DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.6.32 中图分类号：TM46 文献标志码：A

基于等效谐振腔的半桥 CLL 谐振变换器回流功率优化方法

黄何伟[1](中国电源学会学生会员)，曹太强[1]，李 蔚[2]，郭军宏[1]
(1.西华大学电气与电子信息学院，成都 610039；2.四川航天烽火伺服控制技术有限公司，成都 611130)

摘要：针对半桥 CLL 谐振变换器产生回流功率的问题，提出 1 种基于等效谐振腔的参数设计方法，以优化回流功率，提高转换效率。首先，根据 LLC 变换器工作特性得出可以用谐振电流过零点时间 t'表征回流功率大小，在满足电压增益要求和一次侧开关管零电压开通 ZVS(zero-voltage switching)的条件下，根据表征回流功率的函数曲线选取最优谐振腔参数；然后，通过 CLL 与 LLC 谐振腔之间的定量关系式，使两者谐振腔等效，从而使 CLL 变换器具备与 LLC 变换器相同的回流功率特性；最后，采用 2 组满足设计条件的谐振腔参数通过仿真及实验进行对比验证，结果显示在基于谐振腔等效的条件下，2 种变换器有相同的谐振电流过零点时间，并且在准谐振模式、满载情况下，转换效率提高了约 1.3%，验证了理论分析的正确性和可行性。

关键词：半桥谐振变换器；回流功率；转换效率；等效谐振腔；电压增益；软开关

Optimization Method for Backflow Power of Half-bridge CLL Resonant Converter Based on Equivalent Resonant Cavity

HUANG Hewei[1], *Student Member*, *CPSS*, CAO Taiqiang[1], LI Wei[2], GUO Junhong[1]
(1. School of Electrical Engineering and Electronic Information, Xihua University, Chengdu 610039, China; 2. Sichuan Aerospace Fiberhome Servo Control Technology Co., Ltd., Chengdu 611130, China)

Abstract: Aimed at the problem of backflow power generated by a half-bridge CLL resonant converter, a parameter design method based on the equivalent resonant cavity is proposed to optimize the backflow power and improve the conversion efficiency. First, according to the operating characteristics of an LLC converter, it is concluded that the value of backflow power can be characterized by the zero-crossing time of resonant current. Under the conditions of satisfying the voltage gain and zero-voltage switching of a switch on the primary side, the optimal resonant cavity parameters are selected according to the function curve representing the backflow power. Second, through the quantitative relationship between the CLL and the LLC resonant cavity, the resonant cavity is adjusted to be equivalent, so that the CLL has the same backflow power characteristics as the LLC. Finally, two sets of resonant cavity parameters meeting the design conditions were used for comparison and verification through simulations and experiments. Results show that under the condition of equivalent resonant cavity, both converters had the same zero-crossing time of resonance current, and the conversion efficiency was improved by about 1.3% under the conditions of quasi-resonance and full load, thus verifying the correctness and feasibility of theoretical analysis.

Keywords: Half-bridge resonant converter; backflow power; conversion efficiency; equivalent resonant cavity; voltage gain; soft switch

收稿日期：2022-09-05；**修回日期：**2022-12-15，2023-01-30，2023-02-02，2023-02-20；**录用日期：**2023-03-07；**网络首发日期：**2023-04-28
基金项目：四川省科技计划资助项目(2023YFG0338, 2024ZYD0250)；成都市科技资助项目(2024-YF08-00033-GX, 2024-YF08-00016-GX, 2024-YF08-00136-GX, 2024-YF08-00082-GX)
This work is supported by Sichuan Science and Technology Program under the grants 2023YFG0338 and 2024ZYD0250; Science and Technology Projects in Chengdu under the grants 2024-YF08-00033-GX, 2024-YF08-00016-GX, 2024-YF08-00136-GX, and 2024-YF08-00082-GX

小功率级的半桥型谐振变换器由于其具有电路结构简单、控制便捷、软开关特性良好等优点，已成为分布式电源系统、笔记本电脑、通信设备及新能源电动汽车应用中最流行的 DC-DC 变换器之一[1-2]。CLL 谐振变换器是一种新型谐振拓扑变换器，其结构和工作特性与传统 LLC 变换器十分相似，同样可实现一次侧开关管的零电压开通 ZVS(zero-voltage switching)及二次侧二极管的零电流关断 ZCS(zero-current switching)，并且由于其不存在变压器气隙涡流损耗问题，在磁元件设计方面有一定优势[3-5]。转换效率是评价变换器的重要指标之一，与 LLC 变换器类似，CLL 变换器同样有产生回流功率的问题。回流功率增大将导致换流开关的传导损耗和电流应力急剧增加，从而影响转换效率[6]。因此，研究回流功率的优化方法十分必要。

针对回流功率的优化研究，诸多文献对移相全桥、双有源桥 DAB(dual active bridge)变换器拓扑的回流功率开展了大量分析与优化改进，通过各种混合控制策略在一定程度上减小回流功率，提高转换效率[7-9]。总体而言，移相控制下的回流功率优化问题研究已较为全面，但针对半桥变换器的回流功率研究较少，原因是半桥结构简单、控制自由度较低，难以通过其他控制策略降低回流功率。半桥 CLL 与 LLC 变换器相同，若谐振电流滞后于谐振腔输入电压，将产生回流功率[10]；若直接依据回流功率的定义计算，将为状态方程求解带来困难[11-12]。因此，可通过谐振电流与谐振腔输入电压之间的夹角来抽象表征回流功率的大小，而这个相角又与谐振腔参数有关，从而可通过对谐振腔参数的设计来优化回流功率。文献[13]针对三电平 LLC 电路同样提出通过设计谐振腔参数来降低回流功率，但该方法的 ZVS 实现需要额外控制，增加了控制的复杂性；文献[14]提出 1 种半桥 LLC 谐振变换器回流功率表征方法，但在零回流功率点处未考虑到死区时间问题，可能导致 ZVS 无法实现。对于半桥 LLC 变换器而言，其各项特性研究已十分全面，而对于 CLL 变换器则研究较少，若直接对 CLL 变换器进行分析，则需重新分析其电压增益特性及 ZVS 实现条件。由于 2 种变换器的终端条件相同，因此可先对 LLC 变换器进行分析得出最优谐振腔参数，再将其参数等效为 CLL 变换器的谐振腔参数，从而降低计算的复杂度。文献[15]讨论了不同谐振腔拓扑之间的关系，并提出 1 种等效方法使它们具有相同的终端特性，为谐振变换器的选择和设计提供了便利。

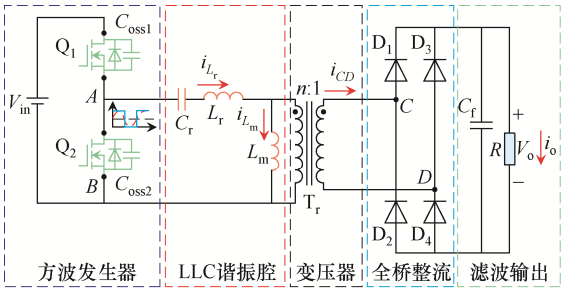
为实现半桥 CLL 谐振变换器回流功率优化与转换效率提高，本文以 LLC 变换器的特性分析及参数设计为基础，提出了 1 种基于等效谐振腔的参数设计方法，以优化回流功率。首先，分析了 2 种变换器的差异，并根据 LLC 的特性绘制谐振腔参数对回流功率影响的函数曲线，在满足 ZVS 条件和电压增益要求的前提下，选取最优谐振腔参数；然后，分析了 2 个谐振腔之间的等效关系，并根据定量关系式将 LLC 变换器谐振腔参数等效为 CLL 变换器谐振腔参数，从而实现回流功率的优化；最后，本文通过仿真平台验证了 2 种变换器之间的等效关系，并搭建了 1 台 100 W 的实验样机，通过 2 组参数的对比，验证了该参数设计方法在优化回流功率方面的优势[16-19]。

