frac{G_{Gain,max}}{x_{max}}x\right) \tag{15}$$

由于 f_s 是关于 x 的 4 次函数，故无法求出反函数的解析解，通过牛顿迭代法得到 f_s 关于 x 的关系式为

$$f_{s,n+1}=f_{s,n}-\frac{Af_{s,n}^4+\left[B-\left(\dfrac{G_{Gain,max}}{x_{max}}x\right)^2\right]f_{s,n}^2+Cf_{s,n}+D}{4Af_{s,n}^3+2\left[B-\left(\dfrac{G_{Gain,max}}{x_{max}}x\right)^2\right]f_{s,n}+D} \tag{16}$$

式中：$f_{s,n}$为f_s第 n 次迭代的值；A、B、C、D 均为迭代系数，可分别表示为 $A=\dfrac{Q^2}{f_r^2}$、$B=(1+k)^2-2Q^2$、$C=2(1+k)kf_r$、$D=f_r^2(k^2+Q^2)$。根据精度要求选择迭代次数，设置迭代初值为谐振频率，即$f_{s,0}$=f_r。

通过联立式(13)与式(14)求得

$$\theta=f_{ps}(x)=f_{Gs}^{-1}\left(\frac{G_{Gain,max}}{x_{max}}x\right)=\arccos(k_1x-1) \tag{17}$$

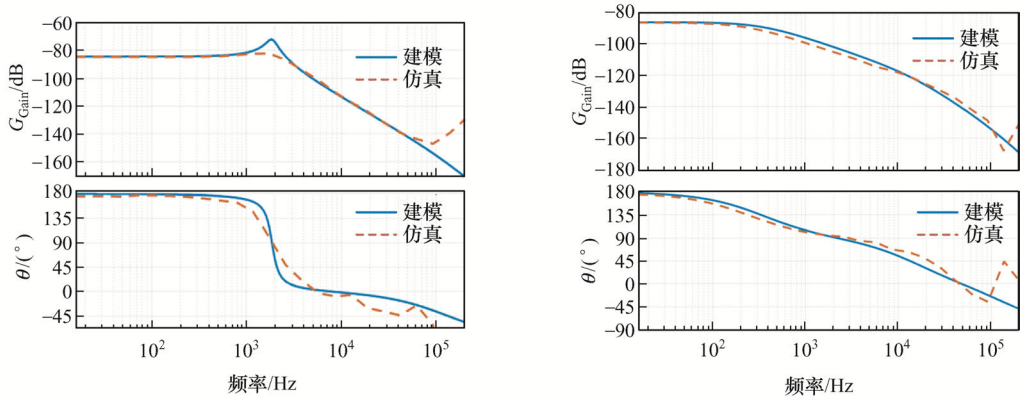
式中，k_1为增益系数，可表示为

$$k_1=\frac{2G_{Gain,max}}{x_{max}}\sqrt{\left(1+k-\frac{k}{f_{max}}f_r\right)^2+Q^2\left(\frac{f_{max}}{f_r}-\frac{f_r}{f_{max}}\right)^2} \tag{18}$$

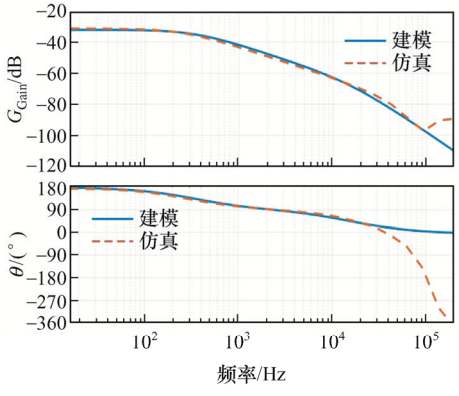
结合式(8)、式(10)与式(14)，最终得到 U_o 关于 x 的传递函数，建立混合调制统一小信号模型，可表示为

$$\Phi_o(s)=\begin{cases}\dfrac{xU_{in}G_{Gain,max}}{nx_{max}}\dfrac{1}{1+\dfrac{s}{Q_p\omega_p}+\dfrac{s^2}{\omega_p^2}} & f_n<1\\ \dfrac{xU_{in}G_{Gain,max}}{nx_{max}}\dfrac{X_{eq}^2+R_{eq}^2}{(s^2L_e^2+sL_eR_{eq}+X_{eq}^2)(1+R_LC_fs)+R_{eq}(sL_e+R_{eq})} & f_n>1,\ x\geqslant x_{shift}\\ \dfrac{xU_{in}G_{Gain,max}}{nx_{max}}\dfrac{X_{eq}^2+R_{eq}^2+L_eR_{eq}s}{(s^2L_e^2+sL_eR_{eq}+X_{eq}^2)(1+R_LC_fs)+R_{eq}(sL_e+R_{eq})} & f_n>1,\ x<x_{shift}\end{cases} \tag{19}$$

