

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2106947

## 高频高效的 LLC 谐振变换器研究\*

童 军 王 颖 豆 冲 刘 建 明

(西安科技大学 电气与控制工程学院 西安 710600)

**摘要:** 随着开关频率的提高, LLC 谐振变换器中开关损耗会随之增加。将具有高频特性的氮化镓(GaN)器件结合平面变压器和同步整流技术应用于 LLC 谐振变换器中, 实现开关频率和效率的双重提高。首先分析了 LLC 谐振变换器的工作原理, 之后以减小损耗为目标, 对谐振元件参数进行设计。在此基础上建立了两套对照实验, 计算了两个实验中功率管、变压器和整流管中的损耗, 最后搭建两个实验样机平台。相关实验表明: 效率提高 11.25%, 验证了所设计方案的合理性。

**关键词:** 谐振变换器; 高频高效; 氮化镓器件; 平面变压器; 损耗分析

**中图分类号:** TM46 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1050

## Research on high frequency and high efficiency LLC resonant converter

Tong Jun Wang Ying Dou Chong Liu Jianming

(College of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710600, China)

**Abstract:** With the increase of switching frequency, the switching loss in LLC resonant converter will increase. Gallium nitride (GaN) device with high frequency characteristics is applied to LLC resonant converter with planar transformer and synchronous rectifier technology to achieve the double improvement of switching frequency and efficiency. Firstly, the working principle of LLC resonant converter was analyzed. Then, the resonant element parameters were designed to reduce the loss. On this basis, two sets of control experiments were established, and the losses in the power tube, transformer and rectifier tube in the two experiments were calculated. Finally, two experimental prototype platforms were built. Relevant experiments show that the efficiency is increased by 11.25%, which verifies the rationality of the design scheme.

**Keywords:** resonant converter; high frequency high efficiency; GaN device; planar transformer; loss analysis

## 0 引 言

近年来随着信息技术、交通运输以及航空航天等领域的快速发展, 高频、高效、小型、轻量化的开关电源已成为电力电子行业追求的目标<sup>[1]</sup>。DC/DC 变换作为开关电源的基本单元, 对其研究的关键在于功率电子器件的研究和电路拓扑结构的选择<sup>[2]</sup>。LLC 谐振变换器作为开关电源众多拓扑中的一个分支, 因具有软开关的工作特性而被广泛应用于各种场合<sup>[3-4]</sup>。关于 LLC 谐振变换器优化设计的文献有很多, 文献[5-6]介绍了一些参数设计的方法; 文献[7]提出了一种新型的集成变压器; 文献[8-9]通过对平面变压器进行优化设计进一步提高变换器效率; 文献[10-11]中的学者采用同步整流替换二极管整流以提高效率等。

以 Si 材料为基础的半导体器件因自身优化程度受限,

已无法满足高频下电力电子技术的发展需求<sup>[12]</sup>。近几年以氮化镓(GaN)和碳化硅(SiC)为代表的第三代半导体材料出现了, 因其高的电子迁移率及低的导通电阻等成为最具潜力的功率器件<sup>[13-14]</sup>。GaN 与较早发展起来的 SiC 相比, 成本更低, 开关速度更快且易于大规模产业化, 将其应用于谐振变换器中大大提高了转换效率<sup>[15-16]</sup>。本文将 GaN 管作为原边开关管和副边整流管应用于 LLC 谐振变换器中, 并结合平面变压器和同步整流技术, 对各部分损耗进行详细分析, 最后搭建实验平台进行验证。

## 1 LLC 谐振变换器的工作原理及增益特性

LLC 谐振变换器的拓扑结构如图 1 所示。谐振网络由谐振电感  $L_r$ 、谐振电容  $C_r$  和励磁电感  $L_m$  构成, 因此存在两个谐振频率  $f_{r1}$  和  $f_{r2}$ 。

收稿日期: 2021-06-15

\* 基金项目: 陕西省自然科学基金基础研究计划项目(2018JZ5014)资助

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (1)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_r + L_m) C_r}} \quad (2)$$