1　拓扑结构及工作原理

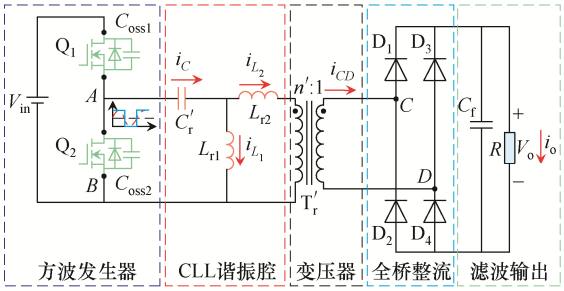
1.1　LLC 和 CLL 变换器拓扑结构

半桥 LLC、CLL 谐振变换器的拓扑结构如图 1 所示。图中：V_{in} 为输入直流电源；C_{oss1}、C_{oss2} 为 MOS 管寄生电容，C_{oss1}=C_{oss2}；i_{CD} 为二次侧交流电流；C_{f} 为滤波电容；R 为负载电阻；V_{o} 为输出直流电压；i_{o} 为输出直流电流；C_{r} 为 LLC 的谐振电容；L_{r} 为 LLC 的谐振电感；L_{m} 为 LLC 的励磁电感；$i_{L_{\text{m}}}$ 为励磁电流；$i_{L_{\text{r}}}$ 为 LLC 的谐振电流；T_{r} 为 LLC 的中间变压器，n 为其变比；L_{r1} 为 CLL 的并联谐振电感，其流过电流为 i_{L_1}，L_{r2} 为 CLL 的串联谐振电感，其流过电流为 i_{L_2}；C'_{r} 为 CLL 的谐振电容，其流过电流为 CLL 的谐振电流 i_C，T'_{r} 为 CLL 的中间变压器，n'为其变比。2 种谐振变换器具有极其相似的特性，一次侧均采用半桥式结构，Q_1 和 Q_2 这

2 个 MOS 管各占 50%，占空比互补导通，且中间留出一定死区时间，均可实现一次侧 MOS 管的 ZVS 和二次侧二极管的 ZCS；二次侧由 4 个二极管 D_1~D_4 组成全桥整流电路；中间变压器起到从一次侧向二次侧传递能量及实现电气隔离的作用。2 种变换器最大的区别在于谐振腔网络的拓扑不同，CLL 谐振腔由 L_{r1}、L_{r2}(含变压器漏感)和 C_r' 组成，与 LLC 谐振腔相比，CLL 变换器的励磁电感未参与谐振，整个谐振腔呈现 T 型结构。



(a)LLC变换器拓扑



(b)CLL变换器拓扑

图 1 半桥谐振变换器拓扑

Fig. 1 Topology of half-bridge resonant converter

2 种变换器均各自有 2 个谐振频率。

LLC 谐振变换器为

$$\begin{cases} f_{r1}=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_rC_r}} & \text{二元谐振频率} \\ f_{r2}=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{(L_r+L_m)C_r}} & \text{三元谐振频率} \end{cases} \tag{1}$$

CLL 谐振变换器为

$$\begin{cases} f_{r1}'=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_{r1}C_r'}} & \text{二元谐振频率} \\ f_{r2}'=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}C_r'}} & \text{三元谐振频率} \end{cases} \tag{2}$$

式中：L_{eq} 为等效电感，$L_{eq}=L_{r1}L_{r2}/(L_{r1}+L_{r2})$；$f_{r2}'$ 为特征频率，对应于 f_{r1}。

1.2 LLC 谐振变换器模态分析

LLC 谐振变换器的各项特性已研究得十分成熟，CLL 变换器与其具有相似的工作特性，因此针对 CLL 变换器的参数设计可先对 LLC 变换器的相关特性进行分析。图 2 为 LLC 谐振变换器的关键波形，图中：V_{gs} 为 MOS 管触发电压；U_{AB} 为谐振腔输入电压；t_{dead} 为死区时间；$i_{D1,D4}$ 为流过二极管 D_1、D_4 的电流；$i_{D2,D3}$ 为流过二极管 D_2、D_3 的电流。

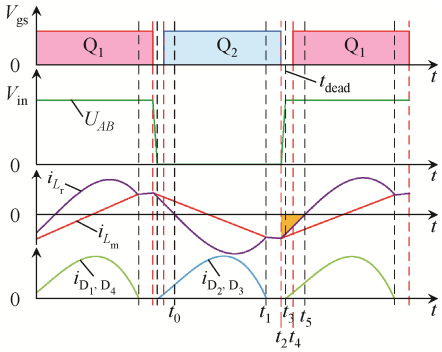


图 2 LLC 变换器的关键波形

Fig. 2 Key waveforms of LLC converter

由于 LLC 变换器在欠谐振状态下(开关频率 $f_s<f_{r1}$)的工作模态包括准谐振和过谐振时的工作模态，因此对图 2 所示 LLC 变换器工作在欠谐振时的关键波形进行分析。变换器共有 10 种工作模态，正向和负向各 5 种，对其 5 个负向工作模态展开分析。

模态 1 [t_0, t_1]：从 t_0 时刻谐振电流过零点开始，电流方向由正变负，此时变换器一次侧向二次侧传递能量，励磁电感电压被钳位到 $-nV_o$，二次侧二极管 D_2、D_3 导通，直到 t_1 时刻谐振电流与励磁电感电流重合。其模态等效电路如图 3(a)所示。

模态 2 [t_1, t_2]：此时励磁电感作为谐振元件参与谐振，进入三元谐振状态，谐振频率为 f_{r2}，一次侧不再向二次侧传递能量，二次侧二极管 D_2、D_3 电流为 0，负载由滤波电容供电。其模态等效电路如图 3(b)所示。

模态 3 [t_2, t_3]：在 t_2 时刻，Q_2 关断，进入死区时间，由于电路谐振的作用，二次侧二极管 D_2、D_3 电流此时实现 ZCS，同时 D_1、D_4 开始换流导通。

谐振电流流过 2 个 MOS 管的寄生电容，并对 C_{oss1} 和 C_{oss2} 分别进行放电和充电，能量回馈到输入源开始产生回流功率，对 C_{oss1} 的放电为之后 Q_1 的 ZVS 实现提供条件。其模态等效电路如图 3(c) 所示。