对建立的统一模型进行扫频验证，Bode 仿真结果如图 6 所示，变换器参数见表 1。图 6(a)为变频模式下 f_s=f_r时，建模和仿真所得 Bode 图；图 6(b)为变频模式下 f_s=1.4f_r时，所得 Bode 图；图 6(c)为移相模式下 f_s=1.4f_r、θ=30°时，所得 Bode 图。由图 6(a)、(b)可知，在变频模式下，扫频得到的传递



(a) 变频模式扫频验证(f_s=f_r)　　(b) 变频模式扫频验证(f_s=1.4f_r)



(c) 移相模式扫频验证(f_s=1.4f_r, θ=30°)

图 6　统一建模扫频验证 Bode 仿真结果图

Fig. 6 Sweep frequency verification of unified model for Bode simulation results

表 1 全桥 LLC 谐振变换器参数

Tab. 1 Parameters of full-bridge LLC resonant converter

电路参数	数值
输入电压 U_{in}/V	28
输出电压 U_o/V	12
额定功率 P_o/W	400
谐振电感 L_r/μH	3
励磁电感 L_m/μH	20
谐振电容 C_r/nF	800
滤波电容 C_f/μH	4 230
变压器变比 n	2:1
开关频率 f_s/kHz	100~150
谐振频率 f_r/kHz	100

函数 Bode 图与小信号建模的 Bode 图在 100 kHz 以下基本一致，误差较小；由图 6(c)可知，在移相模式下，扫频得到的传递函数 Bode 图与小信号建模的 Bode 图在 0~10 kHz 基本一致、10 kHz 以上误差逐渐变大。本文所研究的 LLC 变换器环路补偿的截止频率为 500 Hz 左右，远远小于 10 kHz，满足系统建模精准度要求。

2.2 自适应 PI 控制器参数计算方法

PI 补偿网络为系统提供 1 个零极点和 1 个零点，其中，零极点为闭环系统提供了较高的直流增益，零点可以提高系统的穿越频率，提升系统的响应速度。PI 控制器在 S 域的传递函数为 $\Phi_{PI}(s)=k_p+\dfrac{k_i}{s}=\dfrac{k_p s+k_i}{s}$，其中，$k_p$、$k_i$均为 PI 控制器参数。

经过补偿后的闭环传递函数为

$$\Phi_{cl}(s)=\Phi_o(s)\cdot\Phi_{PI}(s) \tag{20}$$

一般希望闭环传递函数的 Bode 图满足 4 个要求：①比较大的低频增益；②增益曲线以−20 dB/dec 的斜率穿过 0 dB 线；③系统相位裕度保持在 60°左右；④截止频率f_c尽量接近 500 Hz。由此可知约束方程为

$$\begin{cases}|\Phi_{cl}(j\omega_c)|=1\\ \angle\Phi_{cl}(j\omega_c)+180^\circ=60^\circ\end{cases} \tag{21}$$

