

非对称半桥交错并联输出式 LLC 谐振 DC-DC 变换器设计

张玮麟, 张耀昌, 刘东立

(黑龙江科技大学 电气与控制工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150027)

摘要: LLC 谐振变换器由于谐振特性, 能够较容易实现软开关和增大变换器功率密度, 在中大功率场合得到广泛应用。为了增大功率密度提高输出容量, 设计了一种非对称半桥交错并联输出式 LLC 谐振 DC-DC 变换器, 对变换器的工作过程进行了分析。分析了不同 k 值对变换器的影响, 对谐振网络进行了等效分析。不同谐振频率下变换器分布在不同的工作区域, 不同的工作区域中开关 MOS 管实现软开关过程的难易程度不等。通过仿真和样机测试验证了设计的变换器开关管能够实现零电压开关 (ZVS), 能够有效减小变换器的开关损耗。

关键词: LLC 谐振变换器; 非对称半桥; 交错并联; 零电压开关

中图分类号: TM 46 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)03-0081-06

doi: 10.12177/emca.2020.199

Design of Asymmetric Half Bridge Interleaved Parallel Output LLC Resonant DC-DC Converter

ZHANG Weilin, ZHANG Yaochang, LIU Dongli

(School of Electrical and Control Engineering, Heilongjiang University of Science and Technology, Harbin 150027, China)

Abstract: LLC resonant converter is widely used in medium- and high-power applications. Because of its resonant characteristics, soft switching and the increase of power density can be realized easily. To increase power density and improve output capacity, an asymmetric half bridge interleaved parallel output LLC resonant DC-DC converter is designed. The working process of the converter is analyzed. The influence of different k values on converter is analyzed, and equivalent analysis of resonant network is carried out. Under different resonant frequencies, converters are distributed in different working areas, and the accomplishment level of soft switching process of switching MOS transistor is different. Simulation and prototype test show that the converter can realize zero voltage switch (ZVS). The switching loss of converter is effectively reduced.

Key words: LLC resonant converter; asymmetric half bridge; interleaved parallel; zero voltage switch (ZVS)

0 引言

在开关电源追求高功率密度化和高频化的背景下, LLC 谐振技术迅速发展, 能够良好实现软开

关技术的 LLC 谐振变换器是开关电源领域研究的热点问题。同时, 为了减小输出端电压纹波, 增大变换器功率密度, 交错并联技术通常在大功率场合也得以应用。

收稿日期: 2020-11-15; 收到修改稿日期: 2020-12-28

作者简介: 张玮麟(1999—), 男, 研究方向为电力电子技术。

张耀昌(2000—), 男, 研究方向为电力电子与电力传动。

刘东立(2000—), 男, 研究方向为电力电子技术。

文献[1]提出了一种 CLLC 谐振式双向桥式 DC-DC 变换器,对其工作特性进行了分析,给出了软开关实现的仿真结果,但是缺少理论分析,结果可靠性较低。文献[2]提出了 L-LLC 谐振型双向 DC-DC 变换器的最优控制策略,但是控制策略过于复杂难以实现。文献[3]提出了一种三电平 LLC 谐振变换器及其控制方法,电路结构具有创新性,但电路结构复杂,可靠性低且实用性不强。文献[4-6]对 LLC 变换器的高频特性进行了分析,但是分析的模型太过理想化,不适合实际应用。文献[7-9]对不同结构的 LLC 变换器效率特性进行了分析,给出了提高效率的途径,具有一定的借鉴意义。

为了提高变换器的功率密度和输出容量,基于交错并联技术,设计了一种交错并联输出式 LLC 谐振 DC-DC 变换器,通过变压器的二次侧分级,使得两路输出端交错并联,实现提高功率密度的目的。分析了不同工作频率下的变换器工作原理,研究了变换器的功率特性,对 LLC 变换器系统的等效进行分析电路。对设计的交错并联输出式 LLC 谐振 DC-DC 变换器进行了电路仿真和样机测试,验证了设计的变换器在工作过程中开关管能够实现零电压开关(ZVS),效率得到有效提高,在增大输出容量的同时提升了变换器功率密度。