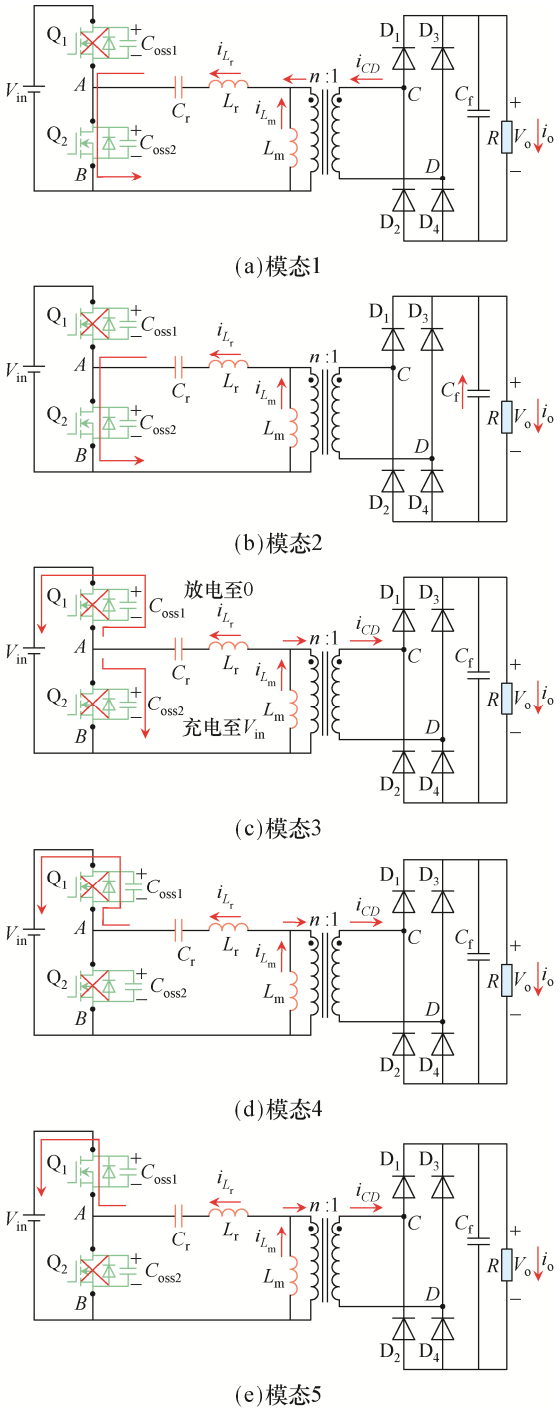


图 3　负向模态等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit in negative mode

模态 4 $[t_3, t_4]$：寄生电容充放电完成后，谐振电流通过 Q_1 体二极管回流，此时谐振腔输入电压 U_{AB} 已充电至 V_{in}，由于 $i_{L_r}<0$，因此回流功率为负。直到 t_4 时刻 Q_1 驱动信号到达，且 Q_1 两端电压为 0，实现 ZVS。其模态等效电路如图 3(d)所示。

模态 5 $[t_4, t_5]$：Q_1 开始导通，谐振电流回流到输入电源 V_{in} 缓冲回流功率，直到 t_5 时刻电流过零点处回流功率为 0，之后电流由负变正，电源输入电流与谐振电流同向，进入到正向模态。其模态等效电路如图 3(e)所示。

通过对图 2 的模态分析可知，在模态 3 到模态 5 这段时间内，谐振电流会回流至输入电源中产生回流功率。回流功率的定义为谐振腔输入电压 U_{AB} 与谐振电流 i_{L_r} 的乘积，因此通过上述模态分析可知，回流功率仅存在于负向模态半个谐振周期之内。图 2 中$[t_2, t_5]$区间内的阴影部分可表示回流功率。

2　谐振腔的等效关系

2.1　二端口网络等价关系

图 4 为由 2 个电感元件组成的二端口网络，v_1、v_2 和 i_1、i_2 分别为其终端电压和电流，其中包含着大量谐波。由于谐振变换器在分析电压增益时通常采用一次谐波近似法 FHA(first harmonic approximation)，因此此处仅考虑电压、电流的基波分量。

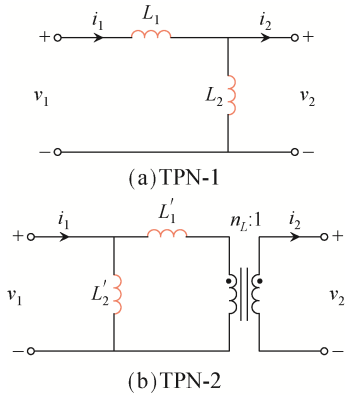


图 4　2 个电感组成的二端口网络

Fig. 4 Two-port network composed of two inductors

根据图 4(a)中的二端口网络，在其基波频域中可以得到电压、电流方程分别为

$$\begin{cases}\dot{V}_1=\dot{V}_2+\mathrm{j}\omega L_1\dot{I}_1\\ \dot{I}_1=\dot{V}_2/\mathrm{j}\omega L_2+\dot{I}_2\end{cases}\tag{3}$$

式中：$\dot{V}_1$ 和 $\dot{V}_2$ 分别为二端口网络在基波频域中的输入电压和输出电压；$\dot{I}_1$ 和 $\dot{I}_2$ 分别为二端口网络在基波频域中的输入电流和输出电流。

将式(3)改写为矩阵的形式为

$$\begin{bmatrix}\dot{V}_1\\ \dot{I}_1\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1+L_1/L_2 & \mathrm{j}\omega L_1\\ 1/\mathrm{j}\omega L_2 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dot{V}_2\\ \dot{I}_2\end{bmatrix}\tag{4}$$

式(4)中输出端到输入端的变换矩阵可改写为

$$\begin{bmatrix}1+\dfrac{L_1}{L_2} & \mathrm{j}\omega L_1\\ \dfrac{1}{\mathrm{j}\omega L_2} & 1\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1 & \mathrm{j}\omega\dfrac{L_1(L_1+L_2)}{L_2}\\ \dfrac{1}{\mathrm{j}\omega(L_1+L_2)} & 1+\dfrac{L_1}{L_2}\end{bmatrix}\times\begin{bmatrix}1+\dfrac{L_1}{L_2} & 0\\ 0 & \dfrac{L_2}{L_1+L_2}\end{bmatrix}\tag{5}$$

用图 4(b)中的电感元件表示，令

$$\begin{cases}L_1'=L_1(L_1+L_2)/L_2\\ L_2'=L_1+L_2\\ n_L=1+L_1/L_2\end{cases}\tag{6}$$

式中，n_L 为附加变压器变比。

即式(4)中的变换矩阵可用图 4(b)中的电感表示为

$$\begin{bmatrix}n_L & \dfrac{\mathrm{j}\omega L_1'}{n_L}\\ \dfrac{n_L}{\mathrm{j}\omega L_2'} & 1\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1 & \mathrm{j}\omega L_1'\\ \dfrac{1}{\mathrm{j}\omega L_2'} & n_L\end{bmatrix}\begin{bmatrix}n_L & 0\\ 0 & \dfrac{1}{n_L}\end{bmatrix}\tag{7}$$

因此式(4)可重新表示为

$$\begin{cases}\dot{V}_1=n_L\dot{V}_2+\dfrac{\mathrm{j}\omega L_1'}{n_L}\dot{I}_2\\ \dot{I}_1=\dfrac{n_L}{\mathrm{j}\omega L_2'}\dot{V}_2+\dot{I}_2\end{cases}\tag{8}$$

对于图 2(b)中的二端口网络，在其基波频域中的电压、电流方程分别为

$$\begin{cases}\dot{V}_1=n_L\dot{V}_2+\dfrac{\mathrm{j}\omega L_1'}{n_L}\dot{I}_2\\ \dot{I}_1=\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega L_2'}\dot{V}_1+\dfrac{1}{n_L}\dot{I}_2\end{cases}\tag{9}$$