式中，ω_c为穿越频率，$\omega_c=2\pi f_c$。

为了保持闭环系统的稳定性和环路控制的一致性，通过上述条件和式(19)~式(21)可得

$$k_i=\begin{cases}\dfrac{\omega_c\sqrt{\left(1-\dfrac{\omega_c^2}{\omega_p^2}\right)^2+\left(\dfrac{\omega_c}{Q_p\omega_p}\right)^2}}{\dfrac{xU_{in}G_{Gain,max}}{nx_{max}}} & f_n<1\\ \dfrac{\sqrt{(X_{eq}^2+R_{eq}^2-(L_e^2+L_eR_{eq}R_LC_f)\omega_c^2)^2+(X_{eq}^2R_LC_f+L_eR_{eq}(\omega_c+1)-L_e^2R_LC_f\omega_c^3)^2}}{\dfrac{xU_{in}G_{Gain,max}}{\omega_c nx_{max}}(X_{eq}^2+R_{eq}^2)} & f_n>1,\ x\geqslant x_{shift}\\ \dfrac{\sqrt{(X_{eq}^2+R_{eq}^2-(L_e^2+L_eR_{eq}R_LC_f)\omega_c^2)^2+(X_{eq}^2R_LC_f+L_eR_{eq}(\omega_c+1)-L_e^2R_LC_f\omega_c^3)^2}}{\dfrac{xU_{in}G_{Gain,max}}{\omega_c nx_{max}}\sqrt{(X_{eq}^2+R_{eq}^2)^2+(L_eR_{eq}\omega_c)^2}(X_{eq}^2+R_{eq}^2)} & f_n>1,\ x<x_{shift}\end{cases} \tag{22}$$

$$k_p=\begin{cases}\dfrac{k_i}{\omega_c\tan\left[\arctan\dfrac{\omega_c\omega_p}{Q_p(\omega_p^2-\omega_c^2)}-120^\circ\right]} & f_n<1\\ \dfrac{k_i}{\tan\left\{\arctan\left[\dfrac{X_{eq}^2R_LC_f+L_eR_{eq}(\omega_c+1)-L_e^2R_LC_f\omega_c^3}{X_{eq}^2+R_{eq}^2-(L_e^2+L_eR_{eq}R_LC_f)\omega_c^2}\right]-120^\circ\right\}} & f_n>1,\ \ x\geqslant x_{shift}\\ \dfrac{k_i}{\tan\left\{\arctan\left[\dfrac{X_{eq}^2R_LC_f+L_eR_{eq}(\omega_c+1)-L_e^2R_LC_f\omega_c^3}{X_{eq}^2+R_{eq}^2-(L_e^2+L_eR_{eq}R_LC_f)\omega_c^2}\right]-\arctan\left(\dfrac{L_eR_{eq}\omega_c}{X_{eq}^2+R_{eq}^2}\right)-120^\circ\right\}} & f_n>1,\ \ x<x_{shift}\end{cases} \tag{23}$$

3　仿真与实验验证

3.1　仿真验证

为了验证混合调制自适应控制策略的有效性，在 MATLAB/Simulink 仿真平台采用表 1 中参数进行仿真研究，将自适应 PI 控制与 PI 控制进行对比分析，仿真波形如图 7~图 8 所示。

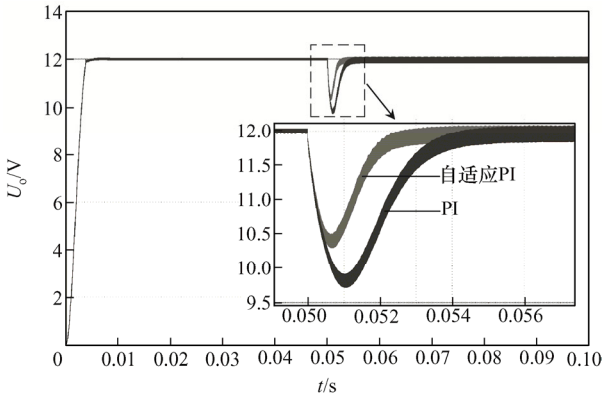


图 7　负载跳变的输出电压波形

Fig. 7 Waveforms of output voltage under step change in load

U_{in}= 32 V 保持不变、负载由 1/4 载跳变到满载、控制模式从移相控制切换为变频控制，U_o 的波形如图 7 所示。由图可知，在 PI 控制下，跳变的最大偏差为 2.30 V、动态响应时间为 4.30 ms；自适应 PI 控制下，跳变的最大偏差为 1.70 V、动态响应时间为 2.50 ms。相较于 PI 控制，其最大偏差降低了 26.1%、动态响应时间减少了 41.9%。