1 电路原理分析

设计的非对称半桥交错并联输出式 LLC 谐振 DC-DC 变换器如图 1 所示。其中, U_1 为输入侧直流母线电压, U_2 为输出负载侧直流母线电压,变压器一、二次侧匝数变比为 n 。S1~S10 为电路结构中的开关 MOS 管,VD1~VD10 为各个开关 MOS 管的反并联二极管, $C_1 \sim C_{10}$ 为各个开关 MOS 管的结电容, C_r 和 L_r 为谐振腔的谐振电容和谐振电感, L_m 为一次侧励磁电感。一次侧选择两路变压器串联的结构,可以等效为一路变压器,二次侧为两路交错并联的桥式整流结构,利用 MOS 管进行整流,有利于实现同步整流,减小损耗,进一步提升变换器效率。

设计的非对称半桥交错并联输出式 LLC 谐振 DC-DC 变换器开关管频率为 f_s ,整个电路工作过程中存在 2 个谐振频率点,有主谐振频率:

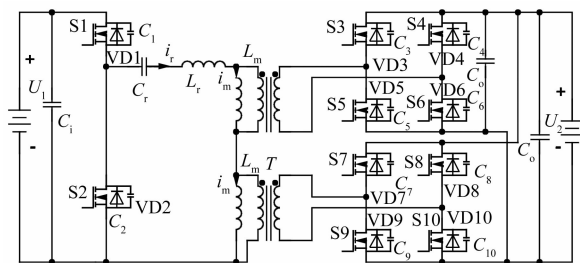


图 1 非对称半桥交错并联输出 LLC 谐振 DC-DC 变换器

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (1)$$

有次谐振频率:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m) C_r}} \quad (2)$$

变换器能工作于 $f_2 < f_s < f_1$ 的次谐振区和 $f_s > f_1$ 的超谐振区,为了方便非对称半桥式 LLC 谐振变换器提升效率,可将开关频率设计在 $f_s = f_1$ 附近。

变换器工作波形如图 2 所示。其中, U_{gs1} 和 U_{gs2} 为 S1 和 S2 的驱动信号,二次侧结构为 S3~S10 的整流结构。 T 为开关管的工作周期, D 为占空比, I_r 和 I_m 为谐振电流和励磁电流。

模态 1 ($t_0 \sim t_1$): 开关管 S1 的体二极管 VD1 导通,电容 C_r 和电感 L_r 发生谐振,谐振腔向电源回馈电能,电感 L_r 两端电压逐步减小,电流也减小。二次侧第一路输出中开关管 S3 和 S6 体二极管导通,在第一个工作阶段的末尾,谐振腔一次侧的谐振电流方向将会改变。

模态 2 ($t_1 \sim t_2$): 开关管 S1 开始导通,谐振腔一次侧电感电流反向,并且不断增加。谐振腔二次侧开关管 S3 和 S6 体二极管持续导通,当谐振腔一次侧电流增大到变压器励磁电流时,励磁电流将会逐渐转化到变压器中励磁,二次侧整流开关管 S3 和 S6 将会关断。

模态 3 ($t_2 \sim t_3$): 开关管 S1 和 S2 同时关断,在此过程中 S1 的结电容 C_1 充电, S2 的结电容 C_2 放电,电容 C_r 和电感 L_r 发生谐振。当 C_2 电容放电完毕两端电压为零时,为 S2 的导通提供了 ZVS 的基础。

模态 4 ($t_3 \sim t_4$): 开关管 S1 关断, C_2 放电完毕后 VD2 会直接导通,谐振腔的电流会持续减小。电容 C_r 和电感 L_r 继续发生谐振,二次侧第一路输出中开关管 S4 和 S5 体二极管导通。VD2 在导

通期间,当开关管 S2 的驱动信号来临时,S2 会直接导通,实现 ZVS。

模态 5 ($t_4 \sim t_5$): S2 开通后,电容 C_r 和电感 L_r 继续发生谐振,谐振腔内电流反向增大。谐振腔二次侧第一路输出中开关管 S4 和 S5 体二极管导通,谐振电感两端的电压为变压器二次侧折射过来的钳位电压。当谐振电流增大到励磁电流后,开关管 S4 和 S5 体二极管关断。

