DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.2.91　　**中图分类号**：TM46　　**文献标志码**：A

CLLLC 谐振变换器电流应力抑制策略

张新闻[1](中国电源学会会员)，刘百林[1](中国电源学会会员)，杨树德[2](中国电源学会会员)
(1.北方民族大学电气信息工程学院，银川 750021；2.扬州大学电气与能源动力工程学院，扬州 225127)

摘要：采用调频控制的 CLLLC 谐振变换器，过谐振工况运行时会产生电流应力过大的现象。基于此，提出 1 种基于移相调频的控制策略，对其电流应力进行抑制。通过基波分量近似法建立移相调频控制下的谐振电流模型，依据变换器软开关条件与传输功率特性，求取隔离变压器一、二次侧内移相值，结合调频控制所得开关频率共同作用于变换器，进而减小谐振电流应力。最后，搭建 CLLLC 谐振变换器电路仿真模型与实验系统对分析结论进行验证，结果表明所提策略对电流应力有显著抑制作用。

关键词：CLLLC 谐振变换器；电流应力；调频控制；软开关

Current Stress Suppression Strategy for CLLLC Resonant Converter

ZHANG Xinwen[1], *Member*, *CPSS*, LIU Bailin[1], *Member*, *CPSS*, YANG Shude[2], *Member*, *CPSS*
(1. School of Electrical and Information Engineering, North Minzu University, Yinchuan 750021, China; 2. College of Electrical, Energy and Power Engineering, Yangzhou University, Yangzhou 225127, China)

Abstract: Under over-resonant operating conditions, a CLLLC resonant converter with frequency modulation control will generate excessive current stress. On the basis, a control strategy based on phase-shift frequency modulation is proposed to suppress the current stress. A resonant current model under phase-shift frequency modulation control is established by the first harmonic approximation method. According to the soft switching condition and transmission power characteristics of the converter, the phase-shift values on the primary and secondary sides of the isolation transformer are obtained. Combined with the switching frequency obtained by frequency modulation control, the resonant current stress is reduced. Finally, a circuit simulation model and an experimental system of the CLLLC resonant converter were built to verify the analytical conclusions, and results show that the proposed strategy has a significant inhibitory effect on current stress.

Keywords: CLLLC resonant converter; current stress; frequency modulation control; soft switch

直流配电网因其传输能力强，逐渐成为众多直流特性电力装置接入的关键，形成了由可再生能源、储能设备、直流母线及直流负荷组成的发、储、配、用一体化的直流生态运行模式 DEOM(DC eco-operation mode)[1-2]。光伏发电系统中，采用 DC-DC 变换器连接直流母线和光伏电池板，可以实现电能的高效变换，为负荷提供相对可靠的电能供给；储能系统中的 DC-DC 变换器用以平衡系统功率，维持母线电压稳定；电动汽车、数据中心、未来家庭用电等用电负荷与直流母线之间，需要 DC-DC 变换器作为接口，用于匹配直流负载需求[3-4]。DC-DC 变换器作为变压、隔离和能量交互的关键设备，需要具备宽电压增益、功率灵活控制等特点[5]。隔离型双向 DC-DC 变换器中，CLLLC 谐振

收稿日期：2023-07-17；**修回日期**：2023-08-29，2023-09-03；
录用日期：2023-09-08；**网络首发日期**：2023-12-01
基金项目：宁夏自然科学基金资助项目(2023AAC03281)；国家自然科学基金资助项目(52367018)
This work is supported by Ningxia Natural Science Foundation under the grant 2023AAC03281; National Natural Science Foundation of China under the grant 52367018

变换器因具有自然软开关、调压范围大、控制策略简单等特点，受到了越来越多的关注[6-7]。

CLLLC 最常用的控制方法是调频控制 PFM (pulse frequency modulation)，其原理是通过调整开关频率改变输出阻抗，进而控制输出电压[8]。但一些应用中出于输出电压调节的需要，变换器常运行于过谐振状态，致使谐振电流增大，增加了变换器通态损耗[9]。特别是在大功率应用场合中，CLLLC 谐振变换器虽具有 LLC 变换器的软开关特性，使得开关损耗较小，但谐振电流过大会增大开关管导通电阻、高频变压器磁心、谐振电感绕组及谐振电容等效串联电阻所产生的损耗，进而影响变换器传输效率[10]。文献[11]提出了 CLLLC 谐振变换器工作在准谐振状态的方法，实现零电压开通 ZVS(zero voltage switch)，且谐振电流较小，但不能确保变换器具有宽的调压范围；文献[12]采用变频不连续脉冲宽度调制 DPWM(discontinuous pulse width modulation)策略实现宽增益，但未能克服低电压增益受限的缺点；文献[13]采用同步 PWM 控制，通过改变开关管占空比控制功率大小及方向，但会导致谐振电流应力随着变压器两侧全桥占空比偏差增大而增大，易损坏硬件电路；文献[14]使用双移相控制策略，有效拓宽了变换器输出电压的范围，但低功率工况时电流应力较大。

鉴于 CLLLC 谐振变换器存在的上述问题，采用基波分量近似法分析了谐振电流变化规律，在保证稳压调频的前提条件下，一、二次侧全桥内引入移相值，优化了 ZVS 条件下的电流应力。最后，搭建 CLLLC 谐振变换器电路仿真模型与实验系统，对分析结论进行验证。结果表明，文中所提移相调频控制方法，在过谐振工况时对电流应力具有良好的抑制作用。