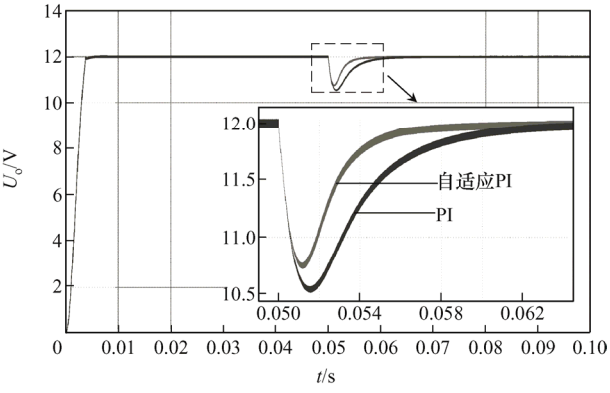


图 8　输入电压跳变的输出电压波形

Fig. 8 Waveforms of output voltage under step change in input voltage

保持负载 1/4 载不变、U_{in} 从最大值 32 V 跳变到最小值 25 V，U_o 的波形如图 8 所示。由图可知，在 PI 控制下，跳变的最大偏差为 1.50 V、动态响应时间为 14.00 ms；自适应 PI 控制下，跳变的最大偏差为 1.25 V、动态响应时间为 8.00 ms。相比于 PI 控制，其最大偏差降低了 16.7%、动态响应时间减少了 42.9%。

3.2　实验验证

为了进一步验证提出方法的可行性，搭建全桥 LLC 谐振变换器小功率实验平台，如图 9 所示，对其进行实验验证。



图 9　全桥 LLC 谐振变换器实验平台

Fig. 9 Experimental platform for full-bridge LLC resonant converter

当 U_{in}=28 V，PI 控制与自适应 PI 控制下，负载从 1/4 载跳变到 3/4 载时，控制模式从移相控制切换为变频控制，U_o、谐振电流 i_r 以及不同桥臂上管 MOS 管驱动电压 U_{gs1} 和 U_{gs2} 的参数波形如图 10 和图 11 所示。由图 10 可知，在 PI 控制下，跳变的最大偏差为 2.19 V、动态响应时间为 4.65 ms；由图 11 可知，在自适应 PI 控制下，跳变的最大偏差为 1.77 V、动态响应时间为 3.50 ms。相较于 PI 控制，其最大偏差降低了 19.2%、响应时间减少了 24.7%。由图 10 和图 11 中的瞬态波形可以看出，从移相模式切换为变频模式时，U_{gs1} 与 U_{gs2} 的波形从分离状态逐渐重合、移相角逐渐变为 0、谐振电流过渡连续稳定、输出电压波形稳定。

当负载为 1/4 载，PI 控制和自适应 PI 控制下，输入电压从 25 V 跳变到 40 V、控制模式从变频控制切换为移相控制时，U_o、i_r、U_{gs1} 和 U_{gs2} 的参数波形如图 12 和图 13 所示。由图 12 可知，在 PI 控制下，跳变的最大偏差为 1.97 V、动态响应时间为 8.74 ms；由图 13 可知，在自适应 PI 控制下，跳变的最大偏差为 1.43 V、动态响应时间为 6.54 ms。相

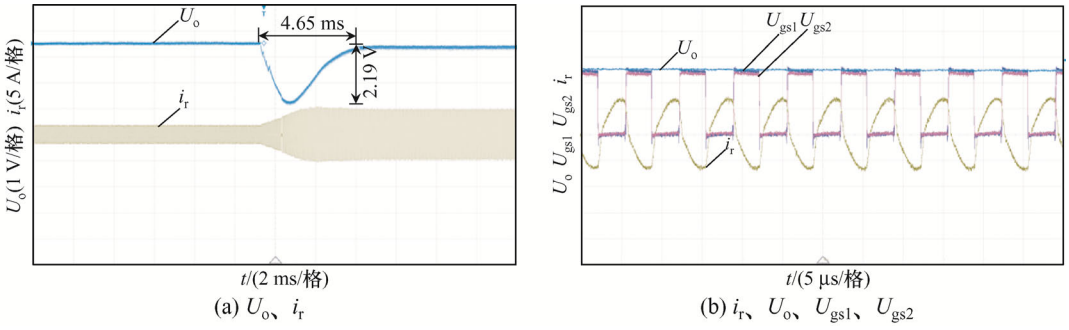


图 10 负载跳变的输出波形(PI 控制)

Fig. 10 Output waveforms under step change in load (PI control)

