

基于 GaN 器件的高功率密度 LLC 谐振变换器的研究

魏小富¹, 陈神炆¹, 朱宏铨¹, 杨旭¹, 郭翔²

(1. 西安交通大学电气工程学院, 陕西 西安 710049;
2. 合肥华耀电子工业有限公司, 安徽 合肥 230088)

摘要: 随着信息技术、计算机技术、5G 商业应用、大数据中心建设的迅猛发展,对高功率、高效率的通信电源存在巨大需求。氮化镓(Gallium nitride)器件具有高开关速度、低导通电阻、无反向恢复损耗等特点;LLC 谐振拓扑可以实现原边功率管零电压导通、整流管零电流关断,将二者结合可以在高效率前提下进一步提高开关频率,提升功率密度。本文针对 5G 基站通信电源扩容中对高功率、高效率、高密度单模块电源的需求,通过原边功率管 ZVS、功率器件损耗条件对谐振腔参数 L_n 、 Q 进行优化设计,结合最新高频同步整流驱动芯片 NCP4305 和平面变压器技术,采用全氮化镓器件作为功率管,设计并制作了一款 560W,300V 输入、37.5V 输出的 LLC 谐振变换器原理样机。功率密度达到 $13.1\text{W}/\text{cm}^3$,最高效率可达到 94.48%,实验验证了设计方案的正确性。

关键词: LLC 谐振变换器;高功率密度;氮化镓;同步整流

DOI: 10.12067/ATEEE1905012 **文章编号:** 1003-3076(2019)08-0063-08 **中图分类号:** TM46

1 引言

随着大数据中心的建设、5G 商业应用加速、物联网体系的建设,高效率、高功率密度 DC-DC 电源在通信电源中占据更重要的作用^[1,2]。高频化是提升功率密度的最主要方式,但是高频化对功率器件应用与电路拓扑设计带来了巨大挑战^[3]。①常用功率器件 Si MOSFET 开关频率通常低于 500kHz、导通电阻达几百毫欧,对 Si 器件开关电源研制已接近其理论极限值。开关速度、低导通电阻、无反向恢复损耗的第三代新型半导体器件 GaN HEMT 的出现为高频开关电源研制提供了新思路^[4]。②高频化导致器件损耗增大,LLC 谐振变换器可在宽输入电压及负载范围内实现原边功率管零电压导通(Zero Voltage Switching, ZVS),整流管零电流关断(Zero Current Switching, ZCS),电流呈正弦波,电磁干扰(Electromagnetic Interference, EMI)影响低^[5,6]。

基于 GaN 器件 LLC 谐振变换器的研制是当下热点。在 1MHz,400V/12V,300W 条件下 GaN 器件

总损耗比 Si 器件低 20%,GaN 器件在高频应用场合极具优势^[7];由于 GaN 器件导通电压阈值范围小,考虑寄生电感引起的振荡将平面变压器 PCB 绕组与滤波电容集成,减小回路长度与回路寄生电感^[8]。文献[9]加入同步整流技术提升变换器效率,但是文中没有给出详细设计过程,而且开关频率为 300kHz,没有充分利用 GaN 器件高频特性;矩阵变压器能降低变压器高度、减小漏感和绕组交流阻抗,减小器件电流应力,进一步提高功率密度和效率^[10-12],但是增加了功率管与驱动芯片个数,成本高昂,设计复杂^[13]。

本文针对分布式通信电源系统单电源模块应用需求,对高功率密度 LLC 谐振变换器进行研制。首先分析了 LLC 谐振变换器工作原理与增益特性;然后结合原边功率管 ZVS 与功率器件损耗对谐振腔参数进行优化设计;采用铜箔交错并联结构绕制了一款平面变压器;使用同步整流驱动芯片 NCP4305A 简化电路结构、提升效率。最后给出了详细的设计参数并搭建实验样机进行了验证,实验

收稿日期: 2019-05-07
基金项目: 中国博士后基金(2018M643647)、国家博士后创新人才支持计划(BX201800004)
作者简介: 魏小富(1994-),男,四川籍,硕士研究生,研究方向为开关电源;
杨旭(1972-),男,陕西籍,教授,博士,研究方向为电力电子集成技术、开关电源技术(通讯作者)。