1 变换器工作原理

CLLLC 谐振变换器拓扑如图 1 所示。图中：开关管 S_1~S_4 构成一次侧 HB_1 桥；S_5~S_8 构成二次侧 HB_2 桥；T 为高频隔离变压器，匝数比为 n:1；L_m 为变压器励磁电感；L_{r1}、L_{r2} 与 C_{r1}、C_{r2} 分别为一、二次侧谐振电感与电容；C_1、C_2 分别为输入、输出直流电容；R_L 为等效负载；U_i、U_o 分别为变换器输入、输出端口电压；i_r 为一次侧谐振电流；u_{ab}、u_{cd} 分别为谐振网络输入、输出侧电压。变频控制工况下，开关管 S_1、S_4、S_5、S_8 驱动信号一致，S_2、S_3、S_6、S_7 驱动信号一致，且每个桥臂对管实现互补开通。为了简化分析和方便描述，令变压器变比 n=1，同时 L_{r1}=L_{r2}=L_r，C_{r1}=C_{r2}= C_r。

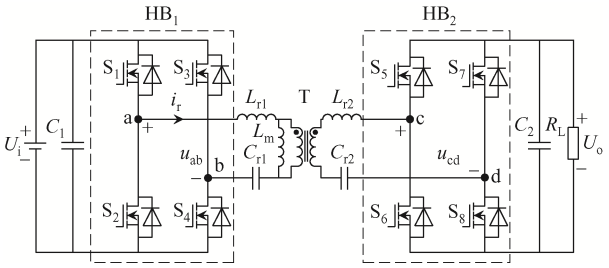


图 1 CLLLC 型谐振变换器主电路拓扑

Fig. 1 Main circuit topology of CLLLC resonant converter

变频控制常用的增益分析方法为基波分量近似法 FHA(first harmonic approximation)[15]，该方法无需对不同开关模态进行讨论，仅需将谐振网络两端方波电压视为正弦波电压表示的基波分量，使 CLLLC 谐振变换器等效为线性交流阻抗网络，进而采用正弦稳态电路的工作机理对其模型特性进行分析。

假设变换器谐振网络输入电压 u_{ab}、输出电压 u_{cd} 分别为幅值±U_i 和±U_o 的双极性方波，分别表示为

$$\begin{cases} u_{ab}(t)=\dfrac{\sum\limits_{n=1,3,\cdots}^{\infty}4U_i\sin\dfrac{n\pi}{2}\sin(n\omega_s t)}{\pi} \\ u_{cd}(t)=\dfrac{\sum\limits_{n=1,3,\cdots}^{\infty}4U_o\sin\dfrac{n\pi}{2}\sin(n\omega_s t)}{\pi} \end{cases} \tag{1}$$

$$\omega_s=2\pi f_s=2k\pi f_r=k\frac{1}{\sqrt{L_rC_r}} \tag{2}$$

式中：ω_s 为开关角频率；f_s 为开关频率；f_r 为谐振频率；k 为变换器在过谐振工况下开关频率偏离谐振频率的程度，k=f_s/f_r。

由式(1)提取 u_{ab} 和 u_{cd} 的基波分量分别为

$$\begin{cases} u_{\mathrm{ab,b}}(t)=4U_{\mathrm{i}}\sin(\omega_{\mathrm{s}}t)/\pi \\ u_{\mathrm{cd,b}}(t)=4U_{\mathrm{o}}\sin(\omega_{\mathrm{s}}t)/\pi \end{cases} \tag{3}$$

结合式(3)与图 1，可得 CLLLC 拓扑的基波等效电路如图 2 所示，图中 r 为等效串联电阻。

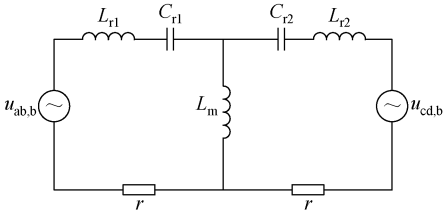


图 2　基波等效电路

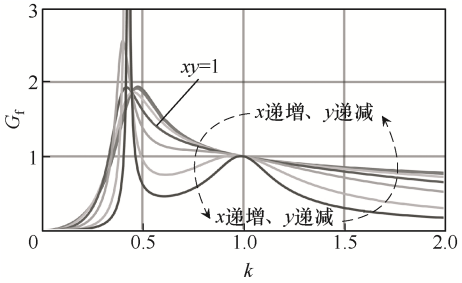
Fig. 2 Equivalent circuit of fundamental wave

进而，可知变换器在调频控制下的电压增益 G_{f}[16]满足

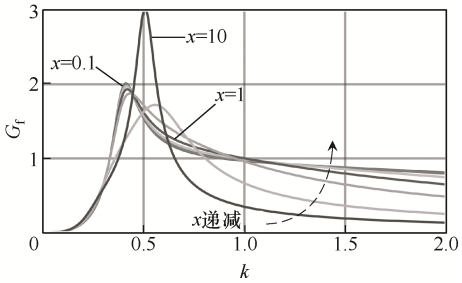
$$G_{\mathrm{f}}=\frac{1}{\sqrt{\left(1+\frac{1}{h}-\frac{1}{hk^2}\right)^2+\frac{Q^2}{h^2}\left[(2h+1)k-\frac{2h+2}{k}+\frac{1}{k^3}\right]^2}} \tag{4}$$

式中：h 为电感系数，$h=L_{\mathrm{m}}/L_{\mathrm{r}}$；$Q$ 为品质因数，$Q=Z_{\mathrm{r}}/R_{\mathrm{eq}}$，$Z_{\mathrm{r}}=\sqrt{L_{\mathrm{r}}/C_{\mathrm{r}}}$ 为特征阻抗，R_{eq} 为由 R_{L} 表示的交流等效输出电阻。变换器参数恒定时，开关频率 f_{s} 由电压增益 G_{f} 确定。