根据基波分析法得到归一化增益函数<sup>[17]</sup>为:

$$M = \frac{1}{\sqrt{(1 + \frac{1}{K}(1 - \frac{1}{f_n^2}))^2 + Q^2(f_n - \frac{1}{f_n})^2}} \quad (3)$$

式中:  $f_n$  为归一化频率,  $K$  为励磁电感与谐振电感的比值,  $Q$  为品质因数, 由式(3)得到  $K=0.5$  时的增益曲线如图 2 所示。

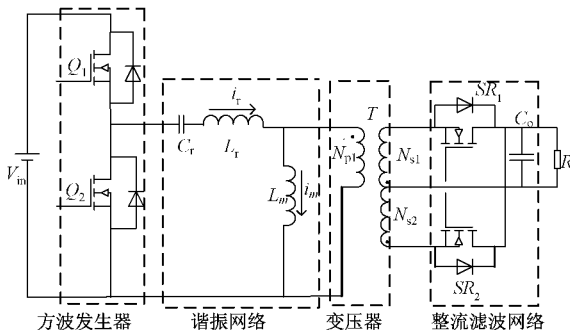


图 1 LLC 谐振变换器主电路

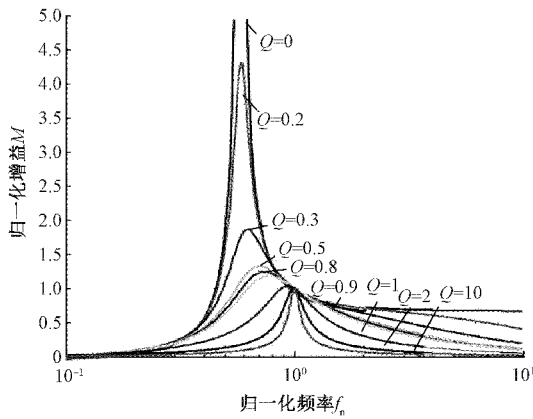
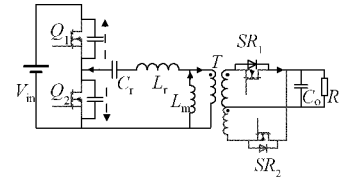


图 2  $K=0.5$  时谐振变换器增益曲线

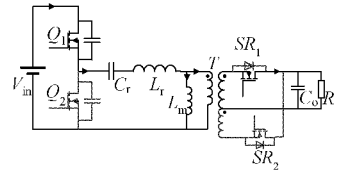
当开关频率为  $f_s = f_{r1}$ ,  $f_s > f_{r1}$  或  $f_{r2} < f_s < f_{r1}$  时, 原边的开关管工作于软开关状态 (ZVS), 而在  $f_s > f_{r1}$  时, 仅能保证原边功率管工作在 ZVS 状态而无法保证整流管工作在 ZCS 状态, 为提高效率, 通常选取的工作频率范围为  $f_{r2} < f_s < f_{r1}$ 。

本文以  $f_s = f_{r1}$  为例, 对 LLC 谐振变换器在 1 个工作周期的 4 种工作模式进行详细分析。模式图如图 3 所示; 波形图如图 4 所示。

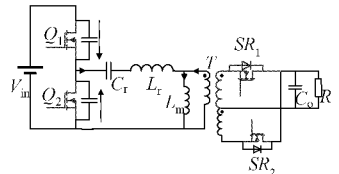
工作模式 1 [ $t_0 < t < t_1$ ]:  $t = t_0$  时刻,  $i_r = i_m$ ,  $Q_2$  关断, 流过  $SR_2$  的电流为 0,  $SR_2$  实现 ZCS。在  $t_0$  时刻以后进入死区时间, 谐振回路电流给  $C_{oss1}$  放电, 给  $C_{oss2}$  充电, 直至  $t_1$  时刻  $V_{ds,Q1}$  减为 0, 充放电过程结束。此阶段  $|i_r| <$