结果表明了方案设计的合理性。

2 LLC 谐振变换器工作过程与增益特性

2.1 工作过程分析

LLC 谐振变换器主电路基本结构如图 1 所示,功率管 S_1 、 S_2 以占空比 50% 驱动信号互补导通,产生幅值 V_{in} 方波信号,经过电感 L_r 、谐振电容 C_r 、励磁电感 L_m 组成的谐振网络接入高频隔离变压器 T,通过变压器中心抽头与同步整流管 SR_1 、 SR_2 构成全波整流,后接滤波电容 C_o 。

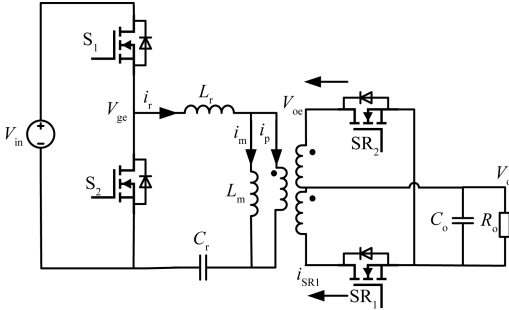


图 1 LLC 谐振变换器主电路

Fig.1 LLC resonant converter main circuit

LLC 谐振网络具有三个谐振元件,故存在两个谐振频率 f_r 、 f_m ,其表达式为^[14,15]:

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

以开关频率 f_{sw} 略小于 f_r 为例对 LLC 谐振变换器工作状态进行分析,工作波形如图 2 所示。 V_{gs_S1} 、 V_{gs_S2} 为 S_1 、 S_2 驱动电压; V_{gs_SR1} 、 V_{gs_SR2} 为 SR_1 、 SR_2 驱动电压; V_{ge} 为桥臂中点电压波形; i_r 为谐振电流; i_m 为励磁电流; i_{SR1} 、 i_{SR2} 为同步整流管电流。

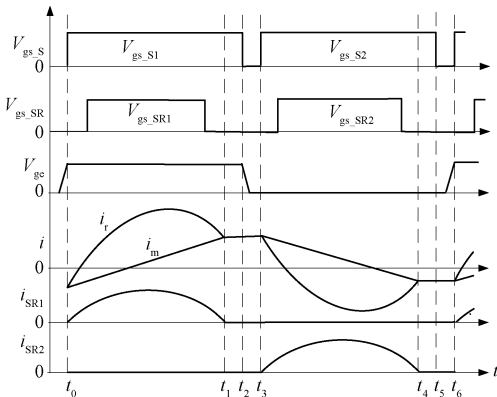


图 2 $f_{sw} < f_r$ 主电路工作时序图

Fig.2 $f_{sw} < f_r$ Main circuit operation timing chart

(1)模态 1 $[t_0, t_1]$: t_0 时刻, S_1 导通, S_2 关断, 中点电压 $V_{ge} = V_{in}$, S_2 承受压降 V_{in} 。谐振电流 i_r 大于励磁电流 i_m , 能量正向传输, 整流管 SR_1 先通过二维电子气层(类似于 MOSFET 体二极管)续流^[16], 再导通 SR_1 过渡电流至沟道。励磁电感 L_m 被输出电压 V_o 钳位。 t_1 时刻, 谐振电流 i_r 等于谐振电流 i_m , 整流管 SR_1 关断。

(2)模态 2 $[t_1, t_2]$: t_1 时刻, 整流管 SR_1 关断。谐振电感 L_r 、励磁电感 L_m 、谐振电容 C_r 以频率 f_m 共同谐振。谐振频率 f_m 小即周期大, 短时间内将谐振电流 i_r 视为定值。

(3)模态 3 $[t_2, t_3]$: t_3 时刻, S_1 关断进入死区时间, $i_r = i_m = i_{m(max)}$, 谐振电流 i_r 对 S_1 输出电容 C_{oss_S1} 充电, S_2 输出电容 C_{oss_S2} 放电, V_{ge} 降低至 0。因为 $i_r > 0$, S_2 通过体二极管反向续流导通, 为零电压导通做准备。