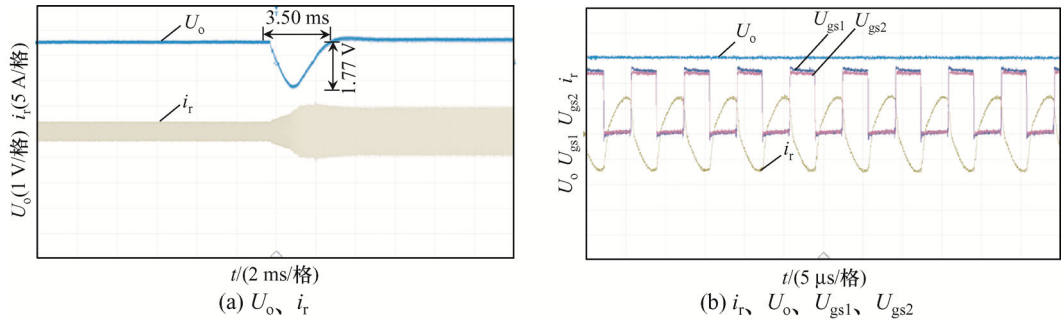


图 11 负载跳变的输出波形(自适应 PI 控制)

Fig. 11 Output waveforms under step change in load (adaptive PI control)

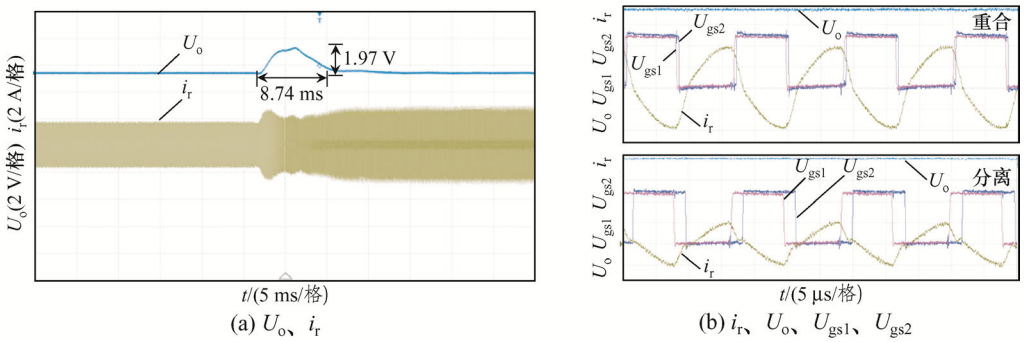


图 12 输入电压跳变的输出波形(PI 控制)

Fig. 12 Output waveforms under step change in input voltage (PI control)

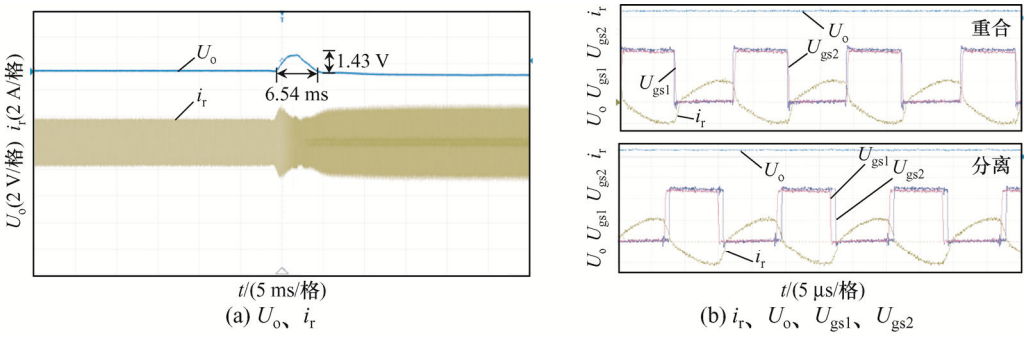


图 13 输入电压跳变的输出波形(自适应 PI 控制)

Fig. 13 Output waveforms under step change in input voltage (adaptive PI control)

较于 PI 控制，其最大偏差降低了 27.4%、响应时 间减少了 25.2%。由图 12 和图 13 的瞬态波形可知，

从变频模式切换为移相模式时，U_{gs1} 与 U_{gs2} 的波形从重合状态逐渐分离、谐振电流过渡连续平滑、输出电压波形稳定。

4　结语

本文提出了一种适用于 LLC 谐振变换器的混合调制自适应控制策略，首先通过扩展描述函数法建立了变换器变频控制和移相控制的小信号模型，接着基于小信号模型建立了混合调制统一模型，然后根据统一模型设计了自适应 PI 控制器参数计算方法，最后通过仿真和实验对所提的控制方法进行了有效验证。由实验结果可知，所提的控制方法能够实现模式切换时的平滑过渡，显著降低了系统动态响应的超调量并缩短了响应时间，体现出良好的控制效果。

