DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.9.53 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

应用于单相混合逆变器中双向 LLC 变换器的抖频控制方法研究

陈景文[1]，张横横[1](中国电源学会学生会员)，张 琦[2](中国电源学会会员)
(1.陕西科技大学电气与控制工程学院，西安 710021；2.西安理工大学电气工程学院，西安 710048)

摘要：抖频技术常用于抑制 LLC 变换器电磁兼容方面的问题。然而，传统抖频技术在适应频率变化时对负载特性的处理存在一定的局限性，导致 LLC 变换器的工作效率降低，特别是在单相混合逆变器中，固定频率扰动使上述问题更加显著。针对此情况，提出一种依据负载功率特征的抖频控制方法，旨在提高 LLC 变换器的工作效率，其关键在于实现“源阻抗”和“负载阻抗”的匹配。首先剖析了单相混合逆变器中的“源”“载”特性，深入探究了“源阻抗”和“负载阻抗”的特性；接着结合 LLC 变换器在不同频率下的阻抗特性，提出了基于负载功率特征的抖频控制方法；最后通过实验验证了该方法的有效性。实验结果表明，该方法有效提升了 LLC 变换器的工作效率。

关键词：单相混合逆变器；双向 LLC 变换器；阻抗匹配；抖频

Research on the Frequency Jitter Control Method Applied to Bidirectional LLC Converter in Single-phase Hybrid Inverter

CHEN Jingwen[1], ZHANG Hengheng[1], *Student Member*, *CPSS*, ZHANG Qi[2], *Member*, *CPSS*
(1. School of Electrical and Control Engineering, Shaanxi University of Science and Technology, Xi'an 710021, China;
2. School of Electrical Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: Frequency jitter technology is commonly used to mitigate electromagnetic compatibility issues in LLC converters. However, the traditional frequency jitter technology has certain limitations in the processing of load characteristics when adapting to frequency changes, which leads to the reduction of the working efficiency of LLC converters, especially in single-phase hybrid inverters, where the fixed frequency disturbance makes the above problems more significant. In view of this situation, a frequency jitter control method based on the load power characteristics is proposed, which aims to improve the efficiency of LLC converters, and the key is to achieve the matching of "source impedance" and "load impedance". First, the characteristics of "source" and "load" in single-phase hybrid inverter are analyzed, and the characteristics of "source impedance" and "load impedance" are deeply explored. Then, combining with the impedance characteristics of LLC converter at different frequencies, this frequency jitter control method based on load power characteristics is proposed. Finally, the effectiveness of the proposed method is verified by experiments. Experimental results show that the proposed method can effectively improve the working efficiency of LLC converter.

Keywords: Single-phase hybrid inverter; bidirectional LLC converter; impedance matching; frequency jitter

收稿日期：2024-12-05；**修回日期**：2025-01-15，2025-02-13；**录用日期**：2025-02-17；**网络首发日期**：2025-03-07
基金项目：陕西省教育厅计划资助项目(22JC023)；西安市科技计划资助项目(2024JH-GXFW-0180)
This work is supported by Shaanxi Provincial Department of Education Planned Project under the grant 22JC023; Xi'an Science and Technology Plan Project under the grant 2024JH-GXFW-0180

在电力电子领域，电磁干扰 EMI(electromagnetic interference)一直是制约系统性能提升的关键因素之一[1]。抖频技术(扩频调制技术)凭借出色的 EMI 抑制能力，被广泛应用于各类电力电子

变换器中，LLC 变换器便是其中典型的代表[2]。LLC 变换器效率高、功率密度高，被广泛应用于电源供应、电动汽车充电及工业自动化等多个领域[3]。然而在单相混合逆变器这一复杂应用场景中，传统抖频技术在应对频率变化时，其应对负载特性的能力逐渐显露出诸多局限，如响应速度较慢、对负载特性的自适应能力缺乏、控制复杂性增加等[4]，这些局限导致 LLC 变换器的工作效率降低，无法充分发挥其在单相混合逆变器中的性能优势。

为解决逆变器中传统抖频技术在频率变化时，LLC 变换器对负载特性处理能力欠佳而导致效率降低的问题，诸多学者已开展了相关研究。文献[5]提出了一种电荷自抗扰控制策略，该策略能使系统快速响应负载变化和输出扰动，但参数整定复杂，需要强大的硬件支持才能实现良好的控制效果；文献[6]将滑模控制策略应用到 LLC 变换器中，虽然具有较强的鲁棒性和抗干扰性，但滑模结构会使输出产生波动，增加输出纹波，使系统稳定性下降；文献[7]在传统自抗扰控制策略的基础上提出了一种快速终端滑模自抗扰控制策略，虽然该策略能在逆变器复杂多变的工况下稳定运行，但会占据较多的硬件资源，增加产品的设计成本；文献[8]提出了一种比例积分 PI(proportional integral)滑模混合控制方法，该方法结合了 PI 控制与滑模控制的优点，显著降低了逆变器系统的动态响应超调，消除了稳态阶段的抖振问题，但会使控制器的设计和实现变得较为复杂；文献[9]提出了一种 LLC 变换器的混合调制自适应控制策略，该策略能在全负载和全输入范围内获得良好的稳态性能和动态响应，但其算法复杂度较高，可能影响逆变器系统的实时性，且需要高性能的硬件支持，增加了设计成本。上述控制策略的实施均增加了算法设计的复杂度，造成硬件资源需求显著增大，进而增加逆变器产品的设计成本。

为解决逆变器中传统抖频技术在频率变化时，LLC 变换器对负载特性处理能力欠佳而导致效率降低的问题，本文提出了一种基于 LLC 变换器负载功率特征的抖频控制方法。该方法依据负载功率特征动态调整 LLC 变换器的工作状态，以使其输出功率可以紧密跟随负载功率的变化，进而实现变换器“源阻抗”与“负载阻抗”的高度匹配。实验结果表明，该方法提升了 LLC 变换器的工作效率，对实际工程中的研究具有重要意义。

1 单相混合逆变器的“源”“载”特性分析

单相混合逆变器由光伏支路、储能支路及逆变支路这 3 个功率单元组成。在系统中，储能支路与逆变支路均可控制母线电压[10]。当系统处于不同的工作模式时，这 2 个支路既可以充当“源”，也可以扮演“载”的角色。本文聚焦储能支路中的 LLC 变换器，研究的储能支路和逆变支路拓扑结构如图 1 所示。综合考虑二者作为“源”与“载”的

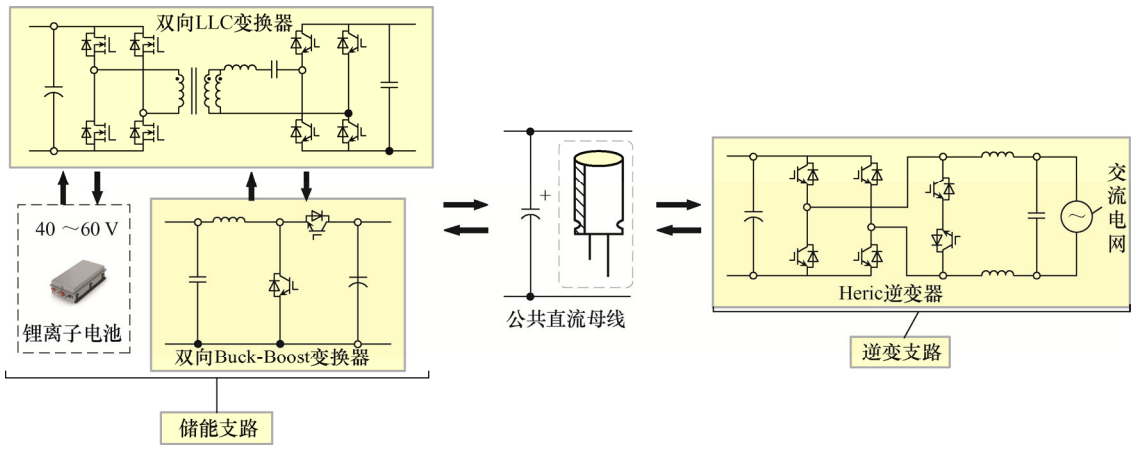


图 1 单相混合逆变器储能支路与逆变支路拓扑结构

Fig. 1 Topology of single-phase hybrid inverter energy storage branch and inverter branch