(4)模态 4 $[t_3, t_4]$: t_4 时刻, S_1 关断, S_2 导通, R_{ds_on} 压降小于体二极管反向导通压降, 电流转移至沟道, S_2 零电压导通。电流 i_r 略滞后于电压 V_{ge} , 电流先由源极 S 流至漏极 D, 再由漏极 D 正向流至源极 S。中点电压 V_{ge} 等于 0, 开关管 S_1 承受压降为输入 V_{in} 。谐振电流 i_r 大于励磁电流 i_m , 能量正向传输, 整流管 SR_2 导通, 励磁电感 L_m 再次被输出电压 V_o 钳位。 t_4 时刻, 谐振电流 i_r 等于谐振电流 i_m , 整流管 SR_2 关断。

(5)模态 5 $[t_4, t_5]$: t_4 时刻, SR_2 关断。谐振电感 L_r 、励磁电感 L_m 、谐振电容 C_r 共同谐振。

(6)模态 6 $[t_5, t_6]$: t_5 时刻 S_2 关断进入死区时间, $i_r = i_m$, 谐振电流 i_r 对 S_2 输出电容 C_{oss_S2} 充电, S_1 输出电容 C_{oss_S1} 放电。

2.2 增益特性

由基波分析法^[17]得 LLC 谐振变换器直流增益:

$$M_{g_DC} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \frac{1}{L_n} \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2 + \left[Q \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)\right]^2}} \quad (2)$$

式中, L_n 为电感比, $L_n = L_m / L_r$; f_n 为归一化频率, $f_n = f_{sw} / f_r$; Q 为品质因数, $Q = \sqrt{L_r / C_r} / R_e$; R_e 为等效负载电阻。

$$R_e = \frac{8n^2 R_o}{\pi^2} \quad (3)$$

式中, R_o 为负载电阻; n 为变压器原副边变比。

考虑半桥 LLC 谐振变换器等效阻抗特性, 将

各个模态波形如图 3 所示:

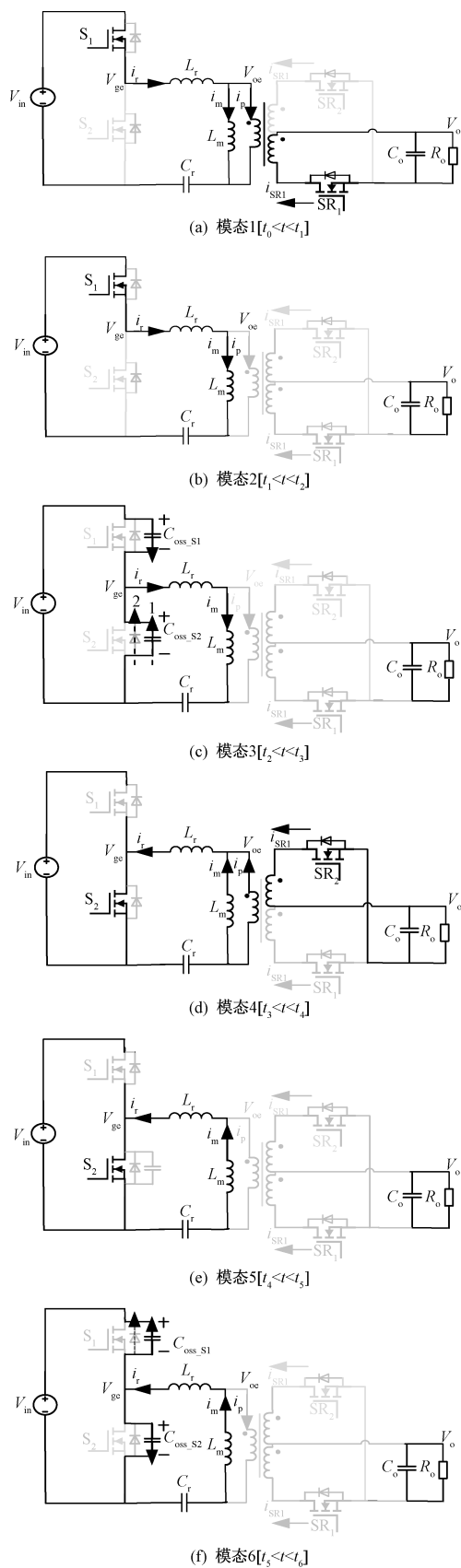


图3 LLC 谐振变换器 $f_{sw} < f_r$ 工作模式

LLC 的工作区域以原边功率管开通状态分为 2 部分,如图 4 所示;ZVS 区域和 ZCS 区域。对于采用 MOSFET 作为开关管的电路中应使电路工作于 ZVS 区域^[18-20]。其中开关频率 $f_{sw} > f_r$ 时,副边同步整流管 ZCS,不适宜选作工作区域。

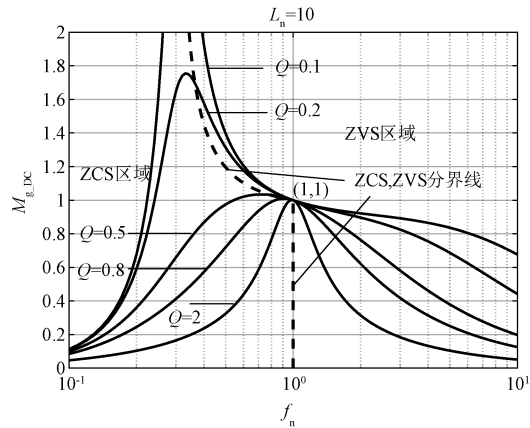


图4 LLC 谐振变换器直流增益曲线
Fig.4 LLC resonant converter DC gain curve

3 谐振参数优化选择

为了提高功率密度,本次设计开关频率选择为 1MHz,则谐振腔参数的选择设计对变换器效率影响至关重要。样机参数见表 1。

表 1 样机参数

Tab.1 Prototype parameters

参数	数值
输入电压 V_{in}/V	300
输出电压 V_o/V	37.5
设计功率 P_o/W	560
设计频率 f/MHz	1

3.1 原边功率管 ZVS

3.1.1 最大 L_n 条件

负载感性是实现 ZVS 的充分条件。死区时间内能量交换如图 5 所示,在死区时间内功率管结电容放电,使源、漏端电压降低为 0,再通过体二极管续流。谐振电流等于励磁电流最大值,近似为恒定常数:

$$i_r = i_{m_max} = \frac{nV_o}{4L_m}T \tag{4}$$

死区时间内电荷平衡关系如式(5)所示:

$$2C_{oss}V_{ds} \leq \int_0^{t_{death}} i_r dt \tag{5}$$

视 C_{oss} 恒定常数,得到 ZVS 条件励磁电感最大值:

$$L_{max} \leq \frac{t_{death}}{16C_{oss}f_{sw}} \tag{6}$$

Fig.3 LLC resonant converter $f_{sw} < f_r$ operating mode

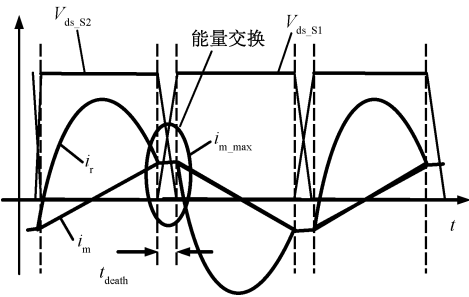


图 5 死区时间内能量交换

Fig.5 Energy exchange during dead time

励磁电感越小,励磁电流越大,更容易在死区内实现零电压导通。

3.1.2 最大 Q 条件

保持 L_n 不变, Q 随着 P_o 增大而增大,直流增益 M_{g_DC} 减小,存在最小工作频率 f_{min} 且最小频率刚好位于感性区域与容性区域分界线与最大增益交点处。故 LLC 谐振变换器在满载条件下具有实现 ZVS 的最大品质因数 Q_{max} ,此时存在感、容性负载分界线与最大增益交点 M_{max} 。

$$M_{max} = \frac{f_{min}}{\sqrt{f_{min}^2(1 + 1/L_n) - 1/L_n}} \quad (7)$$

得到最小开关频率:

$$f_{min} = [1 + L_n(1 - \frac{1}{M_{max}^2})]^{-\frac{1}{2}} \quad (8)$$

将式(8)代入式(2),得最大频率因数 Q_{max} 条件:

$$Q_{max} = \frac{1}{L_n M_{max}} \sqrt{f_n + \frac{M_{max}^2}{M_{max}^2 - 1}} \quad (9)$$