式(8)和式(9)为等价关系，说明式(6)为 2 个二端口网络的定量关系，即当满足式(6)时，图 4(a)和(b)在整个基波频域中是等价的。

2.2 三阶谐振腔等价关系

根据由 2 个电感组成的二端口网络等效关系，可将其拓展到三阶谐振网络中。LLC 变换器和 CLL 变换器的谐振腔同为三阶谐振腔，均由 2 个电感和 1 个电容组成。图 5 所示为 LLC 谐振腔到 CLL 谐振腔的等效变换过程。

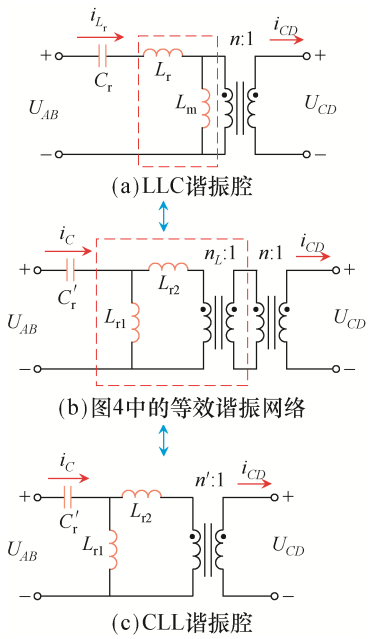


图 5 谐振腔等效变换过程

Fig. 5 Equivalent transformation process of resonant cavity

根据式(6)的定量关系，图 5 中三阶谐振腔的定量关系为

$$\begin{cases}C_{\mathrm{r}}'=C_{\mathrm{r}}\\ L_{\mathrm{r1}}=L_{\mathrm{r}}+L_{\mathrm{m}}\\ L_{\mathrm{r2}}=L_{\mathrm{r}}(L_{\mathrm{r}}+L_{\mathrm{m}})/L_{\mathrm{m}}\\ n_L=1+L_{\mathrm{r}}/L_{\mathrm{m}}\\ n'=n_Ln\end{cases}\tag{10}$$

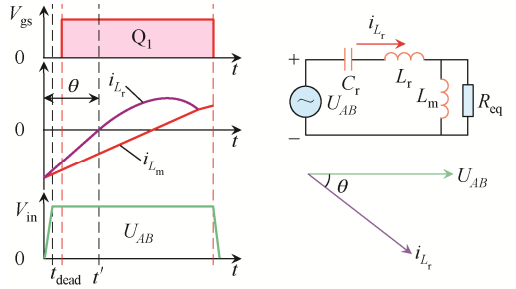
因此，当谐振腔参数满足式(10)时，2 个谐振腔是等效的，即 2 种变换器有相同的谐振电流和谐振腔输入电压，以及二次侧输出的电流和电压。

3　回流功率优化策略

从 LLC 变换器的模态分析中可以看出，回流功率实质上是回路中循环的无功功率，而不是直接等效于功率损耗。电路中回流功率造成的功率损失仅消耗在无功路径中有源和无源元件的等效电阻中。因此，可用 1 个能表示回流功率的变量来表征回流功率的大小，无需直接计算回流功率，可避免复杂的数学求解。

3.1　回流功率表征方法

重新分析图 2 中产生回流功率部分的模态，回流功率表征示意如图 6 所示。



(a)回流功率模态　　(b)LLC交流等效模型

图 6　回流功率表征示意

Fig. 6 Schematic of backflow power characterization

由图 6(a)可见，回流功率的大小与谐振电流过零点时间 t' 或谐振电流滞后于谐振腔输入电压的相位角 θ 有关。以 Q_2 关断进入死区时刻开始为 0 时刻，在 t' 时刻电流换向，因此可用电流的过零点时间 t' 或相位角 θ 来表征回流功率，t' 或 θ 越小，回流功率越小。图 6(b)为 LLC 电路的交流等效模型，由于 U_{AB} 的相角为 0，因此 θ 可用 LLC 等效电路的输入阻抗角来表示，其输入阻抗 Z_{in} 的表达式为

$$Z_{in}=j\omega_s L_r+\frac{1}{j\omega_s C_r}+\frac{j\omega_s L_m R_{eq}}{j\omega_s L_m+R_{eq}}=QR_{eq}\cdot\left[\frac{f_n^2L_n^2Q}{1+f_n^2L_n^2Q^2}+j\left(f_n-\frac{1}{f_n}+\frac{f_nL_n}{1+f_n^2L_n^2Q^2}\right)\right] \tag{11}$$

式中：ω_s 为开关角频率；R_{eq} 为二次侧等效到一次侧的等效电阻，$R_{eq}=8n^2R/\pi^2$；Q 为品质因数，$Q=\sqrt{L_r/C_r}/R_{eq}$；f_n 为归一化开关频率，$f_n=f_s/f_{r1}$；L_n 为电感比，$L_n=L_m/L_r$。

输入阻抗角可表示为

$$\theta=\arctan\frac{\mathrm{Im}(Z_{in})}{\mathrm{Re}(Z_{in})} \tag{12}$$

$$\frac{\mathrm{Im}(Z_{in})}{\mathrm{Re}(Z_{in})}=\frac{L_n^2Q^2f_n^4+f_n^2(L_n+1-L_n^2Q^2)-1}{f_n^3QL_n^2} \tag{13}$$

为更加直观，此处的 θ 值可用谐振电流过零点时间 t' 来表示，即用 t' 表示回流功率的大小，即

$$t'=\frac{\theta}{2\pi f_s}=\arctan\frac{\mathrm{Im}(Z_{in})}{\mathrm{Re}(Z_{in})}\Big/(2\pi f_s) \tag{14}$$

3.2　死区时间及电压增益限定

为保证一次侧 MOS 管的 ZVS，需要足够的死区时间来令 MOS 管的寄生电容完成充放电，使在下一个开关导通信号到来前，MOS 管的寄生电容能放电至 0，体二极管导通，实现 ZVS。此外，当谐振电流的过零点时间 $t'<t_{dead}$ 时，在 t' 时刻电流换向，对寄生电容进行反向充放电，导致在 Q_1 管导通信号到来时，MOS 管两端的电压从 0 又回升到一定电压值，使 ZVS 失败。因此，为了保证 ZVS 的实现，需满足

$$\frac{2C_{oss2}V_{in}}{i_{L_r}(t_2)}\leqslant t_{dead}\leqslant t' \tag{15}$$

结合式(13)和式(15)可得到实现 ZVS 的限制条件，即

$$\frac{\mathrm{Im}(Z_{in})}{\mathrm{Re}(Z_{in})}\geqslant\frac{2C_{oss2}V_{in}^2}{t_{dead}\pi P_{in}} \tag{16}$$

式中，P_{in} 为输入功率。

当式(16)中等式成立时，有最小回流功率。除了要满足 ZVS 的条件外，还要对变换器的电压增益进行讨论，交流电压增益的约束条件为

$$\begin{cases}M_{ac,max}=\dfrac{2nV_{o,max}}{V_{in,min}}=M_{ac}(f_{n,min},L_n,Q)\\[2ex] M_{ac,min}=\dfrac{2nV_{o,min}}{V_{in,max}}=M_{ac}(f_{n,max},L_n,Q)\end{cases} \tag{17}$$