阻抗特性，储能支路主要承担母线电压的控制任务，在系统中呈现“源”的特性；而逆变支路的主要功能是并网发电，在系统中呈现“载”的特性。

1.1 LLC 变换器“源”特性分析

储能支路由前级双向 LLC 变换器和后级双向 Buck-Boost 变换器依次级联组成，LLC 变换器凭借高效率和高升压比的特征[11]，结合级联 Buck-Boost 电路的宽频带控制能力，实现了储能支路的电路拓扑结构，从而有效地进行低压电池与系统母线间的能量交互控制。双向 LLC 变换器拓扑结构如图 2 所示，采用定频、开环控制。图中：u_{bat} 为低压电池的端口电压；D_1~D_8 为功率开关管；S_1~S_8 的反并联二极管；$C_1 \sim C_8$ 为功率开关管的寄生电容；C_{llc} 为 LLC 变换器的一次侧滤波电容。中间母线电压 u_{llc} 经过 S_5~S_8 构成的一次侧全桥变换器、集成励磁电感 L_m 的变压器、由谐振电感 L_r 与谐振电容 C_r 构成的谐振腔、S_1~S_4 构成的二次侧全桥变换器向电池端口电容 C_{bat} 供能，形成 u_{bat}。LLC 变换器的串联谐振频率 f_r 和串并联谐振频率 f_m[13]可分别表示为

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \tag{1}$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \tag{2}$$

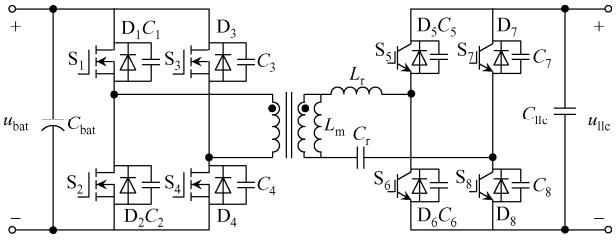


图 2　双向 LLC 变换器结构

Fig. 2 Structure of bidirectional LLC converter

设计 LLC 变换器开关频率 $f_s = f_r$，目的是使其工作在准谐振模式。负载变化时，LLC 变换器相应示例如图 3 所示。由图可知：当 LLC 变换器输出侧负载增加时，变换器会工作在过谐振模式，此时 f_s 会增大，等效增益 $M<1$，LLC 变换器的输出功率会减小；反之，当 LLC 变换器输出侧负载减少时，变换器会工作在欠谐振模式，此时 f_s 会减小，$M>1$，LLC 变换器的输出功率会增大。因此，LLC 变换器输出侧负载的动态变化会导致其既定工作模式发生变化，尤其在负载增大时，这种变化与 LLC 变换器的设计理念相悖。

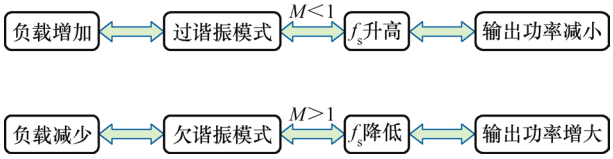


图 3　负载变化时 LLC 变换器相应示例

Fig. 3 Corresponding examples of the LLC converter when the load changes

LLC 变换器的高电压、电流变化率及高频工作特性，使其成为单相混合逆变器中电力电子器件产生 EMI 的主要源头之一。对具备软开关技术的全桥 LLC 变换器采用扩频调制技术，可进一步抑制 EMI[12]。不同方向扩频调制模式如图 4 所示，在原有载波频率基础上加入可控抖动频率，使 f_s 按一定规律变化[13]，其中 Δf 为可控的抖动频率量。在占空比不变时，改变瞬时工作频率，将谐波及其倍频处尖峰扩展到宽范围边带，降低谐波峰值与振幅，从而削弱 EMI。扩频调制技术能从源头上降低 EMI 峰值，是目前削弱电力电子设备 EMI 的主要手段之一[14]。

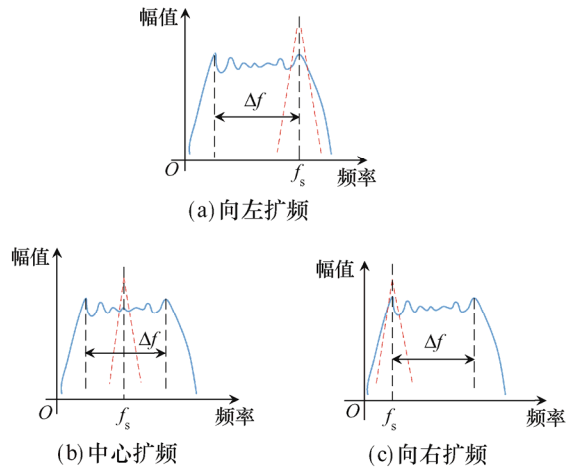


图 4　不同方向扩频调制模式

Fig. 4 Spread-spectrum modulation modes in different directions

1.2 LLC 变换器“载”特征分析

储能支路中双向 Buck-Boost 变换器拓扑结构

如图 5 所示。图中：L 为 Buck-Boost 滤波电感；i_L 为电感电流；S_{bo}、S_{bu} 为变换器开关管；C_{dc} 为直流母线电容；i_C 为直流母线电容电流；i_d 为负载电流；u_{dc} 为直流母线电压。

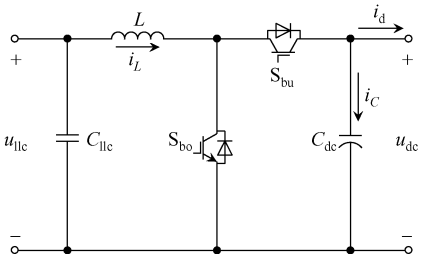


图 5 双向 Buck-Boost 变换器拓扑

Fig. 5 Topology of bidirectional Buck-Boost converter

Buck-Boost 变换器采用电压、电流双闭环控制，其中，电压环采用比例积分控制，电流环采用纯比例控制。Buck-Boost 变换器的控制框图如图 6 所示。图中：$u_{dc,ref}$、$i_{L,ref}$ 分别为电压外环、电流内环给定值；$G_u(s)$、$G_i(s)$、$G_y(s)$ 分别为电压控制器、电流控制器和数字控制器延迟环节传递函数，其表达式为

$$\begin{cases} G_u(s)=k_{pu}+k_{iu}/s \\ G_i(s)=k_{pi} \\ G_y(s)=\mathrm{e}^{-1.5T_y s} \end{cases} \tag{3}$$

