

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2416612

对称式谐振腔双变压器半桥 LLC 效率优化设计^{*}赵永秀^{1,2} 雷 鸣^{1,2} 王崇杰^{1,2} 贾浩洋^{1,2}

(1. 西安科技大学电气与控制工程学院 西安 710054; 2. 西安市电气设备状态监测与供电安全重点实验室 西安 710054)

摘 要: 针对传统非对称半桥 LLC 变换器在低压直流供电应用场合中副边电流应力大、输出电流不均、效率提升难等问题,提出一种具有对称式谐振腔的双变压器 LLC 谐振变换器拓扑,深入分析对称式谐振腔的工作状态及特性,该拓扑双变压器结构可实时均分谐振电流,使变换器在开关周期内输入电流连续且大幅减小电流纹波,副边并联可均分输出电流,减小输出电流应力。为进一步减小变换器环路电流,提升变换器效率,改进变换器参数设计方法,建立变换器增益模型并分析励磁电感优化曲线,在考虑变换器极端工况条件下设计谐振腔参数初值,再建立变换器精确时域模型对参数进行优化。最后搭建了一台 600 W 变换器样机,实验结果验证了所提对称式谐振腔双变压器拓扑结构及参数设计方法的有效性及可行性,其最高效率可达 95.9%。

关键词: DC-DC 变换器;对称式谐振腔;参数优化设计;高效率

中图分类号: TM46;TN702 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4031

Parameter optimization of symmetrical resonator double transformer
half-bridge LLC converterZhao Yongxiu^{1,2} Lei Ming^{1,2} Wang Chongjie^{1,2} Jia Haoyang^{1,2}

(1. College of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710054, China;

2. Xi'an Key Laboratory of Electrical Equipment Condition Monitoring and Power Supply Security, Xi'an 710054, China)

Abstract: Aiming at the problems of traditional asymmetric half-bridge LLC converter in low-voltage DC power supply applications, such as large secondary current stress, uneven output current and difficult efficiency improvement, a dual transformer LLC resonant converter topology with symmetrical resonator is proposed, and the working status and characteristics of the symmetric resonator are deeply analyzed. The topology dual transformer structure can divide the resonant current in real time. The input current of the converter is continuous during the switching period and the current ripple is greatly reduced. The output current can be evenly divided and the output current stress can be reduced by paralleling the secondary sides. In order to further reduce the converter loop current, improve the converter efficiency and improve the traditional converter parameter design method, the converter gain model is established and the excitation inductance optimization curve is analyzed. The initial cavity parameters are designed considering the extreme working conditions of the converter, and then the precise time domain model of the converter is established to optimize the parameters. Finally, a 600 W converter prototype is built, and the experimental results verify the effectiveness and feasibility of the proposed symmetrical resonator double transformer topology and parameter design method. The maximum efficiency is 95.9%.

Keywords: DC-DC converters; symmetrical resonator; parameter optimization design; high efficiency

0 引 言

随着宽禁带器件被国内外学者深入研究与应用,高频、高效率、高密度功率的电源成为了开关电源发展的趋势。近年来 LLC 谐振变换器因结构简单,具有原边开关管零电

压开通(zero voltage switching, ZVS)、副边二极管零电流关断(zero current switching, ZCS)、高效率、高功率密度等优势,广泛应用于电力电子变压器,开关电源等领域^[1-5]。当前 LLC 变换器在 LED 驱动、车载低压直流供电等应用场合下,基于谐振元件特性,其开关频率需要在较大范围内

收稿日期:2024-08-05

^{*} 基金项目:国家自然科学基金(51777167,51604127)项目资助

变化以满足增益需求,导致变换器整体效率降低,因此,LLC 谐振变换器增益范围受限于谐振腔特性,难以在宽电压输入范围工作条件下兼顾高效率^[6]。

为提高 LLC 变换器效率及优化工作性能,国内外专家学者研究了多种改进方案。在拓扑方面,文献[7]提出一种 Boost+LLC 变换器结构,通过前级 Boost 电路结构固定变换器输入电压,但额外的开关器件会增加变换器损耗。Kim 等^[8]国外学者将脉宽调制和移相调制结合,固定变换器工作在谐振频率点,但该方法导致变换器在轻载条件下难以实现 ZVS,轻载效率较低。张杰等^[9]对不对称半桥 LLC 变换器调频范围进行限制,但不对称结构输入电流纹波较大,且为限制工作频率采用三种模式交替控制复杂。在参数设计方面,LLC 谐振变换器主要是针对谐振电容、谐振电感、励磁电感这 3 个谐振腔元件进行优化设计,提升其工作性能和效率^[10-11]。目前主要的参数设计方法有两种,分别为基波分析法(fundamental harmonic approximation, FHA)和时域分析法(time domain approximation, TDA)。基波分析法在对方波电压进行傅里叶变换后只考虑变换器的基波分量建立基波近似电路模型,可较快速得到变换器电压增益表达式,但缺点是仅在谐振点处精度较高,在远离谐振点处因高次谐波影响精度较差,导致得到的谐振腔参数准确度较低^[12]。时域分析法对变换器的各工作模式建立精确的状态方程,再根据各模式边界条件约束对状态方程进行迭代计算。优点是参数计算精度高,缺点是计算过程十分复杂,不利于工程应用^[13]。