式(17)中的交流电压增益函数为

$$M_{ac}(f_n,L_n,Q)=\frac{1}{\sqrt{\left[1+\frac{1}{L_n}\left(1-\frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2+\left[Q\left(f_n-\frac{1}{f_n}\right)\right]^2}} \tag{18}$$

3.3 谐振腔参数设计

变换器具体设计规格见表 1。

表 1 变换器设计要求

Tab. 1 Design requirements for converter

参数	数值
输入电压 V_{in}/V	24~26 DC(额定 24)
输出电压 V_o/V	12~28 DC(额定 24)
最大输出功率 $P_{o,max}$/W	100
最大输出电流 $I_{o,max}$/A	4
谐振频率 f_r/kHz	50
开关频率范围/kHz	35~150
死区时间 t_{dead}	2%T_s

在满足 ZVS 条件及电压增益要求的前提下，LLC 谐振腔参数有多种配置方式。当 L_n 减小时，峰值增益会增大，更有益于 ZVS 的实现，但也会在输入电流中引入更高的纹波，从而导致更高的传导损耗；当 L_n 增大时，L_m 也会相应增大，回流功率减小，然而根据 ZVS 的限定条件，L_m 存在 1 个上限约束，若取其最大值则 L_n 也会较大，可能使电压增益无法满足要求，因此需要折中选取，根据设计经验，一般取 L_n 为 2~6 时可满足增益要求。对于 Q 的选取，当 Q 值增大时，带宽越窄，增益越低，会导致更大的增益变化，这对稳定响应不利；Q 值越小，则系统越稳定。因此，L_n 和 Q 的值需要根据设计要求来折中选择，对于 L_n 要尽可能取大，Q 要尽可能取小。L_m 的上限约束式为

$$L_m \leqslant \frac{t_{dead}}{16C_{oss}f_s} \tag{19}$$

设电感比 L_n=4.7，负载电阻为 6 Ω(满载)。不同 Q、L、C 参数对回流功率表征值 t' 的影响如图 7 所示。可以看出，在整个开关频率范围内(0.7~3.0)，若谐振电感值 L_r>1.86 μH，则在开关频率较低时无法实现 ZVS；与较大的谐振电感相比，较小的谐振电感可实现全开关频率范围的 ZVS，但是谐振电感过小会导致较大的回流功率，增大损耗，减小转换效率。因此，谐振电感需要折中选取，当 L_r 在 1.59~1.86 μH 之间时，既保证了全开关频率范围内的 ZVS，又产生了较小的回流功率。

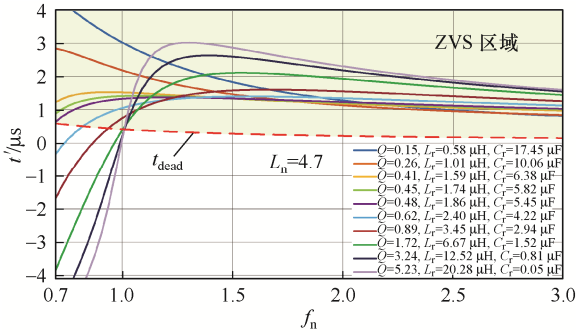


图 7 谐振腔参数对回流功率的影响

Fig. 7 Influence of resonant cavity parameters on backflow power

图 8 为谐振腔参数设计的三维图，区域 1 在低频时不易实现 ZVS，因此无法在整个开关频率范围内实现 ZVS；区域 2 和区域 3 均可实现全开关频率的 ZVS，但区域 3 在谐振频率点附近有较大的回流功率，因此区域 2 为设计谐振腔参数的

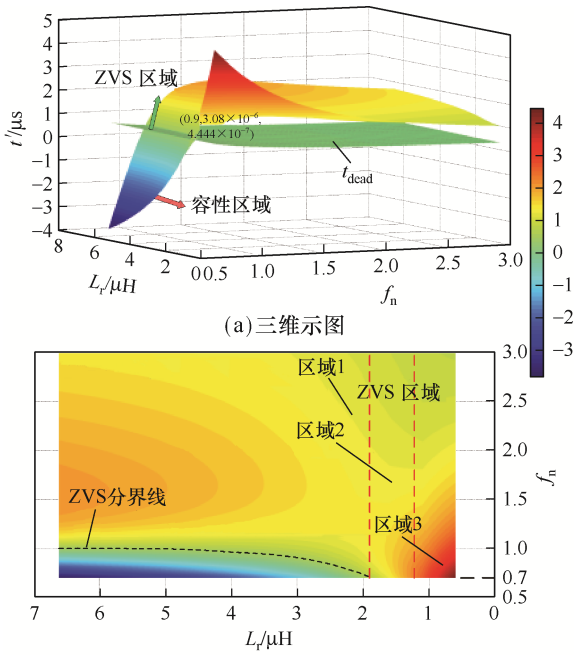


图 8 设计方法的三维图

Fig. 8 Three-dimensional plots of design method

建议区域。图 9 为在 LLC 参数设计基础上，对 CLL 谐振变换器进行效率优化的参数设计流程。结合实际工程的需求，在满足其功率密度的条件下，选出 1 组谐振腔参数，以达到优化回流功率的目的。

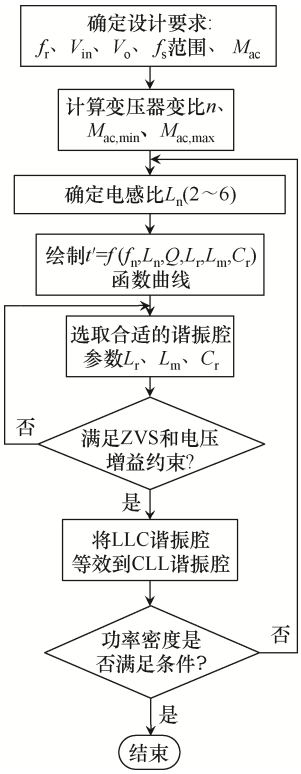


图 9　参数设计流程

Fig. 9 Flow chart of design of parameters

4　仿真分析及实验验证

为验证本文所提方法的正确性，在 MATLAB/Simulink 平台上分别搭建 LLC 变换器和 CLL 变换器进行仿真对比分析，并设计了 1 台 100 W 的实验样机进行实验验证。输入为额定 24 V 直流电压源，对于负载的选取，在实际工程中大多为阻感性负载，为在理想条件下验证理论分析的正确性，本文采用 6 Ω 纯阻性负载，通过 2 组不同谐振腔参数分析 2 种变换器之间的等效关系，以及谐振腔参数对变换器转换效率的影响。2 组谐振腔参数及其回流功率特性曲线分别如表 2 和图 10 所示。

表 2　谐振腔参数

Tab. 2 Parameters of resonant cavity

谐振腔	参数	数值	
		参数 A	参数 B
LLC	谐振电容 C_r/μF	6.38	5.45
	谐振电感 L_r/μH	1.59	1.86
	励磁电感 L_m/μH	7.47	8.74
	变压器变比 n	0.50	0.50
CLL	谐振电容 C_r'/μF	6.38	5.45
	谐振电感 L_{r1}/μH	9.06	10.60
	谐振电感 L_{r2}/μH	1.93	2.26
	变压器变比 n'	0.61	0.61