式中：k_{pu}、k_{iu} 分别为电压外环比例、积分系数；k_{pi} 为电流内环比例系数；T_y 为数字控制的 1.5 拍延时(1 拍计算加 0.5 拍脉冲宽度调制 PWM(pulse width modulation)更新)。

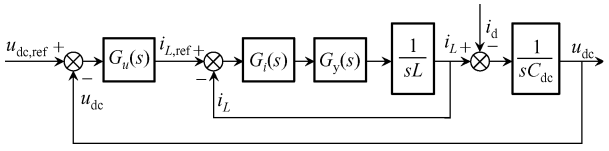


图 6 Buck-Boost 变换器控制框图

Fig. 6 Control block diagram of Buck-Boost converter

Buck-Boost 变换器因功率在单控制周期内瞬态平衡，因此在后续的研究中将其等效为电压变比环节。逆变支路中的 Heric 变换器拓扑如图 7 所示，其中 u_{INV}、$i_{L_{INV}}$、L_{INV} 分别为逆变电压、电流、电感；$i_{C_{INV}}$ 为逆变滤波电容电流；C_{INV} 为逆变滤波电容；i_g 为并网电流。Heric 变换器同样采用电压、电流双闭环控制，其电流环的控制对象为并网电流，由于积分环节难以起到有效的控制效果[15]，故电压环采用比例积分控制，电流环采用比例控制。考虑数字控制器自身及 PWM 驱动等效的延时环节，可得逆变器系统控制结构如图 8 所示。图中：$G_{u,INV}(s)$ 为电压环控制器传递函数；$G_{i,INV}(s)$ 为电流环控制器传递函数；$\hat{u}_{dc}$ 为直流母线电压反馈采样值；$\boldsymbol{P}$ 为输出功率矩阵，$\boldsymbol{P}^{-1}$ 为功率变化矩阵；i_o 为端口输出电流。

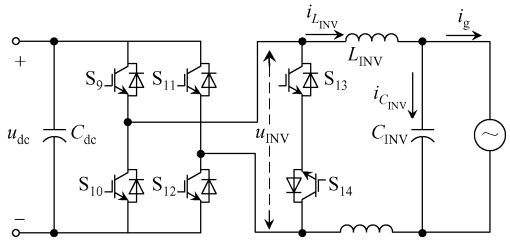


图 7 逆变支路 Heric 变换器拓扑

Fig. 7 Topology of inverter branch Heric converter

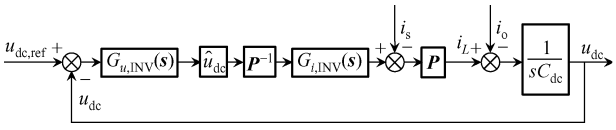


图 8 逆变支路控制系统框图

Fig. 8 Block diagram of the inverter branch control system

其中 $\boldsymbol{P}$、$\boldsymbol{P}^{-1}$ 可表示为

$$\begin{cases} \boldsymbol{P}=\begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{P}^{-1}=\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha & \hat{e}_\beta \\ -\hat{e}_\beta & \hat{e}_\alpha \end{bmatrix} \end{cases} \tag{4}$$

式中：e_α、e_β 分别为电网电压的 α、β 理论分量；$\hat{e}_\alpha$ 和 $\hat{e}_\beta$ 为电网电压在 $\alpha\beta$ 坐标系下的采样值。现对电流环进行简化分析，电流环控制框图如图 9 所示。图中：i_{ref} 为并网电流给定值；$G_{PWM}(s)$ 为 PWM 环节的等效传递函数。

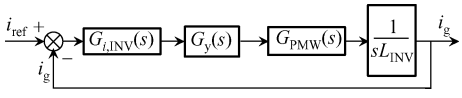


图 9 逆变支路电流环控制结构

Fig. 9 Control structure of inverter branch current loop

其中，$G_{i,INV}(s)$、$G_y(s)$ 和 $G_{PWM}(s)$ 的表达式为

$$\begin{cases} G_{i,\mathrm{INV}}(s)=k_{\mathrm{p}i,\mathrm{INV}} \\ G_{\mathrm{PWM}}(s)=\mathrm{e}^{-0.5T_{\mathrm{y}}s} \\ G_{\mathrm{y}}(s)=\mathrm{e}^{-T_{\mathrm{y}}s} \end{cases} \tag{5}$$

式中，$k_{\mathrm{p}i,\mathrm{INV}}$ 为电流环比例控制系数。数字控制系统的 1 拍采样计算延迟 $G_{\mathrm{y}}(s)$ 和 $G_{\mathrm{PWM}}(s)$ 等效为零阶保持器的 0.5 拍延时，二者共同形成数字控制系统固有的 1.5 拍滞后延迟环节。忽略前向通道滤波延迟和反馈通道滤波算法延时，电流环传递函数 $G_{i\mathrm{loop},\mathrm{INV}}(s)$ 可简化为

$$G_{i\mathrm{loop},\mathrm{INV}}(s)=\frac{k_{\mathrm{p}i,\mathrm{INV}}\mathrm{e}^{-T_{\mathrm{y}}s}\mathrm{e}^{-0.5T_{\mathrm{y}}s}/L_{\mathrm{INV}}s}{1+k_{\mathrm{p}i,\mathrm{INV}}\mathrm{e}^{-T_{\mathrm{y}}s}\mathrm{e}^{-0.5T_{\mathrm{y}}s}/L_{\mathrm{INV}}s}=\frac{k_{\mathrm{p}i,\mathrm{INV}}\mathrm{e}^{-1.5T_{\mathrm{y}}s}}{L_{\mathrm{INV}}s+k_{\mathrm{p}i,\mathrm{INV}}\mathrm{e}^{-1.5T_{\mathrm{y}}s}} \tag{6}$$

将式(6)代入电压环可得逆变支路的双闭环控制结构。同时由于 $\boldsymbol{P}$ 和 $\boldsymbol{P}^{-1}$ 互逆，在进行环路简化时等效增益为 1，简化后的系统控制结构如图 10 所示，其中 i_{ds} 为扰动电流。

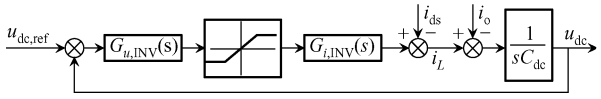


图 10　逆变支路双闭环控制结构

Fig. 10 Double closed-loop control structure of inverter branch

$G_{u,\mathrm{INV}}(s)$ 可表示为

$$G_{u,\mathrm{INV}}(s)=k_{\mathrm{p}u,\mathrm{INV}}+k_{iu,\mathrm{INV}}/s \tag{7}$$

式中，$k_{\mathrm{p}u,\mathrm{INV}}$、$k_{iu,\mathrm{INV}}$ 分别为电压环比例、积分控制系数。

综上所述，Buck-Boost 变换器和 Heric 变换器在控制结构和功能上具有相似性，电压环均用于控制 u_{dc}，电流环控制器均采用比例控制。从控制角度来看，可将 Heric 变换器等效为一个“Buck-Boost 变换器”。Heric 逆变器正常运行时，依靠电压环对母线能量流向进行调控，借助电流环跟踪充放电动态，实现变换器的严格闭环控制。根据电力电子理论，处于闭环精确控制下的变换器可呈现恒功率负载特性[16]，因此在后续的研究中将 Heric 变换器等效为恒功率负载。