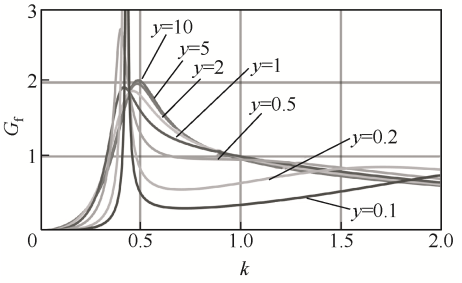
在增益特性分析中，式(4)假定变换器谐振腔参数为 $L_{\mathrm{r1}}=L_{\mathrm{r2}}=L_{\mathrm{r}}$、$C_{\mathrm{r1}}=C_{\mathrm{r2}}=C_{\mathrm{r}}$。下面针对 $L_{\mathrm{r1}}\neq L_{\mathrm{r2}}$、$C_{\mathrm{r1}}\neq C_{\mathrm{r2}}$ 的情况进行容差特性分析，定义谐振电感比值 $x=L_{\mathrm{r2}}/L_{\mathrm{r1}}$，谐振电容比值 $y=C_{\mathrm{r2}}/C_{\mathrm{r1}}$，假定 $x\neq1$、$y\neq1$，结合式(4)可得到 Q 与 h 一定时，x 与 y 值对 G_{f} 的影响如图 3 所示。图 3(a)中，当 $xy=1$ 时，CLLLC 电路拓扑呈现出与 LLC 相同的增益特性；当 $x>1$ 时，曲线趋于平缓，调频控制下开关频率会变大，增大了装置的开关损耗；当 $x<1$ 时，G_{f} 反向运行特性无法保证与正向相同，使装置参数设计变得更为复杂。图 3(b)中，当 y 恒定时，x 在过谐振工况下对 G_{f} 影响较小，且 x 值偏大时曲线变得更为平缓，即在同等调压工况下，开关管需要更高的开关频率。图 3(c)中，当 x 恒定时，y 在过谐振工况下对 G_{f} 影响同样较小，但 y 取值较小时其单调性会发生改变。综上可知，x、y 值越接近 1，正反运行增益特性曲线越一致，相同 G_{f} 下开关频率变化范围较小，即变换器二次侧电感电容参数等于一次侧电感电容参数时，变换器具有良好的容差特性。



(a) xy=1, k与G_{f}关系



(b) 不同x, k与G_{f}关系



(c) 不同y, k与G_{f}关系

图 3　谐振参数容差性分析

Fig. 3 Tolerance analysis of resonant parameters

常见的稳压调频闭环控制结合移相调制后，其开关管驱动信号及谐振电流工作波形如图 4 所示。

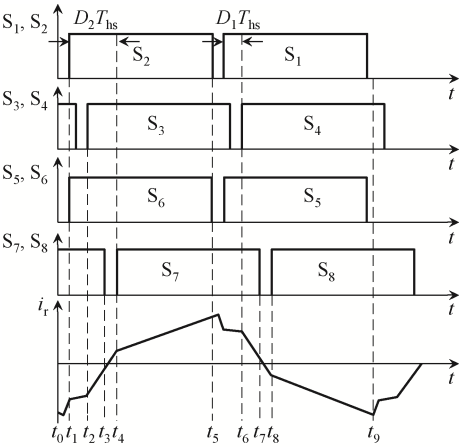


图 4　驱动信号与电流产生波形

Fig. 4 Waves of driving signal and current

图中：D_1 为 HB_1 桥内开关管 S_1 和 S_4 之间的移相值；D_2 为 HB_2 桥内开关管 S_5 和 S_8 之间的移相值；约束条件为 $0\leqslant D_1\leqslant 1$，$0\leqslant D_2\leqslant 1$；$T_{hs}$ 为 1/2 个开关周期。

2 变换器谐振电流分析及抑制

2.1 谐振电流分析

移相调频控制下，结合式(3)由 FHA 得到的 u_{ab} 和 u_{cd} 的基波分量分别为

$$\begin{cases} u_{ab,b}(t)=4U_i\sin(D_1\pi)\sin(\omega_s t)/\pi \\ u_{cd,b}(t)=4U_o\sin(D_2\pi)\sin(\omega_s t)/\pi \end{cases} \tag{5}$$

为求得谐振电流表达式，对变换器基波等效电路进行“Y-Δ”变换，其等效电路如图 5 所示，图中 $i_{r,b}$ 为基波谐振电流。

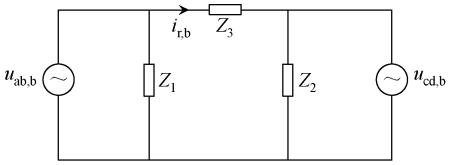


图 5 Y-Δ变换等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit with Y-Δ transformation

结合图 2 与图 5 中的电路变换关系，可得变换器谐振腔的等效阻抗分别为

$$\begin{cases} Z_1=r+2\mathrm{j}\dfrac{kL_m}{\sqrt{L_rC_r}} \\ Z_2=r+2\mathrm{j}\dfrac{kL_m}{\sqrt{L_rC_r}} \\ Z_3=2r-\mathrm{j}\dfrac{r^2\sqrt{L_rC_r}}{kL_m} \end{cases} \tag{6}$$

由于等效串联电阻相对于谐振腔参数非常小，而励磁电感值又较大，因此等效阻抗 Z_3 可近似为 $2r$，结合式(5)与式(6)，基波谐振电流表达式可表示为

$$i_{r,b}=\frac{2[U_i\sin(D_1\pi)-U_o\sin(D_2\pi)]}{\pi r}\sin(\omega_s t) \tag{7}$$