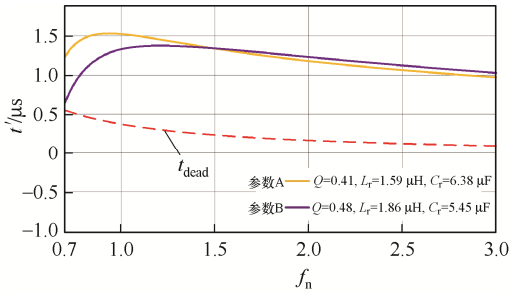


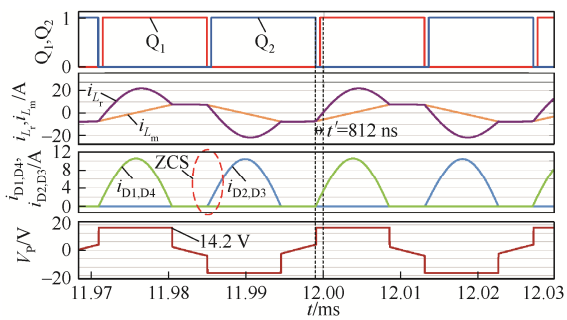
图 10　2 组谐振腔参数的回流功率特性曲线

Fig. 10 Backflow power characteristic curves of two sets of resonant cavity parameters

4.1　仿真分析

对表 2 中的谐振腔参数 B 进行仿真验证，2 种变换器的谐振腔参数是基于式(10)定量关系的等效关系，通过仿真得到 2 种变换器的关键波形对比，如图 11 所示。图中，V_p、V'_p为变压器一次侧电压峰值。

分别在开关频率 f_s=35 kHz(欠谐振)、f_s=50 kHz(准谐振)、f_s=75 kHz(过谐振)的条件下对 2 种变换器进行对比。图 11(a)~(c)为 LLC 谐振变换器的关键波形，图 11(d)~(f)为 CLL 谐振变换器的关键波形，通过对比得出 2 种变换器的谐振电流及



(a)LLC欠谐振

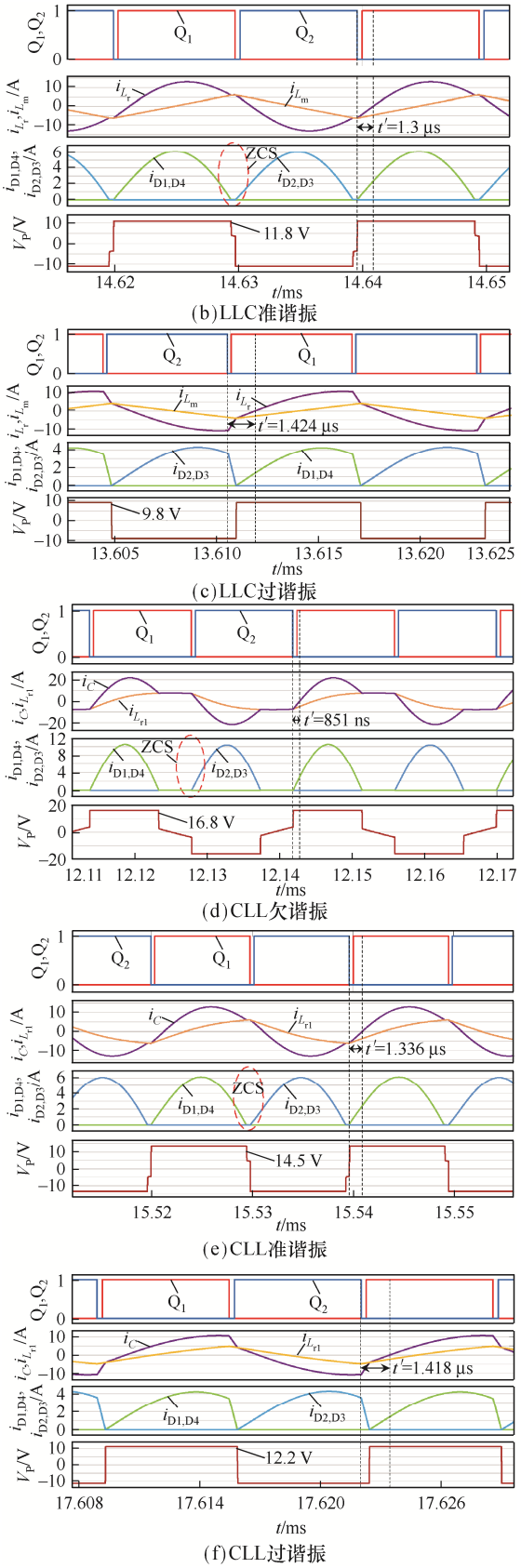


图 11 2 种变换器的关键波形对比

Fig. 11 Comparison of key waveforms between two converters

二次侧电流为等效关系。表 3 为 2 种变换器输出结果的对比。

表 3 输出结果对比

Tab. 3 Comparison of output result

开关频率 f_s/kHz	回流功率表征值 t'/μs		变压器一次侧电压峰值 V_p, V'_p/V	
	LLC	CLL	LLC	CLL
35	0.812	0.851	14.2	16.8
50	1.300	1.336	11.8	14.5
75	1.424	1.418	9.8	12.2

从表 3 可以看出，2 种变换器的谐振电流过零点时间 t' 的最大误差约为 39 ns，可忽略不计。图 12 为 f_s=35 kHz 工况时的 ZVS 实现，图 13 为 2 种谐振变换器测量的电压增益，可以看出它们几乎是相同的。因此，通过仿真分析验证了 2 种变换器之间等效关系的正确性。

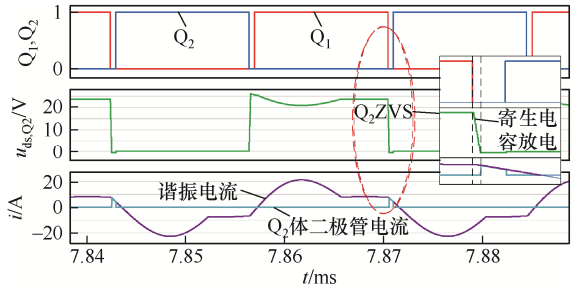


图 12 ZVS 实现波形

Fig. 12 Realization waveform of ZVS

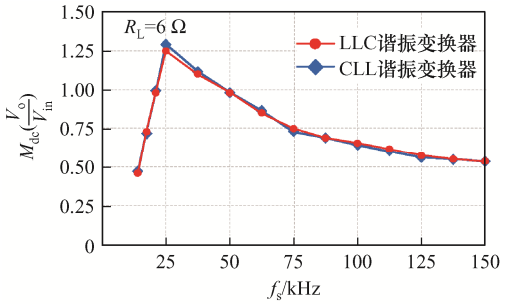


图 13 2 种变换器测量的电压增益曲线

Fig. 13 Measured voltage gain curves for two converters

4.2 实验验证

实验中搭建了 100 W 的实验样机平台，如图 14 所示，采用 TI 公司的 TMS320F28034 型 DSP 实现数字控制，并使用表 2 中 A、B 2 组不同的 CLL 谐振腔参数来评估优化谐振腔参数对转换效率的影响。