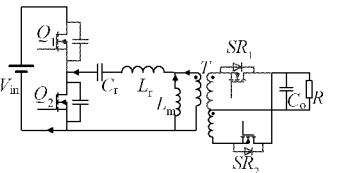
(a) 模式 1



(b) 模式 2



(c) 模式 3



(d) 模式 4

图 3 LLC 谐振变换器工作模式

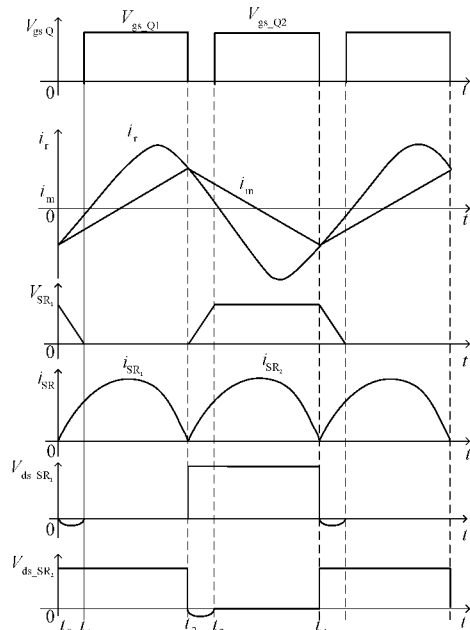


图 4 LLC 谐振变换器的工作波形

$|i_m|$ ,  $L_m$  被正向钳位, 副边电流在较短时间内从  $SR_1$  的体二极管中流过。

工作模式 2 [ $t_1 < t < t_2$ ]:  $t = t_1$  时刻,  $Q_1$  实现零电压导通。  $L_r$  与  $C_r$  谐振, 此过程可分为两部分: 1) 谐振电流小于

零且  $|i_r| < |i_m|$ ; 2) 谐振电流  $i_r$  过零为正且  $i_r > i_m$ , 此过程  $L_m$  一直被正向钳位于  $nV_o$ , 副边电流由体二极管转入  $SR_1$  中直至  $t_2$  时刻降为 0。

工作模式 3 [ $t_2 < t < t_3$ ]:  $t = t_2$  时刻,  $i_r = i_m$ ,  $Q_1$  关断, 流过  $SR_1$  的电流为 0,  $SR_1$  实现 ZCS。在  $t_2$  时刻以后进入死区时间, 谐振回路电流给  $C_{oss1}$  充电, 给  $C_{oss2}$  放电, 直至  $t_3$  时刻  $V_{ds, Q2}$  减为 0, 充放电过程结束。此阶段  $L_m$  被反向钳位, 副边电流在较短时间内从  $SR_2$  的体二极管中流过。

工作模式 4 [ $t_3 < t < t_4$ ]:  $t = t_3$  时刻,  $Q_2$  实现零电压导通。  $L_r$  与  $C_r$  谐振, 此过程可分为两部分: 1) 谐振电流大于零且  $i_r < i_m$ ; 2) 谐振电流  $i_r$  过零为负且  $|i_r| > |i_m|$ , 此过程中  $L_m$  一直被反向钳位于  $-nV_o$ , 副边电流由体二极管转入  $SR_2$  中直至  $t_4$  时刻降为 0。

## 2 谐振元件的参数设计

谐振变换器的设计指标如表 1 所示。

表 1 样机设计指标

设计参数	数值
额定输入电压 $V_{in}/V$	48
输出电压 $V_o/V$	12
开关频率 $f_s/\text{MHz}$	1
输出功率 $P_o/W$	120

谐振参数设计的具体过程如下:

工作在谐振频率时, 归一化增益  $M$  为 1, 根据额定电压求变压器原边与副边的匝比:

$$n = \frac{V_{in}}{2V_o} = 2 \quad (4)$$

式中:  $V_o$  为变换器的输出电压;  $V_{in}$  为变换器的输入电压。

将输入电压上下取 10%, 求变换器的最大、最小电压增益:

$$M_{\max} = 2n \frac{V_o}{V_{\text{inmin}}} = 1.11 \quad (5)$$

$$M_{\min} = 2n \frac{V_o}{V_{\text{inmax}}} = 0.91 \quad (6)$$

式中:  $V_{\text{inmin}}$  为变换器的最小输入电压;  $V_{\text{inmax}}$  为变换器的最大输入电压。

为了保证原边开关管在全负载范围内实现 ZVS, 则需同时满足: 在最低输入电压且满载的情况下原边开关管工作在零电压导通状态, 此时:

$$Q_{\text{zvs1}} = \frac{1}{KM_{\max}} \sqrt{\frac{M_{\max}^2}{M_{\max}^2 - 1} + K} \quad (7)$$

在最高输入电压且空载的情况下, 原边开关管也工作在零电压导通状态, 此时:

$$Q_{\text{zvs2}} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{f_r}{f_r^2(1+K) - 1} \cdot \frac{T_D}{R_{ac} \cdot 2C_{oss}} \quad (8)$$

式中:  $f_r$  为谐振频率;  $R_{ac}$  为负载折算到原边的等效电阻;

$T_D$  为上下管的死区时间;  $C_{oss}$  为开关管的输出电容。

另外, 半桥回路的上、下管在死区内会进行充放电, 充放电是否完全对原边开关管实现 ZVS 至关重要。因此, 需保证开关管关断时的谐振电流大于充放电电流, 即:

$$i_r \left( \frac{T}{2} \right) \geq C_{\text{zvs}} \cdot \frac{\Delta V}{T_D} \quad (9)$$

式中:  $C_{\text{zvs}}$  为上下开关管的输出电容之和;  $\Delta V$  为死区内输出电容上电压的变化量。通过式(9), 可以得:

$$L_m \leq \frac{T_s \cdot T_D}{16C_{\text{oss}}} \quad (10)$$

式中:  $T_s$  为开关周期。  $T_D$  取 35 ns, 通过查数据手册<sup>[18]</sup> 带入相关数值计算得  $L_m$  最大值为 3.4  $\mu\text{H}$ , 考虑寄生电容的影响, 在  $L_m \leq 2.6 \mu\text{H}$  的范围内取值。

综上所述, 可得  $L_m$ 、 $K$ 、 $M_{\max}$  与  $Q$  的关系:

$$Q = 95\% Q_{\text{zvs1}} = \frac{1}{KM_{\max}} \sqrt{\frac{M_{\max}^2}{M_{\max}^2 - 1} + K} \quad (11)$$

$$L_m \leq 2.6 \mu\text{H} \quad (12)$$

$$Q = \frac{L_m \pi^3 f_r}{4n^2 RK} \quad (13)$$

$K$  值越大, 损耗越小, 效率越高, 但会使得变换器频率的调节范围变宽, 从而影响磁性元件的设计, 因此确定  $K=6 \sim 16$ 。在 MATLAB 中绘制不同励磁电感下的  $K-Q$  关系曲线以及最大增益下的  $K-Q$  曲线如图 5 所示, 可以看出在  $L_m > 2.5 \mu\text{H}$  的范围内, 两条  $K-Q$  曲线无交点, 不满足最大增益的要求。通过满足最大增益的交点依次可计算出谐振电感  $L_r$  和 谐振电容  $C_r$  的值, 相关交点参数值如表 2 所示。