2　LLC 变换器阻抗特征分析

2.1　LLC 变换器“源阻抗”特征

不同频段下 LLC 变换器的相轨迹[17]如图 11 所示。图中：横轴 $u_{C_{\mathrm{r}}N}$ 和纵轴 $i_{L_{\mathrm{r}}N}$ 分别为谐振电容电压 $u_{C_{\mathrm{r}}}$ 和谐振电感电流 $i_{L_{\mathrm{r}}}$ 的归一化值；n 为 LCC 变换器一、二次侧之比；U_{on} 为输出电压的归一化值；O_1、O_2 分别为相平面上两端圆弧各自的圆心；ρ_1、ρ_2 分别为两端圆弧的半径。

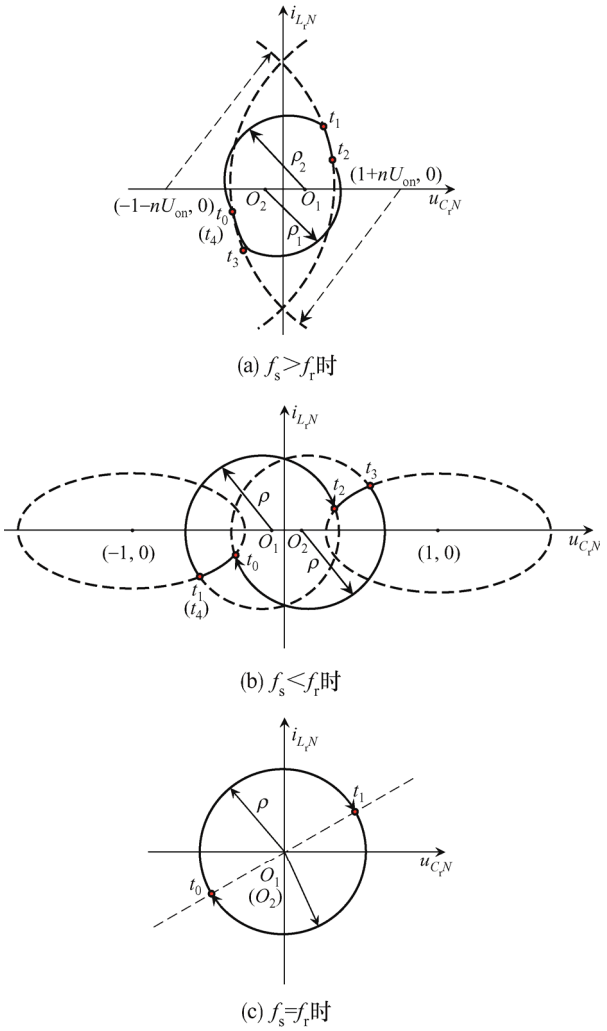


图 11　不同频段下 LLC 变换器的相轨迹[17]

Fig. 11 Phase trajectory of LLC converter in different frequency bands

$[t_0,t_1)$阶段 S_5、S_8 开通；$[t_1,t_2)$阶段 S_5、S_8 关

断，电感进行续流；[t_2,t_3)阶段S_6、S_7开通；[t_3,t_4]阶段S_6、S_7关断，电感续流。$f_s=f_r$时相轨迹圆的半径[18]为

$$\rho=\frac{\sqrt{2}I_{\mathrm{RMS}}}{u_{\mathrm{llc}}/Z_0} \tag{8}$$

式中：I_{RMS}为谐振电感电流的有效值；Z_0为谐振腔特征阻抗，$Z_0=\sqrt{L_r/C_r}$。记$f_s<f_r$、$f_s>f_r$和$f_s=f_r$时单周期的相轨迹面积分别为S_1、S_2和S_3，且$S_1>S_3>S_2$，令

$$\begin{cases}P'_{\mathrm{on1}}=S_1\\ P_{f_s=f_r}=\pi\rho^2\\ P'_{\mathrm{on2}}=S_2\end{cases} \tag{9}$$

式中：P'_{on1}、P'_{on2}分别为单周期下LLC变换器$f_s<f_r$和$f_s>f_r$的标幺化功率；$P_{f_s=f_r}$为$f_s=f_r$时单周期内的LLC变换器的输出功率。根据式(9)，并将S_1、S_2分别乘归一化功率因子u_{llc}^2/Z_0，可得$f_s<f_r$和$f_s>f_r$时单周期内LLC变换器输出功率表达式为

$$\begin{cases}P_{f_s<f_r}=\dfrac{P'_{\mathrm{on1}}u_{\mathrm{llc}}^2}{Z_0}\\ P_{f_s>f_r}=\dfrac{P'_{\mathrm{on2}}u_{\mathrm{llc}}^2}{Z_0}\end{cases} \tag{10}$$

根据式(9)、式(10)及相关理论可得不同频率段下LLC变换器的阻抗表达式为

$$\begin{cases}Z_{f_s<f_r}=\dfrac{u_{\mathrm{bat}}^2Z_0}{P_{f_s<f_r}u_{\mathrm{llc}}^2}=\dfrac{M^2Z_0}{P_{f_s<f_r}}\\ Z_{f_s=f_r}=\dfrac{u_{\mathrm{llc}}^2}{\pi\rho^2}\\ Z_{f_s>f_r}=\dfrac{u_{\mathrm{bat}}^2Z_0}{P_{f_s>f_r}u_{\mathrm{llc}}^2}=\dfrac{M^2Z_0}{P_{f_s>f_r}}\end{cases} \tag{11}$$

式中，$Z_{f_s<f_r}$、$Z_{f_s=f_r}$和$Z_{f_s>f_r}$分别为单周期下LLC变换器处于不同工作频率下的阻抗。由$S_1>S_3>S_2$可得$Z_{f_s>f_r}>Z_{f_s=f_r}>Z_{f_s<f_r}$，因此当LLC变换器处于不同工作模式时，其自身阻抗也不同。

2.2 LLC 变换器“负载阻抗”特征

单相逆变器的输出功率是脉动的。直流母线电容需要吸收或释放能量来平衡这种脉动，因此造成了u_{dc}的周期性波动[19]。稳态下LLC变换器的负载阻抗$R(t)$表达式为

$$R(t)=\frac{u_{\mathrm{dc}}^2}{P_{\mathrm{g}}} \tag{12}$$

式中，P_{g}为网侧有功功率。由第1.2节可知，双向Buck-Boost变换器可等效为电压变比环节，因此，LLC变换器的输出阻抗Z_{llc}与$R(t)$的等效示意如图12所示。当并网功率为6 kW时，$R(t)$波形如图13所示。

由于C_{llc}和直流母线电解电容C_{dc}的存在，LLC变换器后级等效电路修正为图14所示的动态储能支路结构。基于此，$R(t)$表达式需修正为

$$Z(t)=1\Big/\left\{\frac{1}{R(t)}+\frac{1}{1/[\mathrm{j}\omega(C_{\mathrm{dc}}+C_{\mathrm{llc}})]+r}\right\} \tag{13}$$

式中：$Z(t)$为LLC变换器动态条件下的负载阻抗；ω为电网电压角频率；r为直流母线电容寄生电阻。根据式(13)可得$Z(t)$波形，如图15所示。由图可知，$Z(t)$呈周期性动态变化。即使负载功率经历增大或减小的变化，中间过程可能伴随多种波动，但负载阻抗波形的最终形态依然保持为周期性的动态变化，仅其幅值会因负载功率变化而产生相应差异，这点在图15中有所体现。

表 1 储能支路仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters of energy storage branches