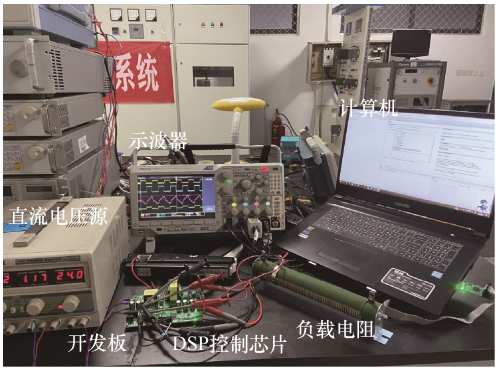
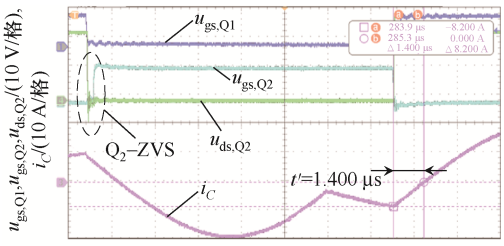


图 14　实验平台

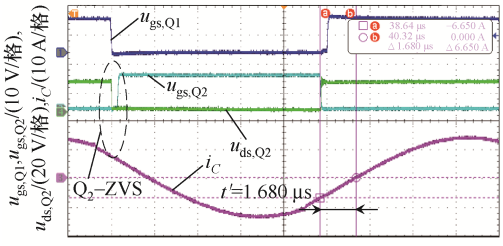
Fig. 14 Experimental platform

图 15 为 2 组谐振腔参数下的波形对比，图 15(a)~(c)为 A 组谐振腔参数下的波形，图 15(d)~(f)为 B 组谐振腔参数下的波形。在谐振腔参数 A 条件下的波形中，输入阻抗呈感性，谐振电流滞后于谐振腔输入电压($u_{ds,Q2}$)。从图 15(a)~(c)中可以看出，f_n=0.7 时，t'=1.4 μs，t'的理论计算值为 1.25 μs，误差为 150 ns；f_n=1 时，t'=1.68 μs，t'的理论计算值为 1.52 μs，误差为 160 ns；f_n=1.5 时，t'=1.28 μs，t'的理论计算值为 1.33 μs，误差为 50 ns。由于存在谐振电流纹波、电路实际寄生参数和测量误差，实验值和理论值的最大误差约为 160 ns，实验值与理论值基本吻合。

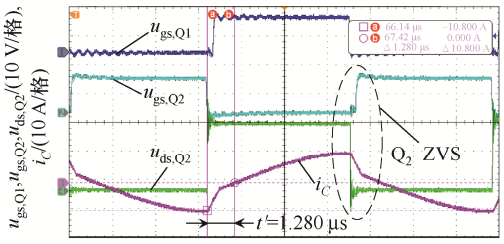
在谐振腔参数 B 条件下，变换器有最小回流功率，谐振电流同样滞后于谐振腔输入电压，输入阻抗呈感性，实现最小回流功率的谐振腔参数下的波形如图 15(d)~(f)所示。当f_n=0.7 时，t'=0.78 μs，t'的理论值为 0.66 μs，误差为 120 ns；当 f_n=1.0 时，t'=1.28 μs，t'的理论值为 1.33 μs，误差为 50 ns。与谐振腔参数 A 相比，优化谐振腔参数后 t'明显减小，在f_n=0.7 和 1.0 时t'分别减小了 620 和 400 ns。



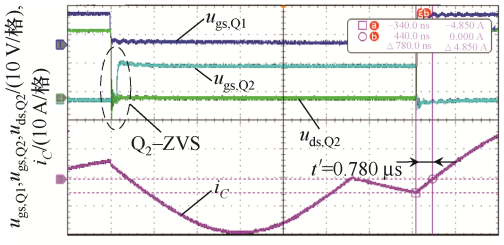
(a)A组 f_S=35 kHz



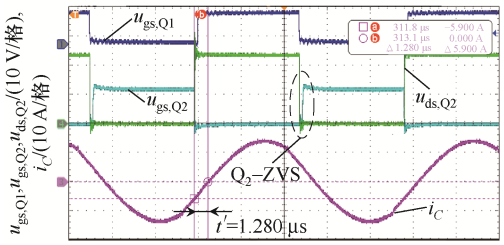
(b)A组 f_S=50 kHz



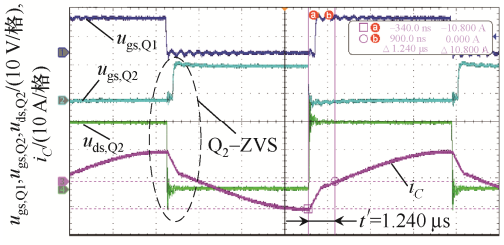
(c)A组 f_S=75 kHz



(d)B组 f_S=35 kHz



(e)B组 f_S=50 kHz



(f)B组 f_S=75 kHz

图 15　2 组谐振腔参数下的实验波形对比

Fig. 15 Comparison of experimental waveforms under two sets of resonant cavity parameters

在 f_n=1.5 时，t'=1.24 μs，与理论值 1.34 μs 相差 100 ns，与参数 A 在 f_n=1.5 时的 t' 基本相等。

以谐振腔参数 B 为例，图 16 为理论计算值、仿真结果和实验结果的对比。可以看出，3 种结果相对接近，通过等效谐振腔的方法得到的 CLL 回流功率特性曲线仿真值和实验值，与 LLC 回流功率曲线理论值基本拟合，证明了理论分析和参数设计的有效性和正确性。

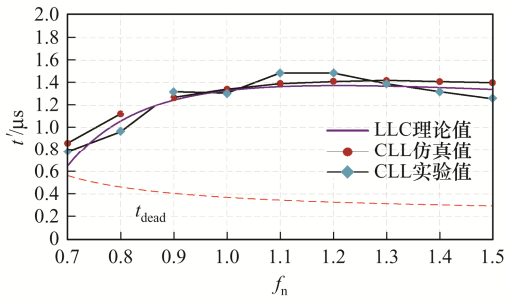


图 16 理论值、仿真值、实验值对比

Fig. 16 Comparison among theoretical, simulation and experimental values

图 17 为表 1 中 2 组谐振腔参数 A、B 在 f_n= 1.0 (输出电压 24 V)和 f_n=3.0(输出电压 12 V)条件下的转换效率曲线。可以看出，当 f_n=1.0 时，谐振腔参数 B 的转换效率明显高于谐振腔参数 A，并且随着负载的增大，转换效率的提高也越明显，在满载时，效率最大提升约 1.3%。由于输出电压为 12 V 时属于变换器的降压模式、过谐振工作状态，因此无法实现二次侧整流二极管的 ZCS，使变换器转换效率较低，可以引入同步整流技术来提高变换器在过谐振工作状态下的转换效率。

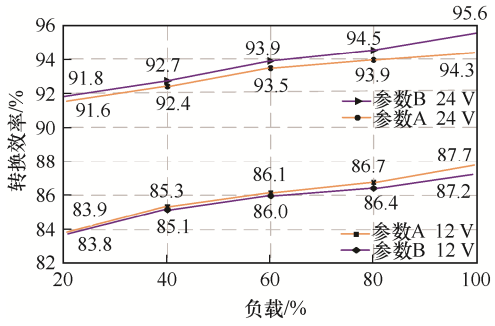


图 17 2 组谐振腔参数在不同 f_n 下的转换效率

Fig. 17 Conversion efficiency of two sets of resonant cavity parameters under different f_n

5 结论

本文分析了半桥谐振变换器产生回流功率的原理，并在 LLC 谐振变换器参数优化设计的基础上，针对 CLL 谐振变换器提出 1 种基于等效谐振腔的参数设计方法，以优化回流功率，提高转换效率。通过上述分析得出如下结论。