2.2 谐振电流抑制

CLLLC 谐振变换器中电流应力为流过谐振腔的电流峰值。传统调频控制下目标输出电压与输入电压偏差较大时会导致谐振电流峰值变大。为此，在调频控制基础上引入一、二次侧移相角，以减小谐振电流应力。在传输功率确定的情况下，存在多种内移相比组合使谐振变换器对应的电流应力特性不同。因此，谐振电流应力抑制问题可转化为最小值求解问题。为实现谐振电流最小，将隔离变压器一、二次侧内移相值 D_1、D_2 作为自变量，谐振电流应力作为优化目标函数，可表示为

$$i_{r,b,\min}=\min i_{r,b}(D_1,D_2) \tag{8}$$

为直观了解电流应力与 D_1、D_2 之间的关系，其三维曲线如图 6 所示。可知，当 D_1 取值较小且 D_2 取值较大时，变换器电流应力呈减小趋势。因此，隔离变压器一次侧内移相值 D_1 取 0，二次侧内移相值 D_2 取 D_{2max}，即为谐振电流应力最优值，但应同时考虑传输功率和软开关条件对 D_2 的限制。

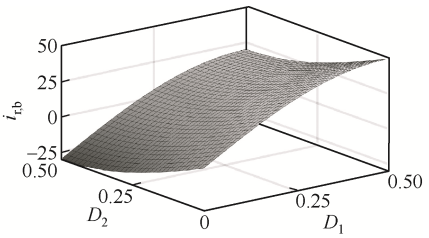


图 6 谐振电流应力与 D_1、D_2 的关系

Fig. 6 Relationship among resonant current stress, D_1 and D_2

3 软开关特性分析

ZVS 可以有效减小开关器件损耗，进而提升变换器效率[17]。观察图 4 波形可知，由于开关管 $S_3(S_4)$ 和 $S_7(S_8)$ 开通的滞后性，当其驱动信号上升为“1”时，谐振电流处于下降趋势，这会导致滞后侧桥臂实现 ZVS 的难度更高。CLLLC 谐振变换器最突出的优点是软开关的实现，其原理是利用开关管寄生电容 C_{oss} 在死区时间 t_d 内的充放电现象，解决开关管硬关断的问题。过谐振工况下采用调频控制的变换器在感性区域运行，开关管已具备 ZVS 条件，引入二次侧移相角后，若二次侧滞后桥臂开关管则可实现 ZVS，即开关管 S_1~S_8 都可实现 ZVS。故以

开关管 S_7 为例，其实现 ZVS 的条件为：开关管的反并联二极管先导通，开关管随后开通，即 t_3 时刻谐振电流为负，且能中和开关管 S_7 寄生电容电荷[18]。具体可表示为

$$i_{\mathrm{r}}(t_3)<-\frac{2C_{\mathrm{oss}}U_{\mathrm{o}}}{t_{\mathrm{d}}} \tag{9}$$

以二次侧移相角为例分析软开关条件。由图 4 可知移相调频控制每个模态时刻均与移相值有关，具体可表示为

$$\begin{cases}t_0=0\\ t_3=D_2T_{\mathrm{hs}}/2\\ t_5=T_{\mathrm{hs}}/2\end{cases} \tag{10}$$

根据电容电荷平衡原理，二次侧谐振电容 C_{r2} 对 U_{o} 放电平均电流在 1/2 开关周期内的积分值，即为二次侧谐振电容 C_{r2} 的放电电荷 $Q_{C_{\mathrm{r2}}}$ [17]，具体可表示为

$$Q_{C_{\mathrm{r2}}}=\int_{t_0}^{t_5}i_{\mathrm{r}}(t)\mathrm{d}t=-2C_{\mathrm{r2}}U_{\mathrm{o}}(t_3) \tag{11}$$

结合式(10)，求得二次侧谐振电容 C_{r2} 在 t_3 时刻的电压为

$$U_{\mathrm{o}}(t_3)=-\frac{\pi P_{\mathrm{b}}Z_{\mathrm{r}}}{2U_{\mathrm{o}}} \tag{12}$$

式中，P_{b} 为二次侧负载的平均吸收功率。

同理，可求得一次侧谐振电容 C_{r1} 在 t_3 时刻的电压为

$$U_{\mathrm{i}}(t_3)=-\frac{\pi P_{\mathrm{a}}Z_{\mathrm{r}}}{2U_{\mathrm{i}}} \tag{13}$$

式中，P_{a} 为一次侧输入电压 U_{i} 的平均输出功率。

综上，可求得 CLLLC 变换器 t_3 时刻一、二次侧谐振电容电压之和表达式为

$$U_{\mathrm{C}\Sigma}(t_3)=-\left(\frac{\pi P_{\mathrm{a}}Z_{\mathrm{r}}}{2U_{\mathrm{i}}}+\frac{\pi P_{\mathrm{b}}Z_{\mathrm{r}}}{2U_{\mathrm{o}}}\right) \tag{14}$$

若忽略变换器传输损耗，可认为其谐振网络一、二次侧功率相等，将式(14)代入变换器谐振电流表达式(7)中，可得 t_3 时刻谐振网络电流和的表达式为

$$i_{\Sigma}(t_3)=\frac{U_{\mathrm{o}}[\cos(D_2\pi)-1]}{\tan(D_2\pi)Z_{\mathrm{r}}}+\frac{\pi P_{\mathrm{b}}}{2U_{\mathrm{o}}}\tan(D_2\pi) \tag{15}$$