参数	数值
直流母线电压u_{dc}/V	400(可变)
低压电池端口电压u_{bat}/V	50(可变)
LLC谐振频率$f_{\mathrm{s,llc}}$/kHz	60
电网频率f_0/Hz	50
直流母线电容C_{dc}/μF	2 820
LLC变换器一次侧滤波电容C_{llc}/μF	0.6
直流母线电容寄生电阻r/Ω	0.07
Buck-Boost滤波电感L/μH	300

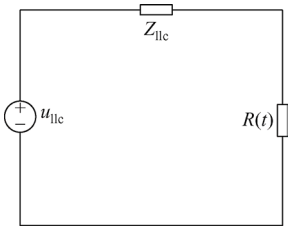


图 12 Z_{llc}与$R(t)$等效示意

Fig. 12 Equivalent schematic of Z_{llc} and $R(t)$

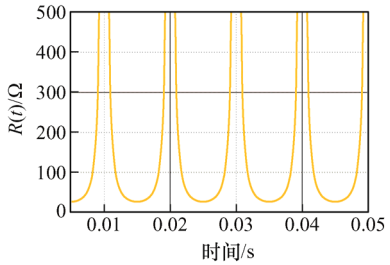


图 13　*R*(*t*)波形

Fig. 13 Waveform of *R*(*t*)

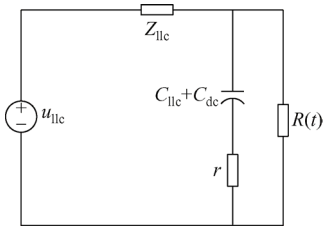


图 14　动态储能支路等效电路

Fig. 14 Equivalence circuit of dynamic energy storage branch

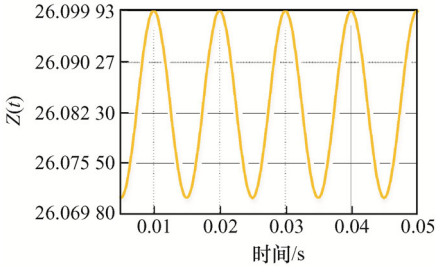


图 15　*Z*(*t*)波形

Fig. 15 Waveform of *Z*(*t*)

3　依据负载功率特征的抖频控制方法研究

单相混合逆变器并网运行时，网侧电网电压 u_g 和 i_g 均为正弦波，可表示为

$$\begin{cases} u_g = U_g \cos(\omega t) \\ i_g = I_g \cos(\omega t + \delta) \end{cases} \tag{14}$$

式中：U_g、I_g 分别为电网电压、电流的幅值；δ 为电网电压和电网电流之间的相位差。由式(14)可得网侧有功功率 $P_g(\omega t)$ 为

$$P_g(\omega t) = U_g I_g \cos^2(\omega t)\cos\delta \tag{15}$$

逆变器只进行电能的转换，不消耗能量，由功率守恒得直流母线功率 $P_{dc}(\omega t)$ 为

$$P_{dc}(\omega t) = P_g(\omega t) = \frac{U_{dc}^2}{R(\omega t)} \tag{16}$$

图 16 为单个电网周期内 $R(\omega t)$ 的波形变化。由图可知，$R(\omega t)$ 呈 U 型分布，在电网电压峰值附近瞬时功率最大，等效负载阻抗降至最小。图 17 将单周期下负载阻抗的相位角 θ 离散分成 n 段，各分段阻抗角与弧度关系如图 17 所示。

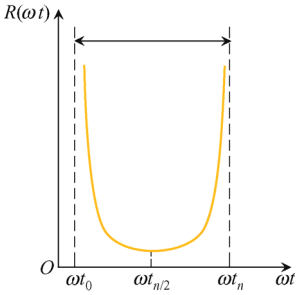


图 16　*R*(*ωt*)波形示意

Fig. 16 Schematic waveform of the *R*(*ωt*)

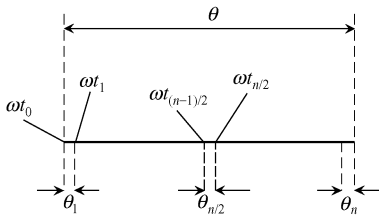


图 17　θ 与 ωt 关系示意

Fig. 17 Schematic of the relationship between θ and ωt

θ 与 ωt 的关系可表示为

$$\begin{cases} \theta_1 = \omega t_1 - \omega t_0 \\ \theta_2 = \omega t_2 - \omega t_1 \\ \vdots \\ \theta_{n-1} = \omega t_{n-1} - \omega t_{n-2} \\ \theta_n = \omega t_n - \omega t_{n-1} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \theta_1 = \omega \Delta t_1 \\ \theta_2 = \omega \Delta t_2 \\ \vdots \\ \theta_{n-1} = \omega \Delta t_{n-1} \\ \theta_n = \omega \Delta t_n \end{cases} \Rightarrow$$

$$\theta = \sum_{i=1}^{n} \omega \Delta t_i \tag{17}$$

式(17)表示每段的相位角等于该段的前、后弧度之差，其中，θ 为全部分段的和。由离散和过渡到连续微分关系可得 θ 对时间求导等于 ω，即

$$\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} = \omega \tag{18}$$

$$\theta = \theta_0 + \int_0^t \omega \mathrm{d}t = \theta_0 + \omega t \tag{19}$$

式中，θ_0 为 θ 的初始值。由式(19)可得，$\omega t = \theta - \theta_0$，将其代入式(16)可得

$$R(\theta-\theta_0)=\frac{U_{dc}^2}{P_g(\omega t)}=\frac{U_{dc}^2}{U_g I_g\cos^2(\theta-\theta_0)\cos\delta} \tag{20}$$

当U_g、I_g及δ发生变化时，$R(\theta-\theta_0)$也会发生变化，式(20)修正为

$$R(\theta-\theta_0,\delta,U_g,I_g)=\frac{U_{dc}^2}{U_g I_g\cos^2(\theta-\theta_0)\cos\delta} \tag{21}$$

由第 1.1 节分析可知，负载的变化会导致 LLC 变换器开关频率f_s发生变化，由式(11)可知，不同频率段下Z_{llc}及输出功率也不同。现引入 LLC 变换器开关频率的Δf，建立Δf与负载阻抗的关系式为

$$\Delta f=G[R(\theta-\theta_0,\delta,U_g,I_g)] \tag{22}$$

引入Δf后的 LLC 变换器的开关频率f为

$$f=f_s\pm\Delta f \tag{23}$$

当 LLC 变换器后级负载功率周期性增大时，LLC 变换器的f应满足$f_m<f_s-\Delta f\leqslant f_r$；当 LLC 变换器后级负载功率周期性减小时，$f$应满足$f_r<f_s+\Delta f\leqslant f_s+1.05\Delta f$，即根据负载的功率特征去调整$\Delta f$。抖频控制框图如图 18 所示，该控制方法确保其输出功率能够实时跟随负载功率的变化动态调整，适配负载需求。