(1)回流功率的大小可用回流功率产生时间 t' 来描述，并通过关于 t' 的函数曲线确定最优谐振腔参数，优化回流功率，无需用回流功率的定义式直接计算，降低了计算的复杂度。

(2)通过等效谐振腔的方法得到的 CLL 变换器回流功率特性曲线，与 LLC 变换器回流功率特性曲线的理论计算值基本拟合，验证了所提方法的正确性和有效性。

(3)谐振腔的等效关系解决了不同谐振腔拓扑的谐振变换器回流功率优化问题，无需针对某一谐振腔拓扑进行单独分析，如更高阶的 LLC-L、CLLC 变换器，同样可采用类似方法来优化回流功率。

参考文献：

[1] 刘林, 熊兰, 高迎飞. 应用于储能变流器的 LLC/CLLC 谐振变换器综述[J]. 电源学报, 2021, 19(6): 50-63.
Liu Lin, Xiong Lan, Gao Yingfei. Review of LLC/CLLC resonant converters applied to power conversion system [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(6): 50-63. (in Chinese)

[2] 杨玉岗, 李恒, 孙晓钰. 交错并联磁集成双向 LLC 谐振变换器的高轻载效率控制方法[J]. 电源学报, 2022, 20(1): 20-27.
Yang Yugang, Li Heng, Sun Xiaoyu. High light-load efficiency control method for interleaved magnetic integrated bidirectional LLC resonant converter [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(1): 20-27. (in Chinese)

[3] 何新安, 周玉斐, 盛伦辉. 变频移相混合式控制 CLL 谐振变换器[J]. 太阳能学报, 2021, 42(3): 299-304.
He Xin'an, Zhou Yufei, Sheng Lunhui. Variable frequency and phase shifting hybrid control for CLL resonant

converter [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2021, 42(3): 299-304. (in Chinese)

[4] Liu Yue, Wu Hongfei, Zou Jun, et al. CLL resonant converter with secondary side resonant inductor and integrated magnetics [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10): 11316-11325.

[5] 吴建雪, 许建平, 陈章勇. CLL 谐振变换器谐振电路参数优化设计[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(1): 79-84, 152.
Wu Jianxue, Xu Jianping, Chen Zhangyong. Optimal design of resonant circuit parameters for CLL resonant converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(1): 79-84, 152. (in Chinese)

[6] Zhao Biao, Yu Qingguang, Sun Weixin. Extended-phase-shift control of isolated bidirectional DC-DC converter for power distribution in microgrid [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11): 4667-4680.

[7] 农仁飚, 杨晓峰, 周兵凯, 等. ISOP-DAB 变换器动态特性及回流功率混合优化控制技术[J]. 北京交通大学学报, 2021, 45(6): 10-21.
Nong Renbiao, Yang Xiaofeng, Zhou Bingkai, et al. Multi-objective optimization control of dynamic performance and backflow power for ISOP-DAB converter [J]. Journal of Beijing Jiaotong University, 2021, 45(6): 10-21. (in Chinese)

[8] 夏志鹏, 金平, 常岭. 高频链式矩阵变换器的最小功率回流控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(4): 89-98.
Xia Zhipeng, Jin Ping, Chang Ling. Minimum power reflux control for high frequency link matrix converter [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(4): 89-98. (in Chinese)

[9] 刘博林, 张晓冬, 李越, 等. 应用于电动汽车充电的变频-移相控制方法 LLC 谐振变换器[J]. 电源学报, 2020, 18(5): 43-52.
Liu Bolin, Zhang Xiaodong, Li Yue, et al. Variable frequency-phase shift control method for LLC resonant converter applied to electric vehicle charging [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(5): 43-52. (in Chinese)

[10] 杨博, 葛琼璇, 赵鲁, 等. 双向全桥串联谐振 DC/DC 变换器回流功率特性优化[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(23): 6990-6999, 7112.
Yang Bo, Ge Qiongxuan, Zhao Lu, et al. The backflow power optimization of dual bridge series resonant DC/DC converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(23): 6990-6999, 7112. (in Chinese)

[11] Chan Y P, Wong C S, Loo K H. Dual-mode modulation scheme with seamless transition for a tunable immittance-based DAB converter featuring high-efficiency performance over whole output power range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9184-9201.

[12] Shi Zhe, Guo Yingjun, Li Pengcheng, et al. A Boost CLLC converter controlled by PWM and PFM hybrid modulation for photovoltaic power generation [J]. IEEE Access, 2020, 8: 112015-112026.

[13] Showybul Islam Shakib S M, Mekhilef S. A frequency adaptive phase shift modulation control based LLC series resonant converter for wide input voltage applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(11): 8360-8370.

[14] Shi Zhe, Tang Yu, Guo Yingjun, et al. Optimal design method of LLC half-bridge resonant converter considering backflow power analysis [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(4): 3599-3608.

[15] Tan Xing, Ruan Xinbo. Equivalence relations of resonant tanks: A new perspective for selection and design of resonant converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(4): 2111-2123.

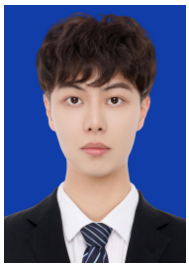
[16] 黄何伟, 曹太强, 潘光绪, 等. 考虑回流功率因素的全桥 CLL 谐振变换器参数优化设计[J]. 电工技术学报, 2023, 38(20): 5503-5514.
Huang Hewei, Cao Taiqiang, Pan Guangxu, et al. Parameter optimal design of full-bridge CLL resonant converter considering backflow power factor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(20): 5503-5514. (in Chinese)

[17] 何晓坤, 胡仁杰, 陈武. 一种适用于新能源中压直流汇集的无环流零电流软开关三电平谐振式复合全桥变换器[J]. 电工技术学报, 2023, 38(19): 5274-5287.
He Xiaokun, Hu Renjie, Chen Wu. A novel circulating current free zero current switching three-level resonant composite full bridge converter for new energy medium

voltage DC collection system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(19): 5274-5287. (in Chinese)

[18] 黄匀飞, 钟启濠, 欧阳有鹏, 等. 双有源桥变换器拓扑结构与控制策略研究综述[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 53-65.
Huang Yunfei, Zhong Qihao, Ouyang Youpeng, et al. Overview of topologies and control strategies for dual-active-bridge converters [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 53-65. (in Chinese)

[19] 王亮, 王春斌, 史宇欣, 等. 基于可变电感的双有源桥隔离 DC/DC 变换器功率控制[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 66-73.
Wang Liang, Wang Chunbin, Shi Yuxin, et al. Power control of dual-active-bridge isolated DC/DC converter based on variable inductance [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 66-73. (in Chinese)



黄何伟

作者简介：

黄何伟(1997—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：谐振变换器拓扑及转化效率优化。E-mail：634326231@qq.com。

曹太强(1969—)，男，通信作者，博士，教授。研究方向：电力电子与电力传动，新能源发电。E-mail：ctq815@163.com。

李蔚(1973—)，女，博士。高级工程师。研究方向：伺服控制系统科研与管理。E-mail：realzyx@yeah.net。

郭军宏(1995—)，男，硕士研究生。研究方向：电子电子与电力传动。E-mail：1124994774@qq.com。

(责任编辑：耿越)



公益广告来源：文明上海