因此,为解决 LLC 谐振变换器在车载 DC-DC 供电等低压应用场合中副边电流应力大、输出电流不均、效率提升难等问题,本文在上述文献的基础上,提出一种具有对称式谐振腔的双变压器半桥 LLC 变换器拓扑,采用对称式谐振腔双变压器结构可改进不对称 LLC 输入电流纹波较大等问题,并使输入电流连续。为进一步提升变换器效率,若直接采用 TDA 进行参数设计过程较为复杂,提出一种改进励磁电感值的参数优化设计方法,设计参数精度优于 FHA 且计算简单。

1 对称式谐振腔双变压器 LLC 谐振变换器

1.1 拓扑结构

对称式谐振腔双变压器 LLC 变换器电路拓扑如图 1 所示,拓扑主要由 3 部分结构组成,分别是开关网络、谐振网络和整流滤波网络。 L_r 为谐振电感, C_{r1} 、 C_{r2} 为容量均分的谐振电容,可实时等分谐振电流,使变换器在开关周期内输入电流连续,且减小纹波。 L_{m1} 、 L_{m2} 为励磁电感, D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 为副边整流二极管,副边并联可均分输出电流,缓解单变压器电流应力,降低损耗, C_o 为输出滤波电容, R_L 为负载电阻。

1.2 工作原理

对称式谐振腔双变压器 LLC 谐振变换器谐振腔存在

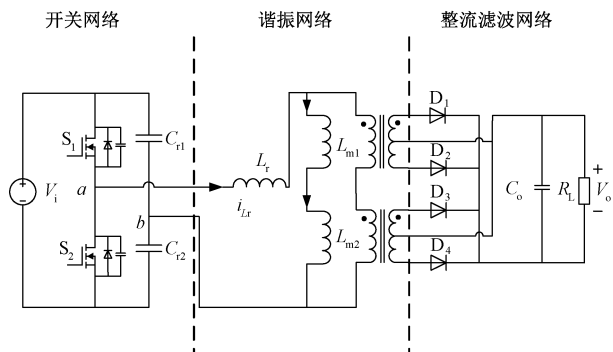


图 1 所提变换器电路拓扑

Fig. 1 The proposed converter circuit topology

两个谐振频率,涉及 L_r 、 C_{r1} 、 C_{r2} 的三元谐振频率和涉及 L_r 、 C_{r1} 、 C_{r2} 、 L_{m1} 、 L_{m2} 的五元谐振频率。为保证谐振腔均流能力, $L_{m1} = L_{m2}$, $C_{r1} = C_{r2}$ 。与半桥 LLC 类似,在能实现 ZVS 的条件下共有 8 种运行模式,变换器典型工作区间为 P、PN、PO、PON 4 种工作模式,PO 模式是比较高效且工程应用较多的工作模式^[14-15]。因此,本文仅分析 PO 模式工作原理,其主要工作波形如图 2 所示。

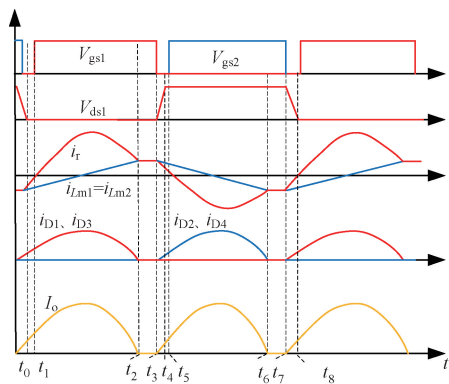


图 2 变换器 PO 模式关键波形

Fig. 2 Converter PO mode key operating waveform

PO 模式下主要工作状态如图 3 所示, $(t_0 - t_1)$ 阶段, 开关管 S_1 、 S_2 都关断, t_0 时刻 S_1 漏源极电压降至 0, 为 S_1 零电压导通提供条件, 谐振腔电流通过 S_1 寄生二极管续流, 被两个等值谐振电容 C_{r1} 、 C_{r2} 均分电流, 电流相位差为 180° 。

$(t_1 - t_2)$ 阶段, t_1 时刻开关管 S_1 零电压导通, 谐振电流过零反向, 该阶段内谐振电流与流过谐振电容 C_{r2} 的电流同相位, 与流过 C_{r1} 的电流相位相反。

$(t_2 - t_3)$ 阶段, t_2 时刻谐振电流与励磁电流相等, 此时两励磁电感、两谐振电容、谐振电感发生五元谐振, 变压器不再被钳位, 副边整流二极管完成 ZCS。

$(t_3 - t_4)$ 阶段, 两开关管均关闭进入死区时间, 在这段时间内, 谐振电流为开关管 S_1 寄生电容充电, 为 S_2 寄生电容放电至 t_4 时刻 S_2 管零电压导通。