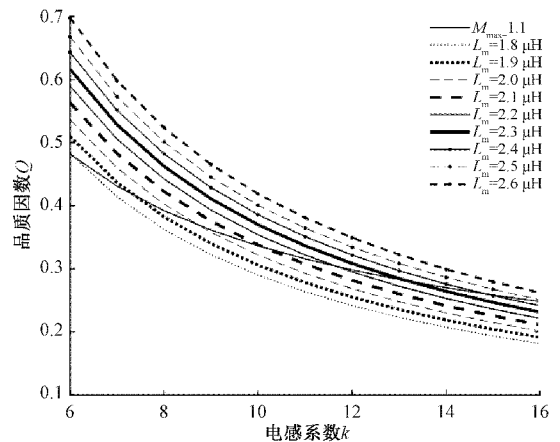


图 5 电感系数和品质因数的关系

谐振参数的选择影响谐振回路的转换效率, 具体关系式为:

$$\eta_{\text{tank}} = \frac{Q^2}{Q^2 + \left( Q^2 + \frac{1}{K^2 f_n^2} \right) \frac{R_{\text{com}}}{R_{\text{ac}}}} \quad (14)$$

表 2 交点的谐振参数

$L_m/\mu\text{H}$	$K$	$Q$	$L_r/\mu\text{H}$	$C_r/\text{nF}$
1.8	6.08	0.478	0.296	85.6
1.9	7.39	0.416	0.257	98.3
2.0	8.77	0.368	0.228	111.1
2.1	10.20	0.332	0.206	123.2
2.2	11.67	0.304	0.189	134.5
2.3	13.26	0.279	0.173	146.6
2.4	14.88	0.260	0.161	157.3

式中:  $R_{\text{con}}$  为开关管导通电阻以及谐振电容与谐振电感等的回路阻抗, 为方便参数选择, 此处仅考虑开关管导通电阻。

利用 MATLAB 软件对式(14)进行仿真获得不同谐振参数下的效率与归一化频率的关系曲线如图 6 所示。由图可知  $K=14.88, Q=0.260$  时谐振网络的转换效率最高。故选择  $L_m=2.4 \mu\text{H}, L_r=0.161 \mu\text{H}, C_r=157.3 \text{ nF}$  对其进行设计。

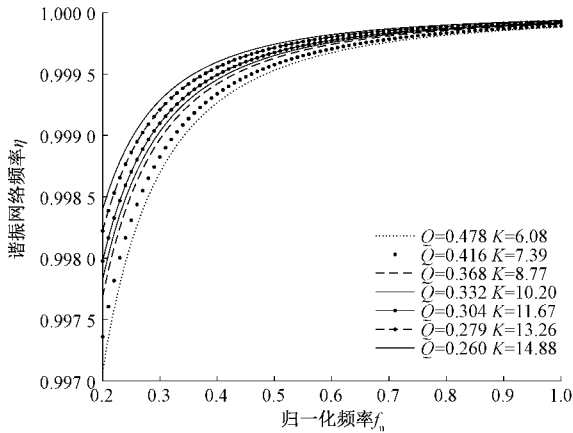


图 6 谐振网络效率与归一化频率的关系

### 3 损耗分析

LLC 谐振变换器的功率器件和磁性元件损耗较大, 而在谐振点处工作效率最高且损耗便于计算, 故本文重点分析变换器工作在谐振点处的这两部分损耗。为突出本论题的合理性, 本文设计两个实验样板: 样板一 原边开关管为 Si MOSFET, 变压器为传统绕线式变压器, 整流管为普通整流二极管; 样板二 原边功率管采用 GaN, 变压器采用平面式变压器, 整流部分采用 GaN 管作为同步整流管。

#### 3.1 仿真分析

##### 1) 原边开关管损耗

工作在谐振点时, 原边开关管实现 ZVS, 故只需分析其通态损耗和关断损耗即可。

样板一原边开关管选择英飞凌的 IRF540(100 V/36 A), 由下式可计算其通态损耗为:

$$P_{\text{loss(on)Si}} = R_{\text{d(on)}} \times i_p^2 \quad (15)$$

式中:  $i_p$  为原边输入电流的有效值;  $R_{\text{d(on)}}$  为 Si 管的导通电阻。

Si MOSFET 在一个开关周期内的关断总损耗为:

$$P_{\text{loss(off)Si}} = 2 \times \frac{i_p^2 t_f^2 f_s}{48C_{\text{oss1}}} \quad (16)$$