因此,通过限定 Q 值、选择合适电感 L_m 与死区时间 t_{death} 能实现原边功率管 ZVS。

3.2 最小功率器件损耗

在确定开关频率与输出要求前提下选定 Q 则选定了谐振电容 C_r 与谐振电感 L_r 。 L_m 越小,则 L_n 越小。由 3.1 节分析知, L_n 、 Q 值越小越能满足 ZVS 条件,但是谐振参数 L_n 、 Q 不能无限制减小。

变压器谐振电流有效值为:

$$I_{rms_p} = \frac{1}{8} \frac{V_o}{nR_o} \sqrt{\frac{2n^4 R_o^2 T_s^2}{L_m^2} + 8\pi^2} \quad (10)$$

将二次侧电流有效值折算至变压器原边,其有效值为:

$$I_{rect} = \frac{1}{4} \frac{V_o}{nR_e} \sqrt{\frac{5\pi^2 - 48}{12\pi^2} \frac{n^4 R_e T_s^2}{L_m^2} + 1} \quad (11)$$

谐振电流与原边功率损耗相关,二次侧电流与

整流管损耗相关。且二者均与励磁电感 L_m 相关。当电压 V_o 、功率 P_o 一定时,原边电流 I_{rms_p} 、副边整流电流 I_{rect} 与 $L_n Q$ 有如下关系:

$$\begin{cases} I_{rms_p} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \frac{V_o}{nR_o} \sqrt{1 + \frac{\pi^2}{64} (\frac{1}{L_n Q})^2} \\ I_{rect} = \frac{1}{4} \frac{V_o}{nR_o} \sqrt{\frac{5\pi^2 - 48}{3} \frac{\pi^2}{64} (\frac{1}{L_n Q})^2 + 1} \end{cases} \quad (12)$$

$L_n Q$ 与电流关系如图 6 所示,从图 6 中可见,当 $L_n Q < 1$ 时,电流急剧增大。

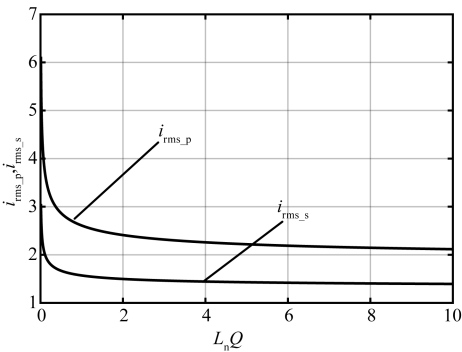


图 6 $L_n Q$ 与电流关系

Fig.6 $L_n Q$ and current relationship

综上所述,谐振参数选择在考虑功率器件损耗条件下需满足:

$$\begin{cases} L_{max} \leq t_{death} / (16C_{oss} f_{sto}) \\ Q_{max} = (L_n M_{max})^{-1} \left(f_n + \frac{M_{max}^2}{M_{max}^2 - 1} \right)^{\frac{1}{2}} \\ L_n Q > 1 \end{cases} \quad (13)$$

选取 GaN 器件 GS66508T 为原边功率管,双管并联 EPC2033 为整流器件。通过 LTspice 仿真与计算结合得到功率管器件损耗如表 2 所示。

表 2 功率管器件损耗预估

Tab.2 Prototype parameters

参数	L_n	Q	P_o/W	参数	L_n	Q	P_o/W
	14	0.15	5.69		6	0.3	5.83
	14	0.05	8.81		6	0.1	10.08
数值	10	0.2	5.73	数值	3	0.5	6.06
	10	0.1	7.02		3	0.3	7.43

结合原边 ZVS 条件最终选取 $L_n = 14$, $Q = 0.15$ 。即 $L_r = 0.8\mu H$ 、 $L_m = 10.88\mu H$ 、 $C_r = 33nF$ 。