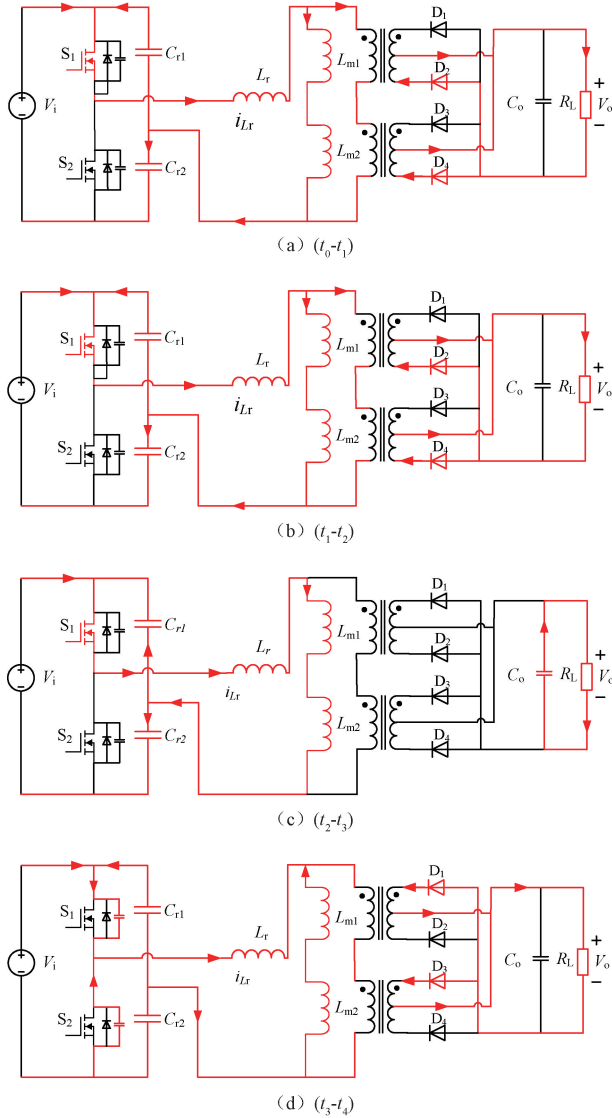


图 3 变换器工作状态图(半周期)

Fig. 3 Converter working state diagram (half cycle)

2 变换器特性分析

2.1 变换器输入电流分析及仿真验证

非对称半桥 LLC 谐振变换器原边到副边的能量传递在一个周期内上管开启时段完成,若变换器功率较大导致半周期内输入电流峰值过大,电流断续。所提变换器谐振电流 i_{Lr} 被谐振电容 C_{r1} 与 C_{r2} 等分,分立谐振电容的对称式谐振腔结构可改变非对称半桥工作特性,使输入电流连续且纹波减小。将所提拓扑与非对称半桥 LLC 变换器拓扑进行仿真验证,输入电流波形如图 4 所示。相较于传统半桥 LLC,所提变换器可将输电流降低一半,且在上管关闭时,输入电流仍连续。

由图 4 可知,相较于半桥 LLC 变换器,所提变换器可将输电流降低一半,且在上管关闭时,输入电流仍连续。

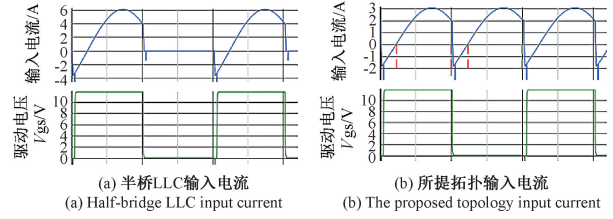


图 4 变换器输入电流波形

Fig. 4 Converter input current waveform

2.2 变换器增益特性分析

本文所提拓扑结构原边将谐振电容对称等分,副边将双变压原边串联副边并联,共同分担输出电流应力。采用该种拓扑结构,能有效降低变换器整机高度,提升功率密度。变压器副边采用并连接法,输出电压相同,且接入同一负载,该负载为最大功率下的等效电阻。由于两个谐振电容在工作时是并联等效的,故在分析时可将分立式谐振电容合并。两个励磁电感采用串联方式,对应输出电压相同,可将电感进行合并简化分析,后期实物设计时再进行拆分。因此变换器增益表达式仍为:

$$M = \frac{1}{2n \sqrt{\left(1 + k - \frac{k}{f_n^2}\right)^2 + Q^2 \cdot \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (1)$$

变换器归一化增益曲线如图 5 所示。

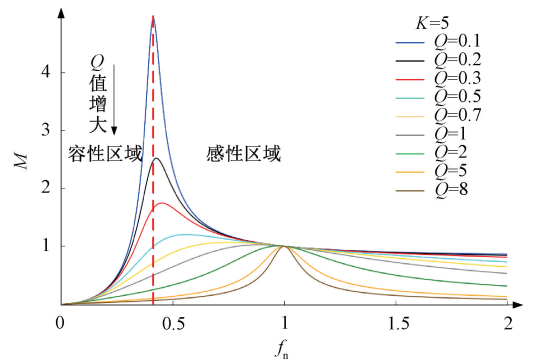


图 5 变换器归一化直流增益曲线

Fig. 5 Converter normalized DC gain curve

图 5 中曲线可根据谐振频率划分为容性区域和感性区域,变换器只有工作于感性区域才能实现开关器件 ZVS,提高变换器工作效率。

3 变换器参数优化设计

3.1 变换器基波近似模型

在变换器谐振腔参数设计中,由于开关频率范围的限制,要求变换器在重载条件下满足最高增益要求,轻载条件下满足最低增益要求,以保证全输入范围变化下输出电压稳定,根据式(1)可得变换器设计时参数约束条件为:

$$\begin{cases} \frac{1}{2n\sqrt{\left(1+k-\frac{k}{f_{n_min}^2}\right)^2+Q^2}\cdot\left(f_{n_min}-\frac{1}{f_{n_min}}\right)^2}\leq M_{max} \\ \frac{1}{2n\sqrt{\left(1+k-\frac{k}{f_{n_max}^2}\right)^2+Q^2}\cdot\left(f_{n_max}-\frac{1}{f_{n_max}}\right)^2}\geq M_{min} \end{cases} \quad (2)$$