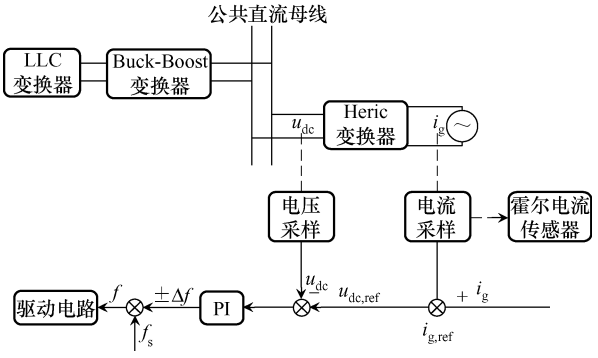


图 18 LLC 变换器抖频控制框图

Fig. 18 Block diagram of the frequency jitter control of the LLC converter

理想情况下，LLC 变换器的输出功率可完全随负载功率动态变化，即Z_{llc}与负载阻抗完全匹配。但在实际工程中由于信号延迟、制造工艺等诸多因素的影响，Z_{llc}与负载阻抗难以实现完全匹配，但可使Z_{llc}尽可能地跟随负载阻抗动态变化。衡量 LLC 变换器输出功率传输到负载端能量损耗的一个指标可定义为

$$\min_{\pm\Delta f}\left\|[P_{llc}(\theta_1)-P_g(\theta_1)]^2+[P_{llc}(\theta_2)-P_g(\theta_2)]^2+\cdots+[P_{llc}(\theta_n)-P_g(\theta_n)]^2\right\| \tag{24}$$

式中：$P_{llc}(\theta_1)-P_g(\theta_1)$为$\omega t_0\sim\omega t_1$这一相位角段内，LLC 变换器的输出功率和负载功率的差值；$P_{llc}(\theta_n)-P_g(\theta_n)$为$\omega t_{n-1}\sim\omega t_n$这一相位角段内 LLC 变换器的输出功率和负载功率的差值。式(24)通过求单周期内θ_1、θ_2、θ_3、…、θ_n每个相位角输出功率与负载功率差的二阶范数最小化，保证单周期内 LLC 变换器的输出功率以最小的损耗传输到负载端。换言之，式(24)使Z_{llc}在单个周期内，紧密跟随负载阻抗的变化，以实现二者的动态适配。

综上可知，该抖频控制方法使Z_{llc}在单个周期内，输出功率可以紧密跟随负载功率的变化，这也进一步阻断二次脉动功率在系统中的传播路径，最大程度降低其对直流母线电压的影响，从而平抑直流母线电压的波动。由于直流母线电容主要用于平抑电压波动，当直流母线电压波动减小后，电容的储能需求也会相应降低。因此，在设计直流母线电容时，采用抖频控制方法与未采用相比，可选择容量更小的电容，这既能保证系统性能，又能实现成本优化和系统轻量化。这些效应进一步凸显了该方法的综合优势和实用性。

4 实验验证及分析

为了检验所提抖频控制方法是否能够切实提升 LLC 变换器的工作效率，以及该方法在实际应用中的可行性，在功率为 6 kW 的离并网逆变器实验平台上开展了验证实验。逆变器的参数与上述理论分析保持一致，图 19 为 6 kW 离并网逆变器实验平台。图 20 为在引入抖频控制方法后，单相混合逆变器在额定功率下的并网波形。从图中可以看出，逆变器能够稳定实现并网运行。图 21 为 LLC 变换器 MOS 管的脉冲电压信号与开关管电压波形。从图中可以观察到，当 MOS 管漏源电压完全

下降后，其驱动电压的上升沿才开始上升，这表明 LLC 变换器的功率管成功实现了软开关。

图 22 为逆变器处于额定功率并网时，u_{dc} 和 LLC 变换器不同状态下谐振电流 i_{L_r} 的动态响应波形。由图可知，每格的时间为 200 ms，u_{dc} 每一格内波动了 20 次，即 u_{dc} 呈现出 100 Hz 的周期性波动，这表明 LLC 变换器的负载阻抗也呈 100 Hz 周期性波动，与理论分析结果一致。如图 22(a)所示，LLC 变换器降低开关频率，工作在欠谐振状态，增大输出功率，匹配负载功率的增加；如图 22(c)所示，LLC 变换器提高开关频率，工作在过谐振状