4 LLC 谐振变换器优化设计

4.1 同步整流

为了克服二极管整流导通压降大、损耗大的劣

势,采用低导通电阻场效应管代替二极管实现同步整流降低损耗、提升效率^[21]。EPC2033 导通电阻为 $12\text{m}\Omega$ (125°C),满载导通压降为 0.249V 。NCP4305A 是适用于 1MHz 的同步整流驱动芯片,提供 $5\text{V}/4\text{A}$ 驱动能力,可直接驱动 GaN 器件,其原理如图 7 所示。

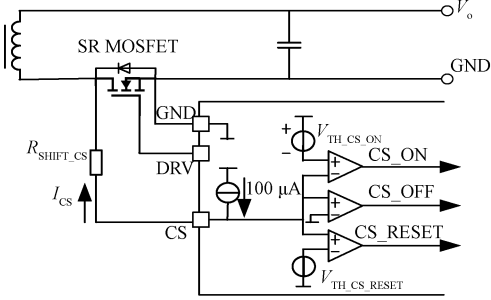


图 7 NCP4305 工作原理

Fig.7 NCP4305 working principle diagram

NCP4305 导通与关断条件为:

$$\begin{cases} V_{\text{CS_TURN_ON}} = V_{\text{TH_CS_ON}} - (R_{\text{SHIFT_CS}} I_{\text{CS}}) \\ V_{\text{CS_TURN_OFF}} = V_{\text{TH_CS_OFF}} - (R_{\text{SHIFT_CS}} I_{\text{CS}}) \end{cases} \quad (14)$$

式中, $V_{\text{TH_CS_ON}}$ 为开启电流检测阈值电压; $V_{\text{TH_CS_OFF}}$ 为关断电流检测阈值电压; $R_{\text{SHIFT_CS}}$ 为电流检测电阻; $V_{\text{TH_TURN_ON}}$ 为导通阈值电压; $V_{\text{TH_TURN_OFF}}$ 为关断阈值电压; I_{CS} 为检测电流。

查阅芯片手册知 $V_{\text{TH_CS_ON}} = -70\text{mV}$ 。在本次设计中 $R_{\text{SHIFT_CS}} = 0$, 当 CS 引脚小于 -70mV 时, NCP4305 经过 12ns 延时输出驱动信号。延时时间短, GaN 器件反向导通损耗低。

4.2 平面变压器

4.2.1 磁心设计

高频变压器磁心通常选择软磁铁氧体磁心材料, 镁锌铁氧体磁导率较低, 使用频率一般在 500kHz 以下; 锰锌铁氧体具有高磁导率, 适用于频率低于 5MHz 的应用场合; 镍锌铁氧体则具有低磁导率、高电阻率, 可用于频率范围为 2MHz 到数百兆 Hz 的场合。目前国内发展最快、规模最大的是锰锌铁氧体。通过各家公司对比, 最终选取横店东磁公司适用高频 1MHz 材料 DMR51W。采用面积乘积 (Area Product, AP) 法计算得:

$$A_p = A_e A_w = \frac{P_l}{2\Delta B k_{\text{eff}} f_s} = 3570 (\text{mm}^4) \quad (15)$$

式中, A_e 为截面面积; A_w 为窗口面积; P_l 为变压器一次、二次总功率; ΔB 为工作磁通密度的变化量,

取 $\Delta B = 80\text{mT}$; k_{eff} 为窗口利用系数; j 为绕组的电流密度。

考虑 10% 的裕量, 选择磁心 PQI32/25, 截面积 $A_e = 142\text{mm}^2$, 窗口面积 $A_w = 30.91\text{mm}^2$ 。

4.2.2 变压器绕组设计

本文设计满载功率 560W , 输出额定电压 37.5V , 输出额定电流 15A 。变压器原边绕组采用利兹线、副边绕组采用铜箔并联降低变压器铜损。为了衡量铜箔不同并联方式对电流分布的影响, 通过 Maxwell 对副边绕组并联方式仿真如图 8 所示, P_1 、 P_2 为原边两层串联绕组; $S_{1,1}$ 、 $S_{1,2}$ 为连接同步整流管 SR1 的副边并联绕组; $S_{2,1}$ 、 $S_{2,2}$ 为连接同步整流管 SR2 的副边并联绕组。分别将并联绕组对称分布 $S_{2,1}S_{1,1}P_1P_2S_{1,2}S_{2,2}$ 如图 8(a) 所示、并联绕组交错分布 $S_{1,1}S_{2,1}P_1P_2S_{1,2}S_{2,2}$ 如图 8(b) 所示。仿真结果表明并联绕组对称分布方式电流分布更均匀, 最后采用如图 8(a) 方式绕制变压器。