为保证变换器在工作过程中加权效率最大,需优化变换器参数使其在额定输入电压下无功环流最小,效率最高,即设定额定输入时变换器工作于谐振频率点 f_r 处。为保证变换器在额定工况下具有更高的变换效率,需优化变换器励磁电感参数,使其在满足增益需求下达到最大。绘制由变换器归一化增益表达式所确定的最大增益下的 Q 和 k 的取值范围以及相同励磁电感值下 Q 和 k 的取值范围,得到变换器励磁电感优化曲线如图 6 所示。

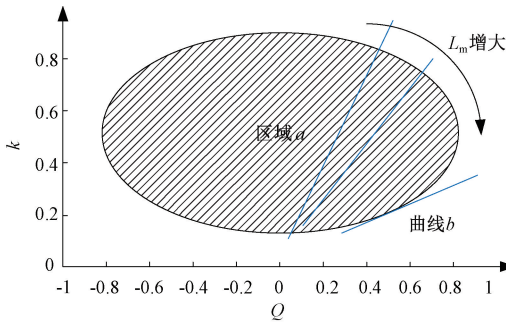


图 6 励磁电感优化曲线

Fig. 6 Excitation inductance optimization curve

分析图 6 可知,随励磁电感值增大,曲线 b 向右下方移动,当曲线 b 与最大增益下 Q 和 k 取值区域 a 的边界相切时,可获得满足设计条件的最大励磁电感值,对 FHA 励磁电感表达式求导并考虑最大增益边界条件可得表达式为:

$$\begin{cases} \left(1+k-\frac{k}{f_{n_min}^2}\right)^2+Q^2\cdot\left(f_{n_min}-\frac{1}{f_{n_min}}\right)^2=\alpha M_{max}^2 \\ \frac{dL_m}{dQ}=\frac{4n^2QR_L}{\pi^3 f_r k}-\frac{4n^2QR_L}{\pi^3 f_r k^2}\frac{dQ}{dk} \end{cases} \quad (3)$$

k 是 L_r 与 L_m 的比值,由隐函数求导法结合式(3)可得与励磁电感曲线相切时 Q 和 k 的表达式为:

$$k=\frac{f_{n_min}^2}{f_{n_min}^2-1}\cdot\frac{1-M_{max}^2}{M_{max}^2} \quad (4)$$

$$Q=\frac{\sqrt{M_{max}^2-1}}{M_{max}^2}\cdot\frac{f_{n_min}^2}{1-f_{n_min}^2} \quad (5)$$

由此可得到 LLC 谐振变换器谐振腔元件参数设计值。

3.2 基于简化时域方程的参数修正

FHA 法对于参数设计仅能保证在谐振频率点工作时参数的精确性,当 LLC 谐振变换器输出增益增加时,变换

器开关频率会减小,且随着工作频率远离谐振点,谐振电流中会含有高频分量,此时 FHA 法存在较大误差^[16]。远离谐振点工作时变换器实际增益会高于基波分析所得的增益值,因此需对上述参数进行修正。

由上文可知 PO 模式是变换器较高效的工作模式,在工程设计中普遍让变换器全电压范围工作于该模式,在 PO 模式下,LLC 谐振变换器工作波形图如图 7 所示。

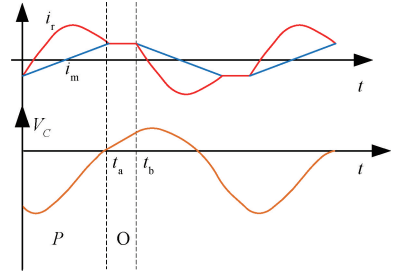


图 7 变换器 PO 模式工作波形图

Fig. 7 Converter PO mode working waveform diagram

当 L_m 被钳位时为 P 模式,未被钳位时为 O 模式,在图 7 中分别对应时段 $[0, t_a]$ 、 $[t_a, t_b]$ 其时域方程可表示为:

$$\begin{cases} u_{Cr}(t)=I_{r0}Z_r\sin(\omega_r t)+(V_{Cr0}-V_{ab}+V'_o)\cos(\omega_r t)+V_{ab}-V'_o \\ i_r(t)Z_r=I_{r0}Z_r\cos(\omega_r t)-(V_{Cr0}-V_{ab}+V'_o)\sin(\omega_r t) \\ i_m(t)=I_{m0}+V'_o t/L_m \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} u_{Cr}(t)=I_{r1}Z_r\sqrt{L_n+1}\sin(\omega_m t)+(V_{Cr0}-V_{ab})\cos(\omega_m t)+V_{ab} \\ i_r(t)Z_r=I_{r0}Z_r\cos(\omega_m t)-(V_{Cr0}-V_{ab})\sin(\omega_m t)/\sqrt{L_n+1} \\ i_m(t)=i_r(t) \end{cases} \quad (7)$$

式中: V_{Cr0} 、 I_{r0} 、 I_{m0} 分别代表 P 模式开始时刻的谐振电容电压、谐振电感电流、励磁电感电流, V_{Cr1} 、 I_{r1} 、 I_{m1} 分别代表 P 模式切换 O 模式时刻的谐振电容电压、谐振电感电流、励磁电感电流, t_a 为 P 模式持续时间, t_b 为 O 模式持续时间, V_{ab} 为谐振腔输入侧端点电压、 V'_o 为变换器副边等效到原边电压, $V'_o=nV_o$, Z_r 为谐振阻抗, $L_n=L_m/L_r$, ω_r 为 L_r 和 C_r 的谐振角频率。