由于高频隔离变压器两端包含谐振元件，其电感 L_{m} 的电压 $u_{L_{\mathrm{m}}}$ 不会被两侧桥臂端口电压钳位，$u_{L_{\mathrm{m}}}$ 可近似表示为

$$u_{L_{\mathrm{m}}}\approx\frac{U_{\mathrm{ab}}+U_{\mathrm{cd}}}{2} \tag{16}$$

式中，U_{ab}、U_{cd} 分别为变换器谐振网络输入电压、输出电压测量值。式(16)在图 4 各个模态下均成立。考虑谐振腔电气量周期内正负半周的对称性，结合式(10)可得变换器 t_3 时刻励磁电流表达式为

$$i_{L_{\mathrm{m}}}(t_3)=\frac{U_{\mathrm{o}}+U_{\mathrm{i}}}{4Z_{\mathrm{r}}}(D_2\pi-\pi) \tag{17}$$

进而，可知变压器二次侧谐振电流表达式为

$$i_{\mathrm{r}}(t_3)=\frac{i_{\Sigma}(t_3)+i_{L_{\mathrm{m}}}(t_3)}{2} \tag{18}$$

移相调频控制策略开关频率由输出电压决定，特征阻抗可由恒定开关频率和谐振电感表示，同时结合式(9)软开关条件可表示为

$$\begin{aligned}\frac{2C_{\mathrm{oss}}U_{\mathrm{o}}}{t_{\mathrm{d}}}>&-\frac{U_{\mathrm{o}}[\cos(D_2\pi)-1]}{4\pi f_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{r}}\tan(D_2\pi)}-\\ &\frac{\pi P_{\mathrm{b}}}{4U_{\mathrm{o}}}\tan(D_2\pi)-\frac{U_{\mathrm{o}}[1+\cos(D_2\pi)]}{16f_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{m}}}(D_2\pi-\pi)\end{aligned} \tag{19}$$

定义式(19)不等号右侧部分为 Y，其表示变换器软开关实现能力，Y 值越小软开关越易实现。为了直观地观察传输功率 P_{b} 与 Y 及 D_2 之间的关系，由式(19)绘制的软开关条件曲线如图 7 所示。可知传输功率与移相值均会影响软开关范围，当满载和 D_2 最大时开关管实现 ZVS 的条件最为苛刻。传输功率一定的工况下，随着 D_2 的增大，软开关实现难度也相应增加。结合式(8)与式(19)可知，若要

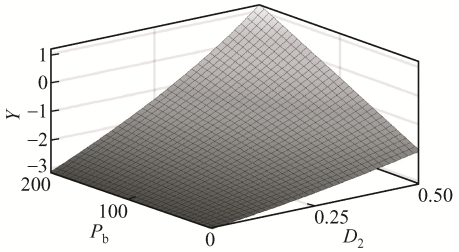


图 7　软开关系数与二次侧移相的关系

Fig. 7 Relationship between soft switching coefficient and secondary-side phase-shift

保证全工况软开关抑制谐振电流应力，应以功率满载为临界条件，确定二次侧内移相值 D_2。

移相调频控制框图如图 8 所示，首先根据建立的谐振电流解析模型，确定传输功率后结合软开关约束条件，得到最小电流应力下的 D_1、D_2，再与调频控制共同作用于开关管 S_1~S_8，即可实现移相调频控制，图中，$U_{o,ref}$为输出电压参考值。结合移相调频，通过调整开关频率实现目标电压控制，同时控制一、二次侧移相角，进而减小谐振电流，保证软开关的实现。根据式(8)可得 D_1 取 0，结合式(19)且以功率满载为临界条件，求得 D_2 取值。引入移相控制后，变换器等效电压增益可利用式(4)基波分量近似法得到，可表示为

$$G_{fd}=\sin(D_2\pi)G_f \tag{20}$$

式中，G_{fd} 为变换器最小电流应力下的电压增益。

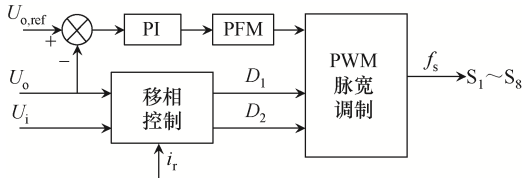


图 8 移相调频控制框图

Fig. 8 Block diagram of phase-shift frequency modulation control

由式(20)可知，D_2 固定时可控制开关频率大小改变变换器电压增益，使 G_{fd} 与 G_f 保持一致，即可忽略二次侧移相值对电压增益的影响。

4 仿真与实验验证

4.1 仿真验证

根据图 1 所示 CLLLC 谐振变换器拓扑，利用 MATLAB/Simulink 软件，分别搭建了调频控制和移相调频控制系统的仿真电路。

设定输入电压 U_i=500 V，输出电压 U_o=300 V。结合文中分析，D_2 取 0.32，D_1 取 0，仿真波形如图 9 所示。图 9(a)和(b)分别给出了调频控制和移相调频控制下开关管 S_1 两端电压 U_{DS1} 及其驱动信号 U_{GS1} 的波形。由图可知，当 U_{DS1} 下降到 0 后 U_{GS1} 开始上升，2 种控制策略下开关管都实现了 ZVS。

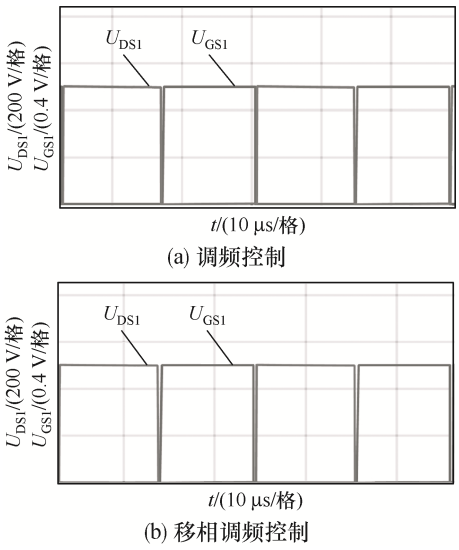


图 9 U_o=300 V 时 2 种不同控制策略下软开关波形

Fig. 9 Soft switching waveforms under two different control strategies with U_o=300 V