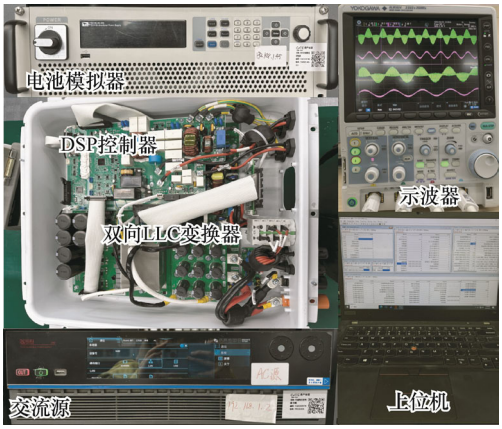


图 19　6 kW 离并网逆变器实验平台实物

Fig. 19 Physical of experimental platform for 6 kW off-grid inverter

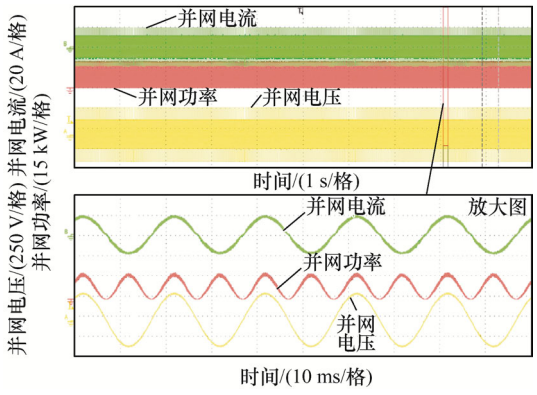


图 20　单相逆变器并网波形

Fig. 20 Grid-connected waveforms of single-phase inverter

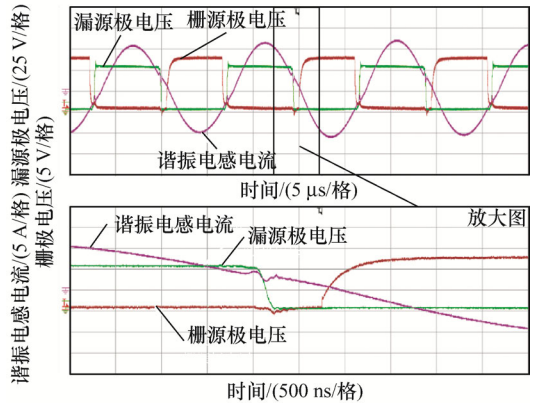


图 21　MOS 驱动信号与开关电压波形

Fig. 21 Waveforms of MOS drive signal and switching voltage

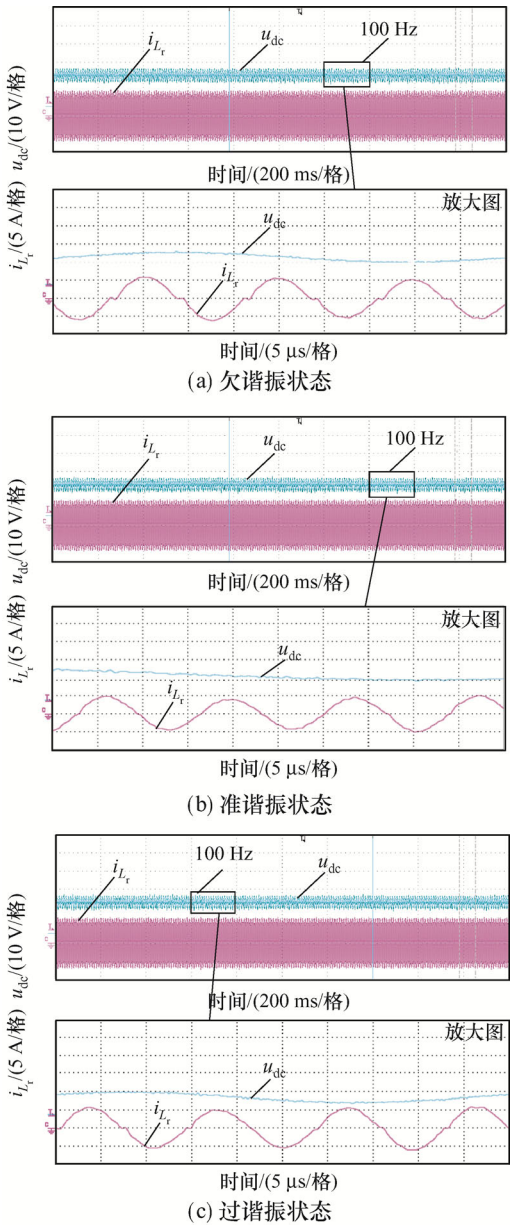


图 22　放电时 LLC 变换器 i_{L_r} 与 u_{dc} 波形

Fig. 22 Waveforms of LLC converter i_{L_r} and u_{dc} during discharge

态，减小输出功率，匹配负载功率的降低。

图 23 为电网给电池 60 A 充电时，u_{dc}和 LLC 变换器不同状态下 i_{L_r} 的动态响应波形。如图 23(a)所示，LLC 变换器降低开关频率，工作在欠谐振状态，增大输出功率，匹配负载功率的增加，此时 u_{dc}略有升高；如图 23(c)所示，LLC 变换器提高开关频率，工作在过谐振状态，减小输出功率，匹配负载功率的降低，此时 u_{dc}略有降低。结合电池并网与电网给电池充电的实验可知，采用抖频控制方法能够使 LLC 变换器根据负载阻抗的变化实时调整其谐振频率，从而实现 LLC 变换器的“源阻抗”与“负载阻抗”之间的最佳匹配。

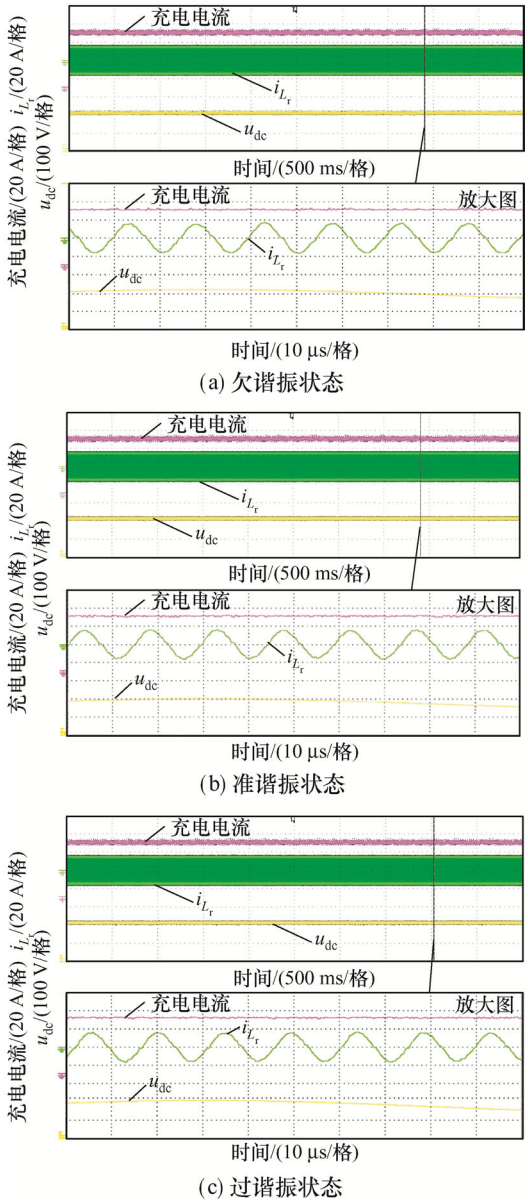


图 23 充电时 LLC 变换器 i_{L_r} 与 u_{dc} 波形

Fig. 23 Waveforms of LLC converter i_{L_r} and u_{dc} during charging

图 24 为加入抖频控制方法前、后 u_{dc} 波动的对比。可知，第 3 节提出的抖频控制方法对 u_{dc}的波动起到了一定的平抑作用。

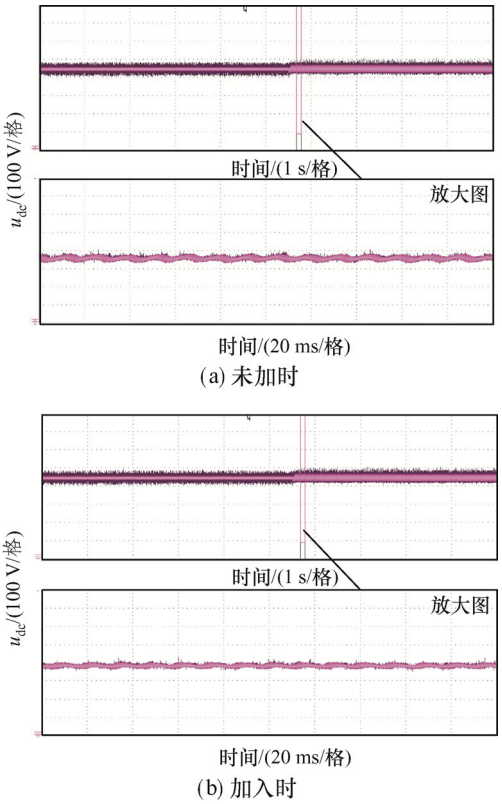


图 24 抖频控制方法加入前、后 u_{dc} 波动对比

Fig. 24 Comparison of u_{dc} fluctuation before and after adopting the frequency-dithering control method

图 25 展示了抖频控制方法对辐射与传导的影响。未加入该方法时，低频段的辐射与传导存在超出国标要求的情况；加入后，低频段辐射与传导均符合国标 EN55032-CLASS A 的要求，且图 25(b)低频处的总体表现优于图 25(a)。由此可见，本文提出的抖频控制方法兼具传统扩频调制的优点。

在基于 6 kW 离并网逆变器的实验平台上，对 LLC 变换器的工作效率进行了测量，结果如图 26 所示。从图中能够清晰看出，在加入抖频控制方法后，LLC 变换器的工作效率曲线整体相较于未加入时有所提高，最高可实现 0.65%的效率提升。这一