但上述精确时域状态方程不便于进行运算,因此为简化参数设计流程,可运用三角函数近似法对上述时域方程进行简化处理^[17]。同时输出电容 C_o 两端电荷守恒,得到简化后线性化时域方程为:

$$\begin{cases} V_{Cr0}=-V_{cl}+2(V_{ab}-V'_o)+\pi\frac{(I_{r0}-I_{r1})}{2}Z_r(1-T_{pn}) \\ I_{r0}=-I_{r1}-\frac{\pi}{2Z_r}(V_{Cr0}-V_{Cr1})(1-T_{pn}) \\ I_{m1}=I_{m0}+\frac{\pi V'_o}{L_n Z_r}T_{pn} \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} V_{Cr2} = V_{Cr1} + \frac{\pi Z_r}{2}(I_{r1} + I_{r2})(T_n - T_{pn}) \\ I_{r2} = I_{r1} - \frac{\pi}{2(L_n + 1)Z_r}(V_{Cr1} + V_{Cr2} - 2V_{ab})(T_n - T_{pn}) \\ I_m = I_r \end{cases} \quad (9)$$

$$\frac{2(V_{Cr1} - V_{Cr0})}{Z_r} - \pi T_{pn}(I_{r0} + I_{r1}) = 2\pi T_n I_2 \quad (10)$$

式中: T_{pn} 为 PO 模式持续时间 t_1 以 $T_r/2$ 进行归一化的值 $T_{pn} = 2t_1/T_r$, T_n 为开关周期归一化的值 $T_n = T_s/T_r$ 。

当 LLC 谐振变换器的 f_r 和 N 确定时,变换器谐振特性主要由 T_n 、 L_n 、 Z_r 及负载状况决定。在变换器设计中,确定负载时, T_n 与变换器增益范围有关,谐振参数由 L_n 、 Z_r 共同决定。设计变换器工作在 PO 模式,取 $T_{pn} = 1$,结合式(8)、(9)可得:

$$L_n = \frac{\pi^2(T_n - 1)}{4(1 - V_{ab}/nV_o)} \quad (11)$$

为保证变换器在最恶劣工况下仍能工作于 PO 模式,式(11)可进一步确定为:

$$L_n = \frac{\pi^2(f_r/f_{s,\min} - 1)}{4(1 - V_{ab,\min}/nV_o)} \quad (12)$$

1) ZVS 约束

为保证原边开关管实现 ZVS,在死区时间内需要保证将开关管输出电容上能量完全释放,死区时间较短,且励磁电感较大,因此谐振电流在死区时间内基本不变,假设相同型号开关管寄生电容大小相等,则半桥 LLC 谐振变换器死区时间等效电路图如图 8 所示。

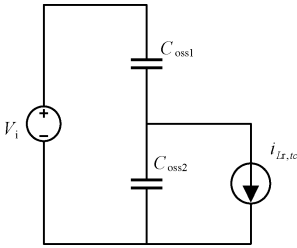


图 8 死区时间等效电路

Fig. 8 Dead-time equivalent circuit

死区阶段满足如下时域方程:

$$C_{oss1} \left(\frac{d}{dt} u_{C_{oss1}}(t) \right) - C_{oss2} \left(\frac{d}{dt} u_{C_{oss2}}(t) \right) = i_{Lr,dc} \quad (13)$$

式中: C_{oss} 为开关管输出电容, $C_{oss1} = C_{oss2} = C_{oss}$, 状态变量所满足的初值条件为 $u_{C_{oss1}}(0^-) = 0$, $u_{C_{oss2}}(0^-) = V_i$ 。

式(11)结合时域下 KVL 方程有

$$u_{C_{oss1}}(t) = \frac{i_{Lr,dc} t}{2C_{oss}} \quad (14)$$

由图 8 中 LLC 谐振变换器 PO 模式工作图可知,死区时间内, $u_{C_{oss1}} = V_i$, 实现 ZVS 需要保证将开关管输出电容上能量在死区时间内完全释放,因此变换器要实现 ZVS 需

满足如下不等式约束。

$$\frac{2C_{oss} V_i}{i_{r2}} \leq t_{dead} \quad (15)$$

式中: i_{r2} 为 O 模式结束时刻谐振电感电流, t_{dead} 为死区时间。

设计变换器工作在 PO 模式,取 $T_{pn} = 1$,忽略 O 模式谐振电流变化,结合式(8)中 I_{r0} 表达式可得:

$$I_{r2} = \frac{n\pi V_o}{2L_n Z_r} \quad (16)$$

当输入电压 V_i 最大、 I_{r2} 最小时,结合式(15)、(16)可得变换器实现 ZVS 的约束条件为:

$$Z_r \leq \frac{n\pi V_o t_{dead}}{4V_{imax} C_{oss} L_n} \quad (17)$$

2) 谐振电容约束

对 LLC 谐振变换器器件选型和设计时,谐振电容除了电容值外,还需考虑其两端电压应力要求。由图 2 工作波形可知,谐振电容电压在 P 模式谐振电流 i_r 过零时达到峰值,半桥模式下 LLC 变换器在一个周期当中,谐振电容电压最小值 $u_{Cr,\min}$ 和最大值 $u_{Cr,\max}$ 满足如下关系式:

$$u_{Cr,\min} + u_{Cr,\max} = V_i \quad (18)$$

PO 模式下,谐振电容电压最小值近似等于 P 模式谐振电容初始值,根据能量守恒可得 $u_{Cr,\min}$ 表达式为:

$$u_{Cr,\min} = \frac{C_r R_L f_s V_i^2 - V_o^2}{2C_r R_L f_s V_i} \quad (19)$$

则 $u_{Cr,\max}$ 与谐振电容 C_r 满足如下关系:

$$u_{Cr,\max} = \frac{V_i}{2} + \frac{V_o^2}{8R_L f_s V_i C_r} \quad (20)$$

在最坏工况下,要保证 $u_{Cr,\max} \leq V_{i,\max}$,代入式(40)得:

$$V_{i,\max} \geq \frac{NV_o}{2} + \frac{P_{o,\max}}{2NV_o f_s C_{r,\min}} \quad (21)$$

3.3 设计流程

FHA 法仅能保证在谐振频率点的精确性,当变换器工作频率在 $f_m < f_s < f_r$ 时,FHA 所得增益较真实增益小,因此所优化的最大励磁电感可以基于时域分析进一步增加以提高变换器效率,采用简化时域方程,借助计算机进行数值计算可快速得到优化参数。具体流程如下:依据式(5)、(6)得出满足增益条件下的参数 k 值与 Q 值,结合谐振频率计算 L_m ,根据式(12)得到精确时域模型下参数 L_n ,依据式(17)确定 Z_r 最大值,在保证变换器全范围 ZVS 的条件下,进一步增大励磁电感并依据以上约束计算出 L_r 、 C_r 、 L_m 的值。

4 实验验证

为验证拓扑及参数优化理论,设计了一台 600 W 功率输出 24 V 直流变换器样机,谐振频率为 100 kHz,通过第 3 节中参数优化过程,可得到谐振腔参数如表 1 所示。实验样机及平台分别如图 9、10 所示。

图 11(a)是在输入电压 380 V 下轻载和满载工作波形

表 1 变换器设计参数

Table 1 Converter design parameter

电气参数	符号	设计指标
输入电压范围	$V_{i,min}-V_{i,max}$	380~400 V
输出电压	V_o	24
输出功率	P_o	600 W
变压器变比	n	8.125
励磁电感	$L_{m1}=L_{m2}$	161.39 μH
谐振电感	L_r	69.72 μH
谐振电容	$C_{r1}=C_{r2}$	18.16 nF

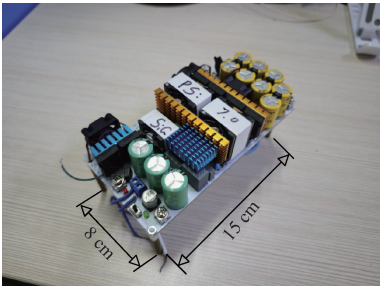


图 9 变换器实验样机

Fig. 9 Converter prototype

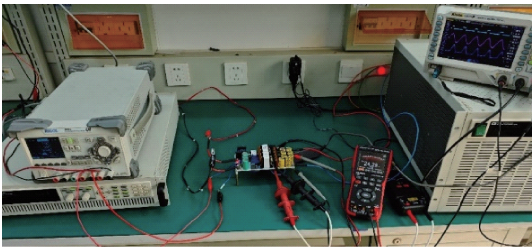
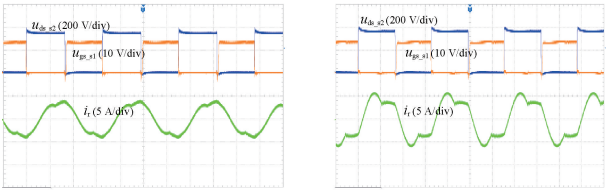


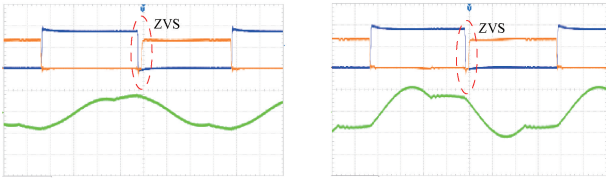
图 10 实验平台

Fig. 10 Experimental platform



(a) 输入380 V工作波形(轻载, 满载)

(a) Input 380 V working waveform (light load, full load)



(b) 开关管ZVS(轻载, 满载)

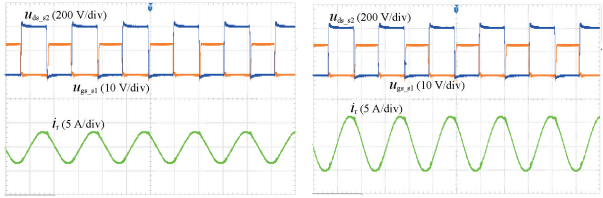
(b) Switch ZVS (light load, full load)