U_o=300 V 时二者波形如图 10 所示，图中 $i_{r,f}$ 和 $i_{r,fd}$ 分别为调频控制和移相调频控制下一次侧谐振电流。传统调频控制中，谐振电流应力 $i_{r,f}$ 约为 34.8 A，移相调频控制下谐振电流应力 $i_{r,fd}$ 约为 29.5 A，谐振电流应力减小约 15%。

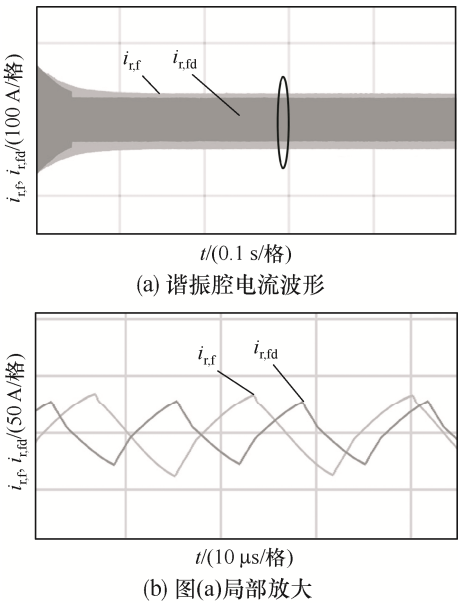


图 10 U_o=300 V 电流应力波形

Fig. 10 Waveform of current stress with U_o=300 V

保持 U_i=500 V 不变，控制变换器输出电压 U_o=250 V 时，图 11(a)与(b)分别给出了调频控制和移相调频控制下开关管 S_1 两端电压 U_{DS1} 及其驱动

信号 U_{GS1} 的波形，可以看出，在 U_{DS1} 下降到 0 后 U_{GS1} 开始上升，2 种控制策略下开关管都实现了 ZVS。

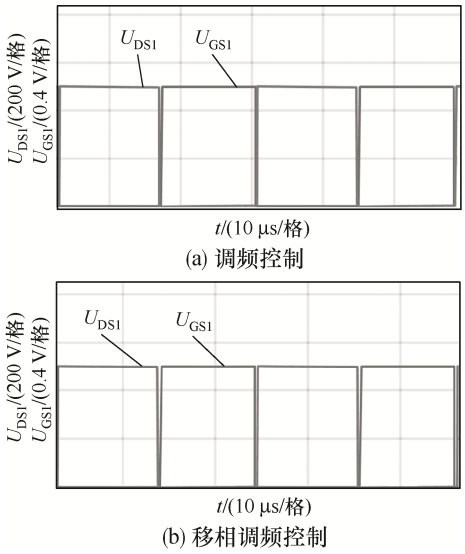


图 11　U_o=250 V 时 2 种不同控制策略下软开关波形

Fig. 11 Soft switching waveforms under two different control strategies with U_o=250 V

U_o=250 V 时 $i_{r,f}$ 和 $i_{r,fd}$ 的波形如图 12 所示。传统调频控制中谐振电流应力 $i_{r,f}$ 约为 35.40 A，移相调频控制下谐振电流应力 $i_{r,fd}$ 约为 26.05 A，谐振电流应力减小约 26%。

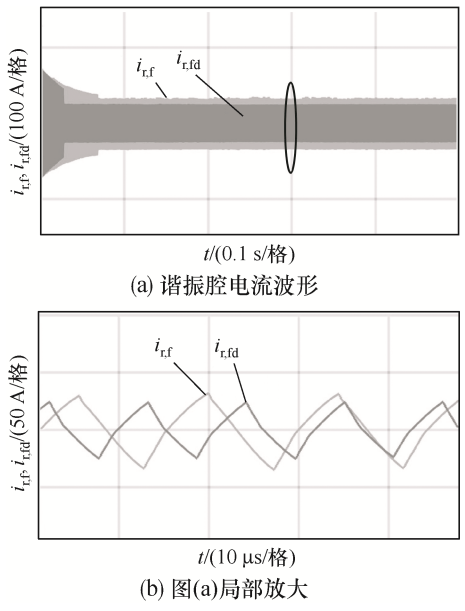


图 12　U_o=250 V 电流应力波形

Fig. 12 Waveform of current stress with U_o=250 V

4.2 实验验证

为了进一步验证本文所提控制方法的可行性，搭建 CLLLC 谐振变换器小功率实验系统，对其进行实验验证，实验系统如图 13 所示，具体实验参数见表 1。

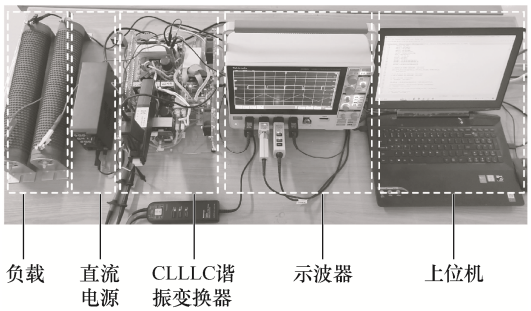


图 13　CLLLC 谐振变换器实验系统

Fig. 13　Experimental system of CLLLC resonant converter

表 1　实验参数

Tab. 1 Experimental parameters

参数	数值/型号
输入电压 U_i/V	50
一次侧谐振电感 L_{r1}/μH	22
一次侧谐振电容 C_{r1}/μF	0.8
输出电压 U_o/ V	30/25
二次侧谐振电感 L_{r2}/μH	22
二次侧谐振电容 C_{r2}/μF	0.8
励磁电感 L_m/μH	160
变压器变比 n	1:1
开关管 S_1~S_8	ASC30N650MT3