模态 6 ($t_5 \sim t_6$): 开关管 S1 和 S2 同时关断,在此过程中 S1 的结电容 C_1 放电, S2 的结电容 C_2 充电, C_r 和电感 L_r 发生谐振。当 C_1 电容放电完毕两端电压为零时,为 S1 提供了 ZVS 的基础。

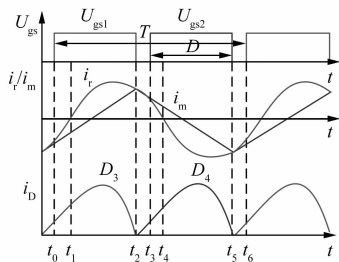


图2 工作波形图

其中,变压器二次侧两路交错并联的整流结构工作状态一致,交错并联结构增加了整个变换器系统的容错率,也达到了输出扩容的目的,提高了变换器的功率密度。二次侧整流结构采用 MOS 管进行整流,实现了同步整流的目的,进一步提升了整个变换器的效率。

2 等效电路分析

可知 LLC 变换器在谐振过程中有电感和电容的参与,工作过程中等效的电路图如图 3 所示。

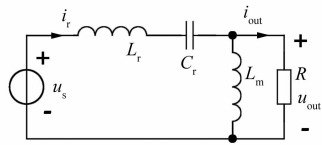


图3 谐振网络等效电路图

根据图 3 可得整个谐振电路输入到输出的传递函数:

$$G_{\text{cllc}} = \frac{u_{\text{out}}(s)}{u_s(s)} = \frac{s^2 R C_r L_m}{s^3 C_r L_r L_m + s^2 C_r R (L_r + L_m) + s L_m + R} \quad (3)$$

设电路中串并联电感之比 $k = \frac{L_r}{L_m}$ 、品质因数

$Q = \frac{2\pi f_r L_r}{R}$ 、归一化频率 $f = \frac{f_s}{f_1}$, 则输出输入电压增益为

$$M_{\text{dc}} = \frac{u_{\text{out}}}{u_s} = \frac{1}{2n} \frac{1}{\sqrt{\left(1 + k - \frac{k}{f^2}\right)^2 + Q^2 \left(f - \frac{1}{f}\right)^2}} \quad (4)$$

LLC 变换器的直流电压增益与 k 、 Q 和 f 有关。通过推导可得 LLC 变换器阻抗特性为

$$\frac{Z_{\text{in}}}{Z_o} = \left[Q \cdot \frac{f^2 k^2}{1 + f^2 k^2 Q^2} + j \left(f - \frac{1}{f} + \frac{f k}{1 + f^2 k^2 Q^2} \right) \right] \quad (5)$$

阻抗特性可以为容性也可以为感性,当工作频率为 f_1 时,输出阻抗与输入阻抗没有相位差,电压电流没有相位差,此时 L_r 与 C_r 发生谐振 L_m 在此阶段持续被充电,负载能量由 L_r 与 C_r 提供。

在已知变压器匝数比 n 、 f 、 Q 值一定的情况下,通过改变 k 值得出的系统增益关系曲线如图 4 所示。由图 4 可读取不同 k 值下单位增益交点处的开关频率值,取 k 为 2、4、6、8、10。从图 4 可以看出 k 值越小最大增益点越高,在得到相等的输出电压增益条件下归一化频率调节范围越窄; k 值越大, $L_r + L_m$ 与 C_r 的谐振频率点逐渐往右移动,串联谐振表现越明显,在得到相等的输出电压增益的条件下归一化频率调节范围越宽。除此之外随着 k 值的增加会使 L_r 感值增大,从而使谐振电流会变小。 k 值越大, MOS 管在谐振点处的导通损耗和开关损耗越低。