图 11 输入 380 V 稳态工作波形

Fig. 11 Input 380 V steady state operating waveform

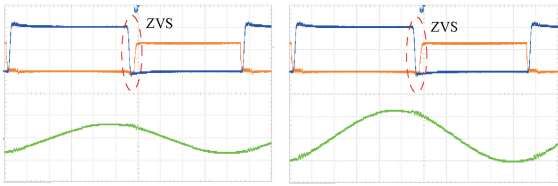
图,图 11(b)变换器在同样条件下波形软开关波形图,其中 u_{ds_s2} 是 S_2 管源极漏极两端的电压, u_{gs_s1} 是 S_1 管栅极源极两端的电压。 i_r 为谐振电流。

图 12(a)是输入电压 400 V 时轻载和满载下开关管电压、驱动电压和谐振电流工作波形图,图 12(b)是在该条件下下软开关实现波形图。



(a) 输入400 V工作波形(轻载, 满载)

(a) Input 400 V working waveform (light load, full load)



(b) 开关管ZVS(轻载, 满载)

(b) Switch ZVS (light load, full load)

图 12 输入 400 V 稳态工作波形

Fig. 12 Input 400 V steady state operating waveform

由图 11 和 12 波形可知,变换器在轻载最低增益条件下及重载最高增益条件下均实现 ZVS,可知变换器在全工况下都能实现原边软开关。

为使实验形成对照,进一步验证拓扑和参数设计方法的优越性,在相同的设计指标下分别使用 FHA 方法设计非对称半桥 LLC 变换器和本文方法设计对称半桥双变压器 LLC 变换器,并从输入电流纹波、输出电流、效率等角度进行对比。

两种方法设计的谐振参数对比如表 2 所示。

表 2 两种方法设计的谐振参数对比

Table 2 Comparison of design parameters of the two methods

设计方法	基波分析法	本文方法
谐振电感	67.36 μH	69.72 μH
谐振电容	37.6 nF	$L_{m1}=L_{m2}=161.39 \mu\text{H}$
励磁电感	310.41 μH	$C_{r1}=C_{r2}=18.16 \text{ nF}$

在相同功率条件下,分别测得两变换器输入电流情况如图 13 所示。

从图 13(a)中可以看出,当半桥下管 S_2 开启时,非对称半桥 LLC 变换器在一段时间内无电流变化,且上管 S_1 开启时输入电流纹波较大。从图 13(b)中可以看出,所提拓扑下管 S_2 开启时,变换器依然有能量进行交换。且在下管 S_2 开启过程中,输入电流过零点后变为正向,抵消部分谐

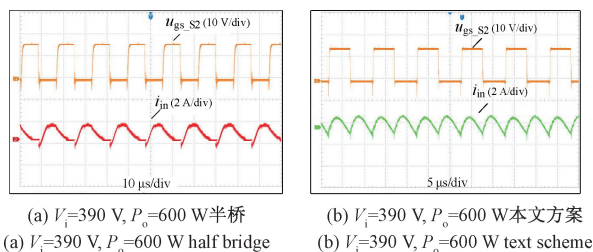


图 13 变换器输入电流波形

Fig. 13 Converter input current waveform

振电流。相较半桥 LLC 变换器,采用对称式结构的 LLC 谐振变换器能够使得输入电流纹波减小且连续。

此外,所采用的双变压器结构相较半桥 LLC 变换器,副边能够均分输出电流。在相同功率条件下,分别测得两变换器副边电流情况如图 14 所示。

由图 14 可知,相对于半桥 LLC 变换器,所采用拓扑结构使用双变压器结构后,副边整流电流的峰值及有效值均明显减小。分别测试本文方法和 FHA 方法设计变换器的效率,得到效率对比图如图 15 所示。

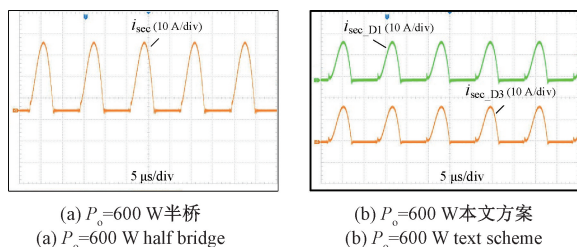


图 14 变换器副边输出电流波形图

Fig. 14 Converter output current waveform

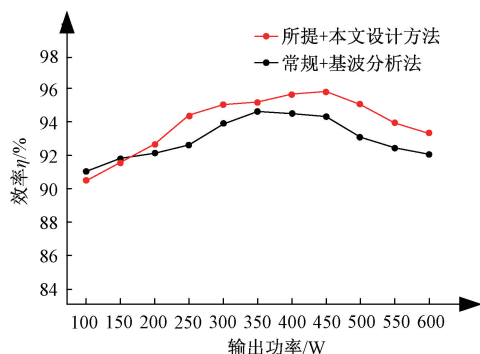


图 15 变换器效率对比图

Fig. 15 Converter efficiency comparison diagram

由图 15 可以看出,本文设计变换器最高效率达到 95.9%,高于半桥 LLC 变换器,除极低负载情况下,正常工况条件下效率均高于半桥 LLC 变换器,且变换器工作效率一直保持在 90% 以上。

5 结 论

本文提出一种对称式谐振腔双变压器半桥 LLC 变换

器,变换器原边采用对称式谐振腔双变压器结构可使输入电流纹波减小为半桥 LLC 的一半,且在周期内连续,副边并联能够缓解变换器输出应力。为进一步提升所提出拓扑的效率,在参数设计方面,研究变换器最大输出增益与谐振腔元件参数之间的数学关系,建立 LLC 变换器的时域模型并进行三角函数简化计算,提升变换器参数设计精度的同时简化计算过程。最后搭建了一台 600 W 实验样机,与半桥 LLC 变换器相比,在变换器绝大部分工作范围内均实现了效率的提升。