当 U_i=50 V 且 U_o=30 V 时，图 14(a)和(b)分别给出了调频控制和移相调频控制下，U_{DS1} 与 U_{GS1}、谐振电流 $i_{r,f}$ 与移相调频控制下的谐振电流 $i_{r,fd}$，以及输出电压 U_o 的参数波形。可以看出，当输出电压稳定时 U_{DS1} 下降到 0，U_{GS1} 开始上升，实现了 ZVS。调频控制在过谐振工况下 $i_{r,f}$ 约为 2.49 A，移相调频控制策略 $i_{r,fd}$ 约为 1.66 A，谐振电流应力减小约 33%。

当 U_o=25 V 时实验波形如图 15 所示。当输出电压稳定时 U_{DS1} 下降到 0，U_{GS1} 开始上升，同样实现了 ZVS。调频控制在过谐振工况下 $i_{r,f}$ 约为 2.52 A，移相调频控制策略 $i_{r,fd}$ 约为 1.68 A，谐振电流应力减小约 33%。

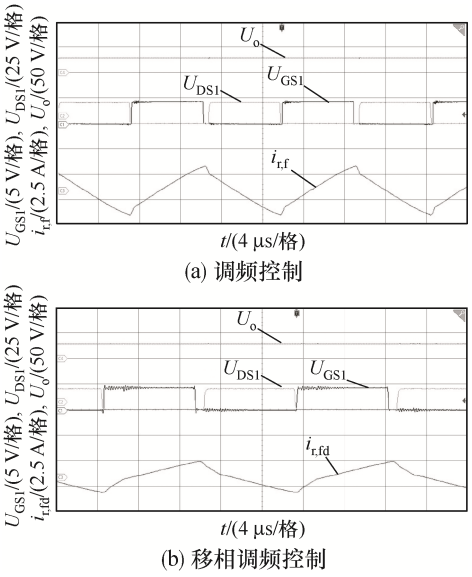


图 14 U_o=30 V 实验结果

Fig. 14 Experimental result with U_o=30 V

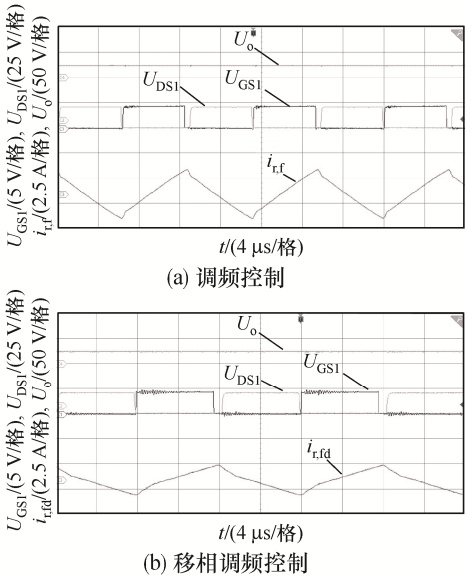


图 15 U_o=25 V 实验结果

Fig. 15 Experimental result with U_o=25 V

U_o=30 V 与 U_o=25 V 时变换器二次侧实验波形如图 16 所示。综合图 14 与图 15 可知，开关管 S_7 为临界 ZVS，相较于一次侧实现 ZVS 的条件更为严苛。可见，与前文理论分析一致，一次侧与二次侧均实现了 ZVS。

为了更加明晰地了解输出功率不同时，2 种控制策略电流应力的变化规律，图 17 给出了 CLLLC 谐振变换器 2 种控制方案下实验的电流应力对比图。

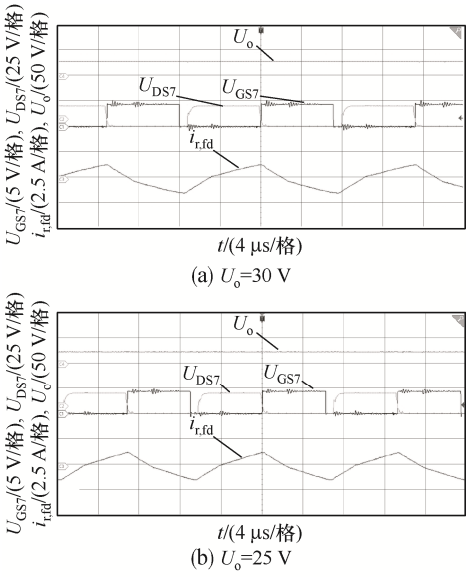


图 16 二次侧实验结果

Fig. 16 Experimental result on secondary-side

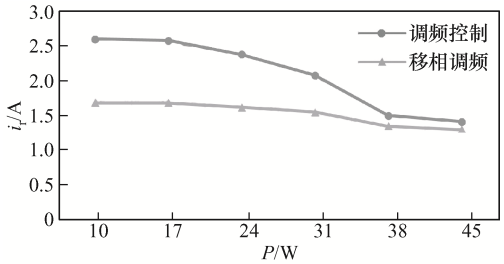


图 17 电流应力对比

Fig. 17 Comparison of current stress

综合上述电路仿真与实验验证结果，可知移相调频控制有效减小了谐振电流应力，同时能保证开关管的 ZVS。

5 结语

为减小 CLLLC 谐振变换器的电流应力，本文建立了移相调频控制下的谐振电流应力数学模型，分析了最小电流应力和软开关范围限制下的一、二次侧内移相取值，提出了 1 种谐振电流应力抑制策略。仿真和实验结果表明，所提控制策略在过谐振工况下，相较于调频控制有效减小了谐振电流应力，同时能够保证输出电压稳定和变换器的软开关工作特性，有效改善了变换器的性能。

参考文献：

[1] Sudarshan S B, Arunkumar G, Sudarshan S B, et al. Isolated DC-DC power converters for simultaneous charging of electric vehicle batteries: Research review, design, high-frequency transformer testing, power quality concerns, and future [J]. Sustainability, 2023, 15(3): 2813.