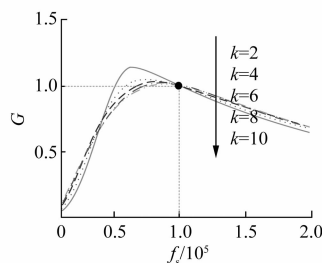


图4 k 值与 LLC 变换器增益变化曲线

在得到相同的增益情况下,为了获得较为平稳的输出电压, k 的取值一般为 2.5~6 之间。

3 不同区域工作特性分析

LLC 谐振变换器输入中点电压和电流相位对 MOS 管能否实现软开关有很大影响。当输入电压超前电流时,输入阻抗呈现感性状态,变换器可以工作在软开关状态。LLC 变换器输入阻抗为

$$Z_{in}(s) = sL_r + \frac{1}{sC_r} + \frac{sRL_m}{sL_m + R} \quad (6)$$

可得归一化输入阻抗:

$$Z_{in}(f, k, Q) = \frac{jf}{k + jfQ} + \frac{1 - f^2}{jf} \quad (7)$$

进而得到归一化阻抗幅角:

$$Z_{in}(f, k, Q) = \sqrt{\frac{f^4 Q^2}{(k^2 + f^2 Q^2)^2} + \left(\frac{fk}{k^2 + f^2 Q^2} - \frac{1 - f^2}{f} \right)^2} \quad (8)$$

输出短路情况下容性与感性分界点对应的归一化频率 f_n , 当 $f_s < f_n$ 时, 输入阻抗呈恒容性, 此时变换器在容性区, LLC 谐振变换器电路设计时应尽量避开此区域。当 $f_s > 1$ 时, 输入阻抗呈恒感性, 此时变换器在感性区。当 $f_n < f_s < 1$ 时, 不同的负载情况下, 输入电路阻抗的相角不同, 阻抗的特性不同^[10], 不同属性负载 $Z_0 \sim Z_4$ 所在区域对应增益图如图 5 所示。

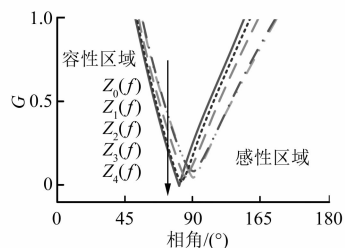


图5 负载区域对应图

在不同负载情况下,输入电路的输入阻抗特性曲线均会相交于一点,此点所对应的频率为

$$f_{nc} = \sqrt{\frac{2k}{1 + 2k}} \quad (9)$$

当 $f_s > f_{nc}$ 时,随着负载的增加输入电路阻抗逐渐减小,输入电路电流增加。当 $f_s < f_{nc}$ 时,随着负载增加输入电路阻抗增加,输入电路电流减小,当输出电路空载时输入电路阻抗最小,但是输入电路电流最大,此特性很不理想,因此设计时 f_s 应尽量高于此频率。

感性区有利于变换器的工作,容性区和感性区和分界点处有:

$$Z_{in}(f, k, Q) = \frac{f^4 Q^2}{(k^2 + f^2 Q^2)^2} \quad (10)$$

故变换器工作在感性工作区域内,应使谐振网络输入电压超前输入电流,从而更容易实现 MOS 管的 ZVS 过程。

根据图 6 可知,谐振频率高于增益峰对应频率时,谐振网络的输入阻抗为感性,开关管更容易实现 ZVS。谐振频率低于峰值增益对应频率时,谐振网络的输入阻抗为容性,开关管的体二极管存在反向恢复过程,会产生严重的噪声。

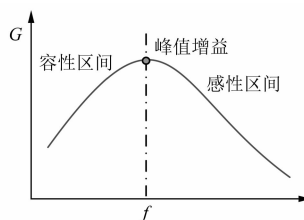


图6 工作区间分析图

谐振网络不同增益条件下开关管对应不同工作区域,但是在容性区间和感性区间分界的某一谐振频率点处系统增益达到最大值,有利于开关管 ZVS 和零电流开关(ZCS)过程的共同实现,变换器应尽量工作在这一频率段。

根据图 7 中的不同开关频率下所对应的变换器增益 $G_1 \sim G_9$ 可知,在低频状态下更容易实现开关管的 ZCS 过程,随着开关频率的增大逐渐进入 ZVS 过程,在 2 个过程的转换中系统的增益存在最大增益点。在进行系统的设计时,应尽量将开关频率设计在最大增益点附近。