式中:  $t_f$  表示  $Q_1$  电流下降时间;  $f_s$  为开关频率;  $C_{\text{oss1}}$  为  $Q_1$  的输出电容。

样板二原边开关管选择 EPC2053(100 V/48 A), 同实验样板一可计算其通态损耗。

GaN 管在一个开关周期内的关断总损耗为:

$$P_{\text{loss(off)GaN}} = 2 \times f_s \times \int v_{\text{ds}}(i_{\text{ch2}} + i_{\text{coss2}}) dt \quad (17)$$

式中:  $i_{\text{ch2}}$  为  $Q_2$  的沟道电流;  $i_{\text{coss2}}$  为其电容充电电流;  $v_{\text{ds}}$  为其漏源电压。

##### 2) 整流管损耗

在谐振频率点处工作时, 整流管实现零电流关断, 故只需对其导通损耗进行分析。

样板一中整流二级管采用 MBR2060CT, 由于其导通压降随电流变化, 因此在 MATLAB 中对不同温度下的工作曲线进行拟合得到导通压降与电流的拟合多项式, 从而求两整流管的导通损耗:

$$P_{\text{Dcn}} = 2 \times f_s \times \int_0^{T_s} V_F \times i_F(t) dt \quad (18)$$

式中:  $V_F$  为二极管的正向导通压降;  $i_F$  为流过二极管的电流。

样板二中 GaN 管采用 EPC2053(100 V/48 A), 电流从沟道流过产生的损耗为:

$$P_{\text{SRon}} = 2 \times f_s \times \int_{t_m}^{t_n} I_o^2 \times R_{\text{d(on)}} dt \quad (19)$$

式中:  $t_m$  为驱动信号开通时刻;  $t_n$  为驱动信号关断时刻;  $I_o$  为变换器输出电流平均值。

体二极管在一个周期内流过两次电流, 两只整流管的体二极管在一周期内产生的损耗为:

$$P_{\text{SRb}} = 4 \times f_s \times \int_0^{t_m} V_D \sqrt{2} i_o \sin(2\pi f_s t) dt \quad (20)$$

式中:  $i_o$  为变换器输出电流的有效值;  $V_D$  为体二极管的导通压降。

##### 3) 变压器损耗

变压器损耗主要包括铜损和铁损。

样板一采用 TDK 公司生产的磁芯材料为 PC40, 磁芯尺寸为 EI25 的传统变压器, 查阅数据资料后可求其铁损:

$$P_{\text{corel}} = P_{\text{cvl}} \times V_{\text{cl}} \quad (21)$$

式中:  $P_{\text{cvl}}$  为单位体积的磁芯损耗;  $V_{\text{cl}}$  为磁芯的体积。

由电桥测得原边和副边绕组的电阻值, 求其铜损为:

$$P_{\text{cu,p}} = i_p^2 \times R_{\text{ac,p}} \quad (22)$$

$$P_{\text{cu,s}} = i_s^2 \times R_{\text{ac,s}} \quad (23)$$

式中:  $i_p$  为变压器原边绕组流过电流的有效值;  $i_s$  为变压器

副边绕组流过电流的有效值;  $R_{ac_p}$ 、 $R_{ac_s}$  为变压器原、副边绕组的电阻值。

样板二中选用 FERROXCUBE 公司生产的材料为 3F46 的扁平磁芯 E22/6/16/R+PLT22/16/2.5/S, 查询数据资料后用样板一中的计算公式求其铁损。利用电桥测量 PCB 绕组, 将使得铜损误差较大, 因此本文从仿真模型中提取交流电阻值进行计算。