[2] Zou Shenli, Lu Jiangheng, Mallik A, et al. Bi-directional CLLC converter with synchronous rectification for plug-in electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(2): 998-1005.

[3] Pei Long, Jia Lixin, Wang Laili, et al. A time-domain-model-based digital synchronous rectification algorithm for CLLC resonant converters utilizing a hybrid modulation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(3): 2815-2829.

[4] Wei Ruizhi, Ding Li, Liu Rui, et al. An intuitive and noniterative design methodology for CLLC chargers employing simplified operation modes model [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(6): 7771-7784.

[5] Sun Jianning, Yuan Liqiang, Gu Qing, et al. Design-oriented comprehensive time-domain model for CLLC class isolated bidirectional DC-DC converter for various operation modes [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 3491-3505.

[6] Wei Ruizhi, Ding Li, Liu Rui, et al. An intuitive and noniterative design methodology for CLLC chargers employing simplified operation modes model [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(6): 7771-7784.

[7] 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)

[8] Zhu Tianhua, Zhuo Fang, Zhao Fangzhou, et al. Optimization of extended phase-shift control for full-bridge CLLC resonant converter with improved light-load efficiency [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 11129-11142.

[9] 陈启超. CLLLC 谐振型双向 DC/DC 变换器若干关键问题研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2015.
Chen Qichao. Research on key technologies of bidirectional CLLLC resonant DC/DC converter [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2015. (in Chinese)

[10] 周国华, 王淇, 邓伦博. 宽增益高效率 CLLLC 变换器的变频双移相调制策略[J]. 电工技术学报, 2024(8): 2511-2522.
Zhou Guohua, Wang Qi, Deng Lunbo. Variable-frequency dual-phase-shift modulation strategy for CLLLC converter with wide voltage gain and high efficiency [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024(8): 2511-2522. (in Chinese)

[11] 徐国凯, 刘旭. CLLLC 双向谐振变换器谐振网络参数设计[J]. 电源技术, 2020, 44(7): 1045-1049.
Xu Guokai, Liu Xu. Parameter design of resonant network for CLLLC bidirectional resonant converter [J]. Chinese Journal of Power Sources, 2020, 44(7): 1045-1049. (in Chinese)

[12] 李小强, 马永超, 黄金伟, 等. 基于双脉宽调制的交错 Boost 集成型 CLLLC 谐振变换器宽增益控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(20): 5313-5323.
Li Xiaoqiang, Ma Yongchao, Huang Jinwei, et al. Wide-gain-range control scheme for interleaved Boost integrated CLLLC resonant converter based on dual pulse width modulation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(20): 5313-5323. (in Chinese)

[13] 李舒成, 刘邦银, 姜庆, 等. 基于同步 PWM 控制的双向 CLLLC 谐振型直流变换器运行特性分析[J]. 电工技术学报, 2019, 34(S2): 543-552.
Li Shucheng, Liu Bangyin, Jiang Qing, et al. Performance analysis of bidirectional CLLLC resonant converter with synchronous PWM control strategy [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S2): 543-552. (in Chinese)

[14] 张钰峰, 吕征宇. 双移相控制 CLLC 谐振变换器[J]. 电力电子技术, 2022, 56(6): 115-119.
Zhang Yufeng, Lü Zhengyu. Double phase shift modulation CLLC resonant converter [J]. Power Electronics, 2022, 56(6): 115-119. (in Chinese)

[15] Rezayati M, Tahami F, Schanen J L, et al. Generalized state-plane analysis of bidirectional CLLC resonant

converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 5773-5785.

[16] 王弘珺, 郁专, 谢少军. 双向 CLLC 谐振变换器的参数设计方法研究[J]. 电源学报, 2025, 23(1): 11-20, 66.
Wang Hongjun, Yu Zhuan, Xie Shaojun. Study on parameter design method for bi-directional CLLC resonant converters [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(1): 11-20, 66. (in Chinese)

[17] Wu Hongfei, Ding Shun, Sun Kai, et al. Bidirectional soft-switching series-resonant converter with simple PWM control and load-independent voltage-gain characteristics for energy storage system in DC microgrids [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(3): 995-1007.

[18] Sun Jianning, Yuan Liqiang, Gu Qing, et al. Design-oriented comprehensive time-domain model for CLLC class isolated bidirectional DC-DC converter for various operation modes [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 3491-3505.



张新闻

作者简介：

张新闻(1976—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，教授。研究方向：配电网电量分析与变流器控制。E-mail：cindazm@126.com。

刘百林(1997—)，男，中国电源学会会员，硕士研究生。研究方向：双向直流变换器控制技术。E-mail：bailin_liu10@163.com。

杨树德(1986—)，男，中国电源学会会员，博士，讲师。研究方向：可再生能源发电系统并网控制及稳定性分析。E-mail：358060069@qq.com。

(责任编辑：郭凯凯)