参考文献：

[1] 熊兰, 高迎飞, 宋佳, 等. 宽输入倍压整流 LLC 谐振变换器的时域分析[J]. 电源学报, 2025, 23(3): 228-237.
Xiong Lan, Gao Yingfei, Song Jia, et al. Operation mode analysis of wide-input LLC resonant converter with voltage doubling rectifier [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(3): 228-237. (in Chinese)

[2] 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)

[3] 潘健, 宋豪杰, 刘松林, 等. 定频 PWM 控制混合桥双 LLC 谐振变换器研究[J]. 电源学报, 2024, 22(5): 120-132.
Pan Jian, Song Haojie, Liu Songlin, et al. Research on hybrid bridge dual-LLC resonant converter under fixed-frequency PWM control [J]. Journal of Power Supply, 2024,22(5):120-132. (in Chinese)

[4] 刘赞, 沙金, 邱高峰, 等. 多级离散扩展移相控制双有源桥 DC-DC 变换器的原理、参数设计与性能[J]. 电工技术学报, 2024, 39(12): 3761-3773.
Liu Zan, Sha Jin, Qiu Gaofeng, et al. Principle, Parameters design and performance of multistage discrete extended-phase-shift control dual active bridge DC-DC converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(12): 3761-3773.

[5] Lin Jingyuan, Yueh H Y, Lin Yifeng, et al. Variable-frequency and phase-shift with synchronous rectification advance on-time hybrid control of LLC resonant converter for electric vehicles charger [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2023, 4(1): 348-356.

[6] 金涛, 肖晓森, 张钟艺, 等. 基于宽范围增益和效率的 LLC 谐振变换器设计方法[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(10): 108-119.
Jin Tao, Xiao Xiaosen, Zhang Zhongyi, et al. Design method of LLC resonant converter based on wide range gain and efficiency [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(10): 108-119. (in Chinese)

[7] Nelson G S, Susmitha A. Hybrid control for high efficiency LLC resonant converter [C]// 2016 IEEE 7th Power India International Conference (PIICON). Bikaner, India, 2017: 1-6.

[8] 刘胜斌, 刘丛伟. LLC 谐振变换器的自抗扰控制[J]. 冶金自动化, 2021, 45(S1): 375-382, 400.
Liu Shengbin, Liu Congwei. Fractional-order linear active disturbance rejection control for LLC resonant converters [J]. Metallurgical Industry Automation, 2021, 45(S1): 375-382, 400.(in Chinese)

[9] Chen Tianpei, Chen Qihong, Lei Lei, et al. Research on full bridge LLC resonant converter based on fuzzy self-adaptive PI control [C]// 2017 32nd Youth Academic Annual Conference of Chinese Association of Automation (YAC). Hefei, China, 2017: 132-137.

[10] 殷帆, 李先允, 王书征, 等. LLC 谐振变换器的滑模混合控制方法[J]. 电气传动, 2022, 52(3): 17-23.
Yin Fan, Li Xianyun, Wang Shuzheng, et al. Sliding mode hybrid control strategy of LLC resonant converter [J]. Electric Drive, 2022, 52(3): 17-23. (in Chinese)

[11] Zheng Kai, Zhang Guodong, Zhou Dongfang, et al. Modeling, dynamic analysis and control design of full-bridge LLC resonant converters with sliding-mode and PI control scheme[J]. Journal of Power Electronics, 2018, 18(3): 766-777.

[12] Fei Chao, Li Qiang, Lee F C. Digital implementation of light-load efficiency improvement for high-frequency LLC converters with simplified optimal trajectory control [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(4): 1850-1859.

[13] 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.