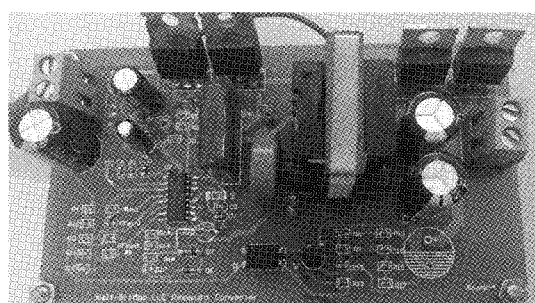
以上是对两个实验样板损耗的详细分析, 通过曲线拟合和相关仿真数据计算的损耗值如表 3 所示, 可以直观发现实验样板二中的各部分损耗均远远小于实验样板一。

表 3 两实验样板的损耗对比

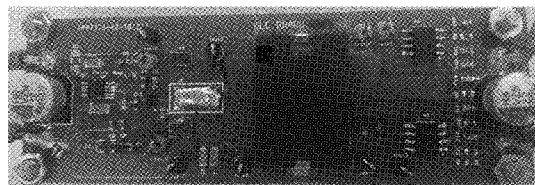
	开关管损耗 $P_{loss_p}/W$	整流管损耗 $P_{loss_s}/W$	变压器损耗 $P_{loss_T}/W$
实验一	2.60	7.14	7.0
实验二	1.24	2.87	1.6

### 3.2 实验结果及分析

为验证计算的正确性, 本课题依据上述设计方案以 48 V 输入、12 V 输出搭建两版功率为 120 W 的 LLC 谐振变换器样板, 并对其进行测试。样板一中驱动芯片为 L6599, 频率设置为 100 KHz; 样板二中原边开关管的驱动芯片采用德州仪器 (Texas Instruments) 公司生产的 LMG1205, 同步整流管的控制芯片为安森美半导体 (ON Semiconductor) 生产的 NCP4308D, 工作频率设为 1 MHz, 控制器是 EP4CE6E22C8 型 FPGA 芯片。LLC 谐振变换器的两个样板如图 7 所示。



(a) 实验样板一



(b) 实验样板二

图 7 LLC 谐振变换器的两个样板

图 8 是开关管工作在 100 kHz 时, 样板一中  $Q_1$  的驱动波形  $V_{gs1}$ ; 图 9 为开关管工作在 1 MHz 时, 样板二中  $Q_1$  的驱动波形  $V_{gs2}$ , 可以看出波形基本无振荡, 其电压幅值 5.5 V, GaN 器件可以安全驱动。

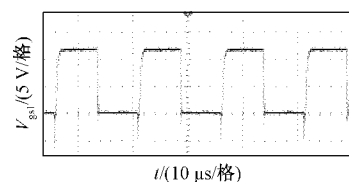


图 8 样板一  $Q_1$  的驱动波形

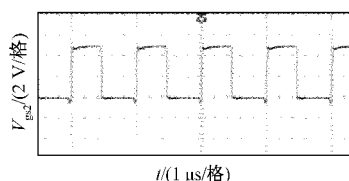


图 9 样板二  $Q_1$  的驱动波形

两个实验样板在输出功率相同时的效率对比曲线如图 10 所示, 可见, 在相同输出功率下, 样板二的转换效率均高于样板一。且在输出功率为 70 W 时, 样板一达到峰值效率 83.5%, 样板二达到峰值效率 94.75%, 说明 LLC 谐振变换器的转换效率确实得到提升。

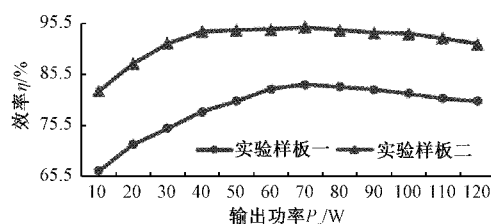


图 10 两实验样板的效率曲线

## 4 结 论

针对 LLC 谐振变换器开关频率增加引起损耗增加这一问题, 文中提出了一种新的设计思路。在对元件参数进行优化设计的基础上, 采用低导通电阻和无反向恢复时间的 GaN 器件, 同时结合优化的平面变压器和同步整流技术, 减小回路损耗提高转换效率。为验证设计的合理性, 在 48 V 输入、12 V 输出的条件下, 设计两个实验方案。首先通过仿真结果对两个实验的损耗进行分析计算, 最后搭建实验平台进行验证。实验结果表明: 实验样板二与实验样板一相比, 效率由 83.5% 提高到 94.75%, 与计算结果一致, 实验样板二提高了转换效率, 此设计方案具有较高的工程实用价值, 为今后开关电源效率的进一步提高提供了理论和实践指导。