参考文献

- [1] TAL A D, DAP N D, LEE D. High-efficiency hybrid LLC resonant converter for on-board chargers of plug-in electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8324.
- [2] 张家瑜, 张政权, 刘庆想, 等. 基于交流链接技术的 LLC 谐振变换器及控制算法 [J]. 电子测量技术, 2023, 46(3): 12-18.
ZHANG J Y, ZHANG ZH Q, LIU Q X, et al. LLC resonant converter and control algorithm based on AC link technology [J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(3): 12-18.
- [3] HU B, KE Z P, ZHANG CH, et al. Hybrid LLC resonant converter with partial-power auxiliary unit for improved performance [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2024, 32(8): 1255-1267.
- [4] 张浩杰, 杨文荣, 栾君玲, 等. 分段寻优混沌扩频降低车载 LLC 谐振变换器电磁干扰 [J]. 电子测量技术, 2023, 46(18): 45-53.
ZHANG H J, YANG W R, LUAN J L, et al. Segment optimization chaotic spread spectrum reduces electromagnetic interference of vehicle LLC resonant converter [J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(18): 45-53.
- [5] 董雨坤, 刘俊峰, 周浩, 等. 一种应用于车载辅助电源的 DC-DC 变换器 [J]. 电源学报, 2024, 22(4): 20-28.
DONG Y K, LIU J F, ZHOU H, et al. The utility model relates to a DC-DC converter applied to a vehicle auxiliary power supply [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 20-28.
- [6] 张永明, 林嘉伟, 陈俊尧, 等. 计及 DCM 的电动汽车充电机 LLC 谐振变换器参数设计与优化 [J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(2): 150-156.
ZHANG Y M, LIN J W, CHEN J Y. Parameter design and optimization of electric vehicle charger LLC resonant converter with DCM [J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(2): 150-156.
- [7] 金哈. 电动汽车车载辅助 DC-DC 变换器的设计 [D]. 浙江: 浙江大学, 2019.

- JIN H. Design of on-board auxiliary DC-DC converter for electric vehicles [D]. Zhejiang: Zhejiang University, 2019.
- [8] KIM J H, KIM CH E, KIM J K, et al. Analysis on load-adaptive phase-shift control for high efficiency full-bridge LLC resonant converter under light-load conditions [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7):4942-4955.
- [9] 张杰, 杨淋, 肖辞, 等. 限制调频范围的不对称多模式宽输出 LLC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(3):149-156.
- ZHANG J, YANG L, XIAO C, et al. Asymmetric multimode wide output LLC converter with limited frequency modulation range [J]. Journal of Electric Machines and Control, 2024, 28(3):149-156.
- [10] 李树娟, 张振国, 叶玉曜, 等. 双向对称型 LLC 谐振变换器参数优化分析[J]. 电子测量技术, 2017, 40(6):58-61, 75.
- LI SH J, ZHANG ZH G, YE Y Y, et al. Parameter optimization analysis of bidirectional symmetric LLC resonant converter [J]. Electronic Measurement Technology, 2017, 40(6):58-61, 75.
- [11] ZHOU Y F, HE X AN, SHENG L H. Full-bridge resonant converter with hybrid control for wide input voltage range applications [J]. Journal of Power Electronics, 2021, 21(1): 269-281.
- [12] LIU J Q, ZHANG J P, ZHENG W Y, et al. A modified gain model and the corresponding design method for an LLC resonant converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 6716-6727.
- [13] 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 T, XIAO X S, ZHANG ZH Y, et al. Design method of LLC resonant converter based on wide range gain and efficiency [J]. Journal of Electric Machines and Control, 2023, 27(10):108-119.
- [14] 胡海兵, 王万宝, 孙文进, 等. LLC 谐振变换器效率优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(18):48-56, 16.
- HU H B, WANG W B, SUN W J, et al. LLC resonant converter efficiency optimization design [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(18):48-56, 16.
- [15] 刘硕, 苏建徽, 赖纪东, 等. LLC 谐振变换器 PO 模式增益公式与模式边界条件分析[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(6):164-170.
- LIU SH, SU J H, LAI J D, et al. LLC resonant converter PO mode gain formula and mode boundary condition analysis [J]. Power System Automation, 2020, 44(6):164-170.
- [16] XIANG F, HU H B, SHEN Z J, et al. Operation mode analysis and peak gain approximation of the LLC resonant converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(4): 1985-1995.
- [17] NIU J K, TONG Y B, DING Q, et al. Time domain simplified equations and its iterative calculation model for LLC resonant converter [J]. IEEE Access, 2020(8):151195-15120.

作者简介

赵永秀, 博士, 副教授, 主要研究方向为开关电源、无线电能传输、爆炸性环境本质安全电路放电等。

E-mail: yongxiuzhao@163.com

雷鸣(通信作者), 硕士研究生, 主要研究方向为高功率密度、高效率 DC-DC 变换器。

E-mail: 1015928403@qq.com

王崇杰, 硕士研究生, 主要研究方向为多电平 LLC 谐振变换器。

E-mail: 4729479631@qq.com

贾浩洋, 硕士研究生, 主要研究方向为双向 DC-DC 变换器控制策略。

E-mail: 2296672310@qq.com