[14] 高俊岭, 田琳, 黄豪磊. 基于模糊 PI 的 LLC 谐振变换器混合控制研究[J]. 电工技术, 2023(23): 34-36, 39.
Gao Junling, Tian Lin, Huang Haolei. Study on fuzzy PI-based hybrid control of LLC resonant converters [J]. Electric Engineering, 2023(23): 34-36, 39. (in Chinese)



刘宝泉

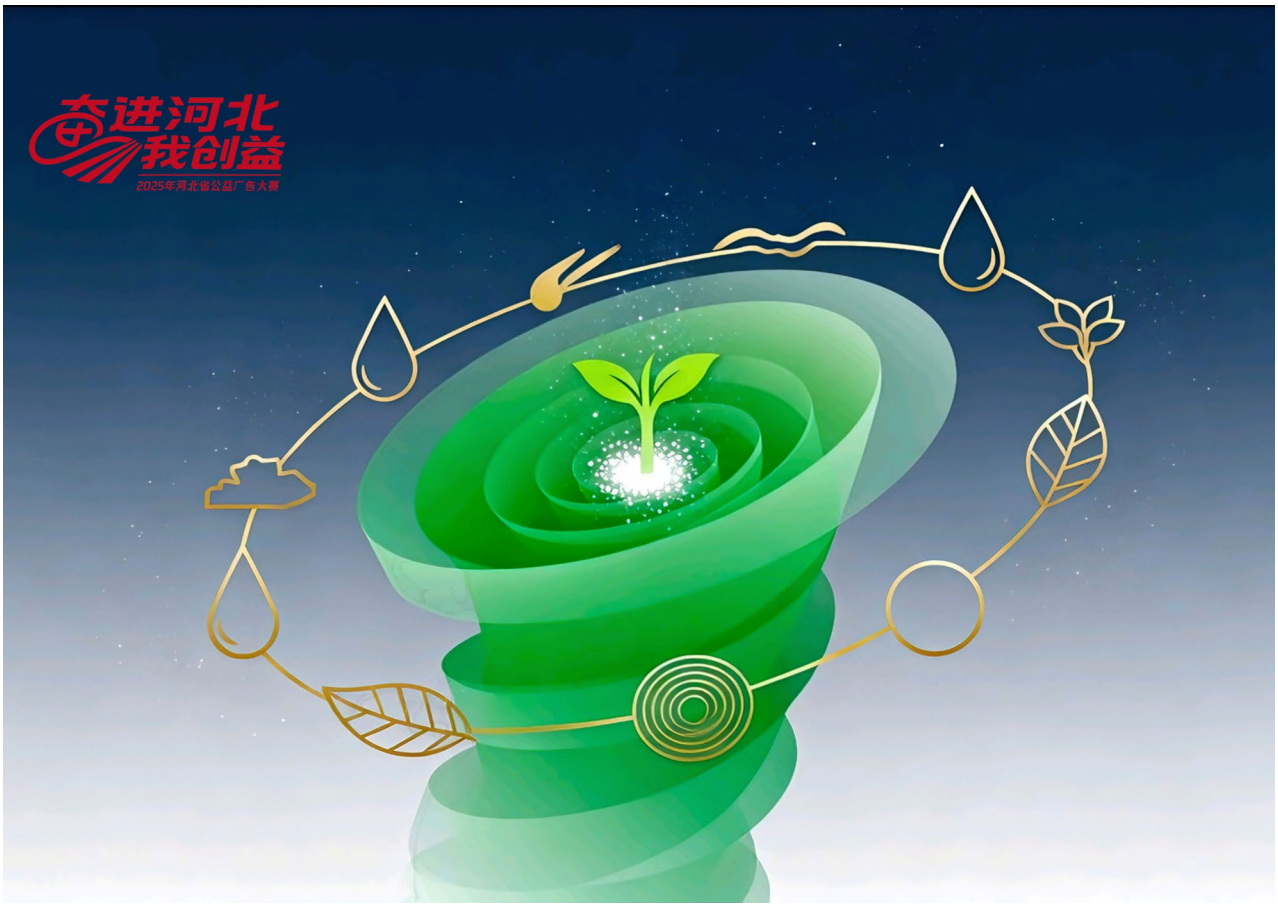
作者简介：

刘宝泉(1987—)，男，中国电源学会会员，博士，副教授。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：liubq@sust.edu.cn。

周歧浩(2000—)，男，中国电源学会学生会员，通信作者，硕士研究生。研究方向：DC-DC 谐振变换器及其控制。E-mail：220612076@sust.edu.cn。

韩猛(1999—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：DC-DC 谐振变换器及其控制。E-mail：210611004@sust.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)



公益广告来源：河北省广告研究院