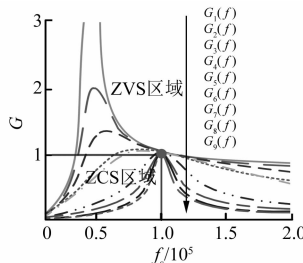


图7 区域划分图

4 试验验证

在 Saber 仿真软件中对所提非对称半桥式

LLC 变换器和交错并联非对称半桥式 LLC 变换器进行仿真设计,仿真过程中设置的电路参数如表 1 所示。

表 1 电路试验参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
输入电压 U_1/V	48	输出电压 U_2/V	200
谐振电容 C_r/nF	100	谐振电感 $L_r/\mu\text{H}$	25.3
输出功率 P/W	500	变压器匝数比 n	4
励磁电感 $L_m/\mu\text{H}$	133	滤波电容 $C_i/\mu\text{F}$	1 000
主振频率 f_1/kHz	100	次振频率 f_2/kHz	40

根据表 1 的参数进行仿真试验,非对称半桥式 LLC 变换器电路中励磁电感 L_m 两端电压值存在钳位过程,其电流为典型的电感充放电三角波,谐振电感 L_r 参与谐振过程,其电流波形为正弦波,LLC 电感电流波形如图 8 所示。

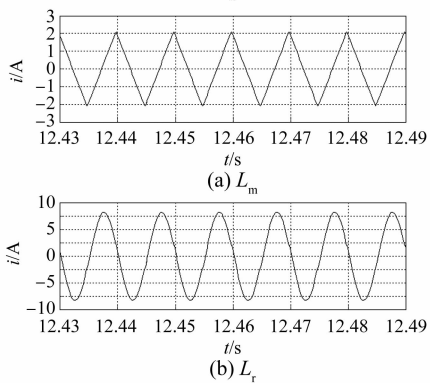


图 8 LLC 电感电流波形

普通非对称半桥 LLC 变换器一次侧开关 MOS 管波形如图 9 所示。可知,导通时漏源极电压先降为零值后栅源极的驱动信号才来临,开关管能够实现 ZVS 过程。但在开关管关断时,驱动信号消失时承受了直流侧电压,为硬关断过程。

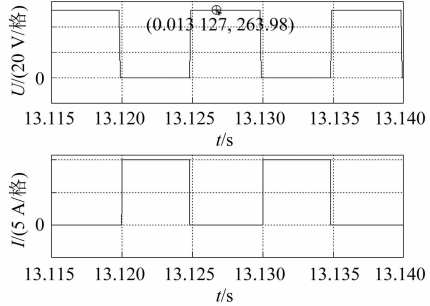


图 9 普通结构中 $f_s=f_1$ 时开关管波形

交错并联非对称半桥 LLC 变换器一次侧开关 MOS 管波形如图 10 所示。在开关管导通时漏源极电压先降为零值后栅源极的驱动信号才来临;在开关管关断时,驱动信号和开关管电流消失后开关管才承受了直流侧电压进而出现,整个开关过程均为软开关过程。

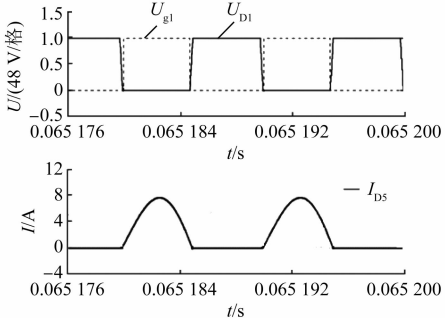


图 10 交错并联结构中 $f_s=f_1$ 时开关管波形

搭建 500 W 交错并联非对称半桥 LLC 变换器试验样机,如图 11 所示。参数见表 1。输入部分采用两路交错并联的结构,共用高频变压器和谐振电感,输出部分采用分立的谐振电容和滤波电路。

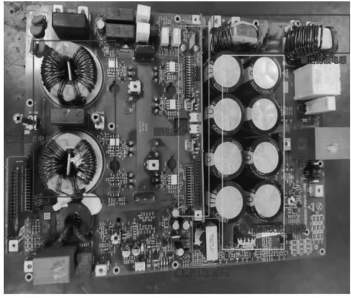


图 11 试验样机

交错并联非对称半桥在 200 V 输入 48 V 输出满载情况下,电路的开关管波形和电容波形如图 12 所示。可知开关管能够实现零电压关断,且电容 C_r 出现谐振过程。