### 参考文献

- [1] 周伟, 郑权义. 开关电源的工作原理及技术趋势[J]. 中国新通信, 2020, 22(13): 233.
- [2] 李崇坚. 大功率电力电子技术的现状与发展[J]. 电气时代, 2010(9): 50-52.
- [3] LI Y C, LEE F C, LI Q, et al. A novel AC-to-DC

- adaptor with ultra-high power density and efficiency[C]. 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2016:1853-1860.
- [4] FEI C, LEE F C, LI Q. High-efficiency high-power-density LLC converter with an integrated planar matrix transformer for high output current applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(11):9072-9082.
- [5] 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.
- [6] XU H S, YIN Z D, ZHAN Y S, et al. Accurate design of high efficiency LLC resonant converter with wide output voltage [J]. IEEE access, 2017, 5(1): 26653-26665.
- [7] CHEN R, YU S. A high-efficiency high-power-density 1 MHz LLC converter with GaN devices and integrated transformer[C]. 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2018:791-796.
- [8] NAZERIAN E, TAHAMI F. Optimum design of planar transformer for LLC resonant converter using metaheuristic method[C]. IECON 2019-45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2019:6621-6626.
- [9] 姜春燕,周洁敏,周迪,等. 基于 Maxwell 的半桥 LLC 谐振变换器平面磁元件优化设计[J]. 电子测量技术, 2017, 40(3):25-30.
- [10] FEI C, LI Q, LEE F C. Digital implementation of adaptive synchronous rectifier (SR) driving scheme for high-frequency LLC converters with microcontroller[J]. IEEE Trans Power Electron, 2018, 33(6): 5351-5361.
- [11] YU S Y. A new compact and high efficiency resonant converter[C]. 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2016:2511-2517.
- [12] 林希,高红英. 基于 SiC 的纯电动汽车 DC/DC 变换器复合控制方法研究[J]. 国外电子测量技术, 2019, 38(7):76-80.
- [13] DYMOND H C P, WANG J, LIU D W, et al. A 6.7-GHz active gate driver for GaN FETs to combat overshoot, ringing, and EMI[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1):581-594.
- [14] 盛况,任娜,徐弘毅. 碳化硅功率器件技术综述与展望[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(6):1741-1753.
- [15] 刘耀武,王润新. GaN 器件在高频谐振变换器上的应用研究[J]. 电力电子技术, 2020, 54(3): 134-137.
- [16] 杜贵平,郑燕宾,刘源俊,等. 基于 GaN 器件的双向 CLLC 谐振变换器分析与设计[J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2020, 48(10):1-10.
- [17] 王礼,何丰,林云,等. 高开关频率 LLC 谐振变换器的 k-Q 分析[J]. 电力电子技术, 2020, 54(3):110-113.
- [18] Efficient power conversion corporation. EPC2053 enhancement mode power transistor datasheet[EB/OL]. (2020-07-20) [2021-03-2]. <https://cpc-co.com/cpc/Products/cGaNfetsandICs/EPC2053.aspx>.

#### 作者简介

童军, 硕士, 教授, 主要研究方向为电力电子与电力传动。

E-mail: xkdtongjun@163.com

王颖(通信作者), 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子与电力传动。

E-mail: 2807024110@qq.com

豆冲, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子与电力传动。

E-mail: 563334716@qq.com

刘建明, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子与电力传动。

E-mail: 573983227@qq.com