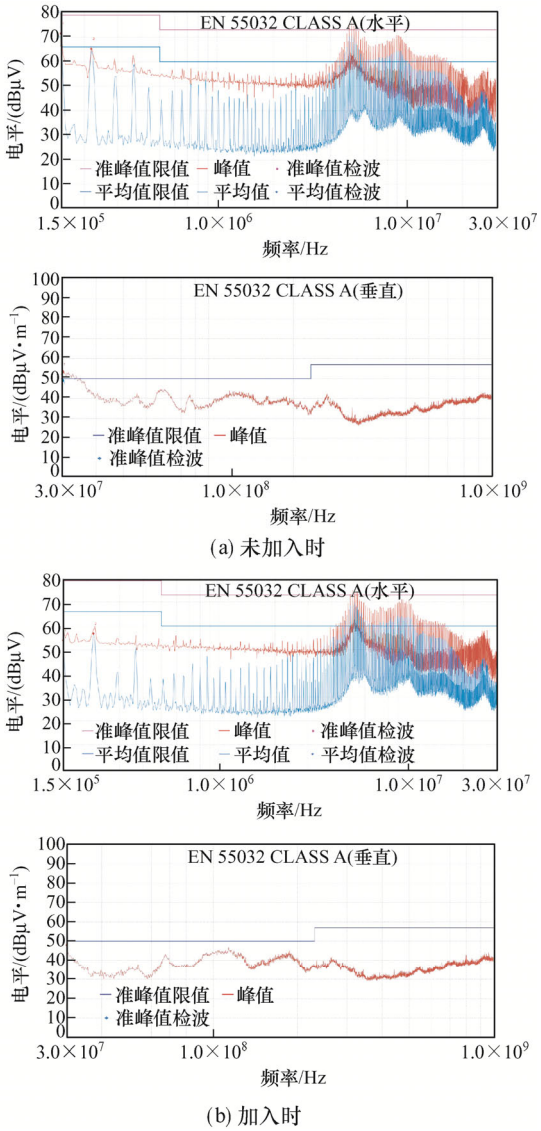


图 25　抖频控制方法对辐射与传导波形的影响对比

Fig. 25 Comparison of the effects of frequency jitter control method on radiation and conduction waveforms

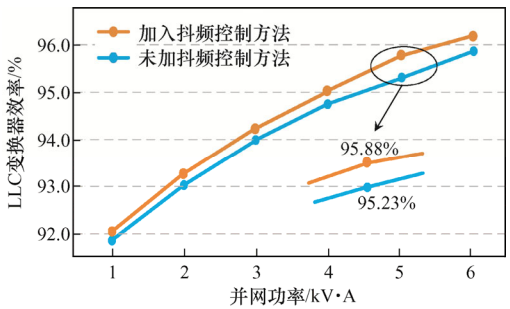


图 26　LLC 变换器转换效率对比

Fig. 26 Comparison of LLC converter conversion efficiency

实验结果有力地证明了抖频控制方法在提升 LLC 变换器工作效率方面的有效性与可行性。

5　结语

本文针对单相逆变器中传统抖频技术在频率变化时，LLC 变换器对负载特性处理能力欠佳而导致效率降低的问题，提出了一种依据负载功率特征的抖频控制方法。该方法使 LLC 变换器在单周期内以最小损耗将输出功率传输至负载端，实现了“源阻抗”和“负载阻抗”的匹配，在提升 LLC 变换器效率的同时，不仅兼顾了传统扩频调制的优点，也对直流母线电压波动的平抑起到了一定的作用。实验结果表明，所提出的抖频控制方法有效实现了“源阻抗”与“负载阻抗”的匹配，提升了 LLC 变换器的工作效率。

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] 王爱玲. 提高 LLC 谐振变换器轻载效率的改进型间歇控制[J]. 电源学报, 2022, 20(3): 98-104.
Wang Ailing. Improved burst control for improving light-load efficiency of LLC resonant converter [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(3): 98-104. (in Chinese)

[3] Xue Zhidong, Bai Hongchao, Yu Jinbiao, et al. Wide gain closed-loop control of three-phase bidirectional LLC converter with low Q value [C]// 2023 IEEE 18th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). Ningbo, China, 2023: 1106-1111.

[4] Moon S, Chen C, Wang R J. A new dead time regulation synchronous rectification control method for high efficiency LLC resonant converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(9): 10673-10683.

[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] 周国华, 邱森林, 张小兵. 宽增益高效率级联式四开关 Buck-Boost LLC 变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4):

1103-1115.
Zhou Guohua, Qiu Senlin, Zhang Xiaobing. Cascaded four-switch Buck-Boost LLC converter with wide gain range and high efficiency [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 1103-1115. (in Chinese)

[7] Xin Li, Lei Han, Chao Zhangcao, et al. Research on the control strategy of LLC resonant converter based on sliding-mode self-anti-disturbance control [C]// The Proceedings of 2023 International Conference on Wireless Power Transfer (ICWPT2023). Singapore: Springer, 2024: 401-411.

[8] 赵玉友, 黄小荣, 张庭森, 等. 全桥 LLC 谐振变换器积分滑模-PI 混合控制[J]. 控制工程, 2024, 31 (7): 1286-1296.
Zhao Yuyou, Huang Xiaorong, Zhang Tingsen, et al. Integral sliding mode-PI hybrid control of full-bridge LLC resonant converter [J]. Control Engineering, 2024, 31(7): 1286-1296.

[9] Jeong Y, Lee M S, Park J D, et al. Hold-up time compensation circuit of half-bridge LLC resonant converter for high light-load efficiency [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 13126-13135.

[10] 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, 4895.
Zhou Zihang, Gao Yihan, Liu Yijing, et al. Parameters global optimization design method for LLC converter with planar magnetic [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(15): 4820-4829, 4895. (in Chinese)

[11] Yang R, McDonald B A, Li Yalong. Investigation on the small signal characteristic based on the LLC hybrid hysteretic charge control [J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2019, 4(2): 128-142.

[12] 潘健, 郭泓展, 宋豪杰, 等. 定频变占空比控制的倍压型宽增益 LLC 谐振变换器[J]. 湖北工业大学学报, 2024, 39(2): 82-86.
Pan Jian, Guo Hongzhan, Song Haojie, et al. Voltage doubling wide gain LLC resonant converter controlled by constant frequency and variable duty cycle [J]. Journal of Hubei University of Technology, 2024, 39(2): 82-86. (in Chinese)

[13] 蔡瑞佳, 马运东, 王鹏飞, 等. 基于双向半桥 CLLLC 谐振变换器的锂电池均衡电路[J]. 电工技术学报, 2024, 39(15): 4868-4882.
Cai Ruijia, Ma Yundong, Wang Pengfei, et al. Lithium-ion battery equalization circuit based on bidirectional half-bridge CLLLC resonant converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(15): 4868-4882. (in Chinese)

[14] Wei Yuqi, Luo Quanming, Wang Zhiqing, et al. A complete step-by-step optimal design for LLC resonant converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 3674-3691.

[15] Ishraq N, Mallik A, Dey S. Small signal modelling of hybrid frequency and phase-shift control full-bridge LLC converter using extended describing function method [C] // 2024 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Long Beach, CA, USA, 2024: 1843-1848.

[16] Dey S, Mallik A. Multi-variable control-based conduction loss optimization in dual active bridge converter considering generalized harmonic approximation oriented steady-state model [C]// 2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Houston, TX, USA, 2022: 245-250.

[17] Buticchi G, Bozhko S, Liserre M, et al. On-board microgrids for the more electric aircraft - Technology review [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(7): 5588-5599.

[18] Elezab A, Zayed O, Abuelnaga A, et al. High efficiency LLC resonant converter with wide output range of 200–1 000 V for DC-connected EVs ultra-fast charging stations [J]. IEEE Access, 2023, 11: 33037-33048.

[19] Xiao Ziheng, He Zhixing, Guan Renfeng, et al. Piecewise-approximated time domain analysis of LLC resonant converter considering parasitic capacitors and deadtime [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(1): 578-592.



陈景文

作者简介：

陈景文(1978—)，男，博士，教授。研究方向：电力电子与电力传动，新能源发电与微电网技术。E-mail：chenjw @sust.edu.cn。

张横横(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：电力电子与电力传动。E-mail：220612079@sust.edu.cn。

张琦(1982—)，男，中国电源学会会员，博士，副教授。研究方向：电力电子系统建模与控制。E-mail：zhangqi @xaut.edu.cn。

(责任编辑：耿越)