交错并联非对称半桥式 LLC 变换器相对于

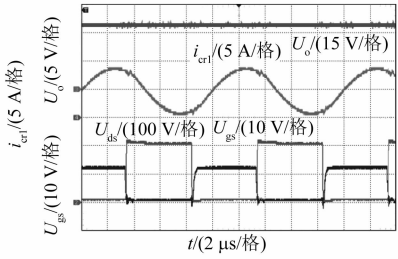


图 12 电路一次侧工作波形

两路普通非对称半桥 LLC 谐振变换器共用了高频变压器和谐振电感,使得输出功率容量得到了扩充,节省了变换器的体积,提高了功率密度。额定功率为 500 W 的交错并联非对称半桥式 LLC 变换器相对于普通非对称半桥 LLC 谐振变换器测试效率如图 13 所示。同样功率等级下,交错并联非对称半桥式 LLC 变换器中两路单独 LLC 变换器共用了变压器和谐振电感,减小了部分损耗,使效率得到了有效的提高。

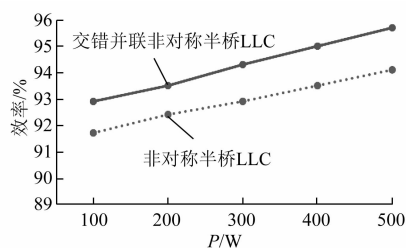


图 13 效率对比图

通过仿真结果和样机测试可知,设计的非对称半桥交错并联输出式 LLC 谐振式变换器一次侧开关管能实现 ZVS 过程。交错并联结构能够使输出变换器的容量扩大,变换器的功率密度和效率得到提升。

5 结 语

本文设计了一种非对称半桥交错并联输出式 LLC 谐振式变换器,有效提高了变换器的功率密度,扩大了输出容量。分析了变换器的工作过程,给出了等效电路图,研究了不同 k 值对变换器的影响。研究了不同谐振频率下变换器的工作区域分布,得出了在不同的工作区域中开关 MOS 管实现软开关过程难度不等的结论。通过仿真和样机测试验证了设计的变换器开关管能够实现 ZVS,同时有效减小了变换器的开关损耗。

【参考文献】

- [1] 郑诗程,刘松梅,王杰,等. CLLC 谐振式双向全桥 DC-DC 变换器[J]. 电力系统及其自动化学报, 2019,31(4): 83.
- [2] 鲁静,同向前,张嘉翔,等. L-LLC 谐振型双向 DC-DC 变换器的复合最优轨迹控制策略研究[J]. 电工技术学报,2020,35(增刊1): 60.
- [3] JIANG T, ZHANG J, WU X, et al. A bidirectional three level LLC resonant converter with PWM control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016,31(3): 2213.
- [4] 张治国,谢运祥,袁兆梅. 高频 LCC 谐振变换器的分析与轨迹控制[J]. 中国电机工程学报,2011,31(27): 52.
- [5] HILLERS A, CHRISTEN D, BIELA J. Design of a highly efficient bidirectional isolated LLC resonant converter [C] // 2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012.
- [6] JUNG J, KIM H, RYU M, et al. Design methodology of bidirectional CLLC resonant converter for high-frequency isolation of DC distribution systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1741.
- [7] 吕正,颜湘武,孙磊. 基于变频-移相混合控制的 L-LLC 谐振双向 DC-DC 变换器[J]. 电工技术学报, 2017,32(4): 12.
- [8] 陈启超,纪延超,王建曌. 双向 CLLC 谐振型直流变压器的分析与设计[J]. 中国电机工程学报, 2014,34(18): 2898.
- [9] 俞珊,徐志望,董纪清. 寄生电容对 LLC 谐振变换器的影响分析[J]. 电源学报,2018,16(2): 124.
- [10] 郑慷,龚春英. 高频 LLC 谐振变换器的效率优化[J]. 电气自动化,2016,38(4): 14.

扫码关注

《电机与控制应用》

微信公众号