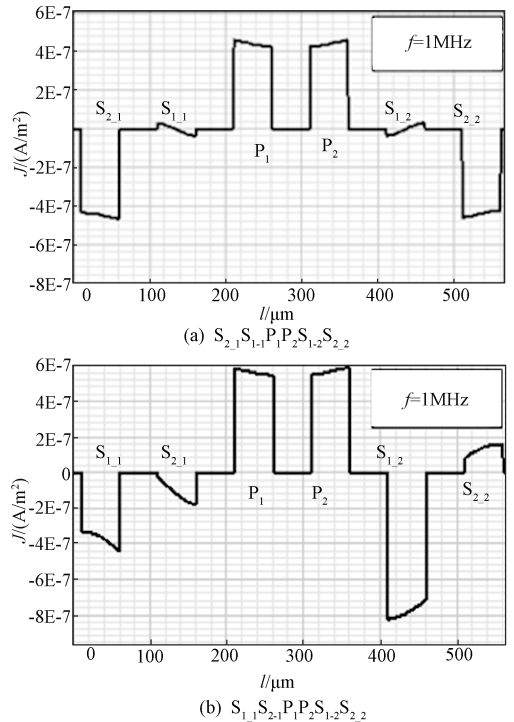


图 8 副边绕组并联方式仿真

Fig.8 Parallel connection simulation of secondary winding

通过 Maxwell 仿真, 得到变压器一、二次侧绕组交流电阻分别为 $100\text{m}\Omega$ 、 $17\text{m}\Omega$ 。估算得变压器铁损 P_{Fe} 为 2.9W , 铜损 P_{Cu} 为 6.79W 。

结合前文分析得到 LLC 谐振变换器损耗分布如图 9 所示, 总损耗约为: $P_{\text{loss}} = 15.158\text{W}$ 。

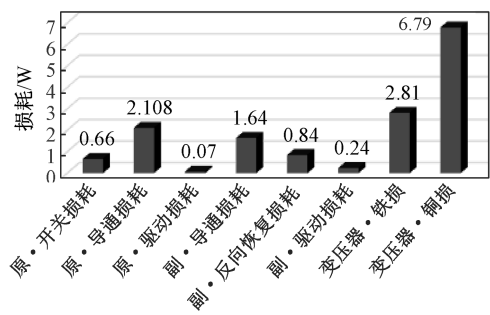


图 9 LLC 谐振变换器损耗分布

Fig.9 LLC resonant converter loss distribution

5 实验结果与分析

为验证理论设计正确性与方案可行性,研制了一台输入 300V,560W/37.5V 输出的 LLC 谐振变换器实验样机如图 10 所示,样机参数见表 3,样机尺寸为 66mm×65mm×10mm,功率密度达 13.1W/cm³。

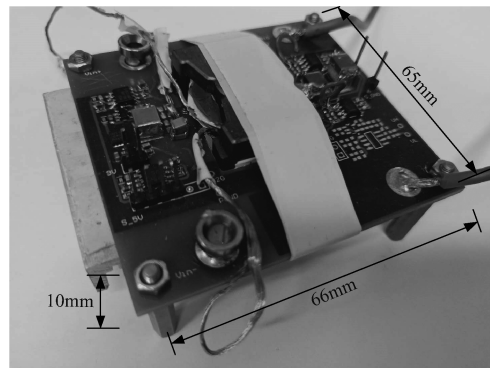


图 10 LLC 谐振变换器实验样机

Fig.10 LLC resonant converter experimental prototype

表 3 实验样机主要参数

Tab.3 Prototype parameters

参数	数值/型号
原边功率管	GS66508T
整流管	EPC2033
原边驱动芯片	Si8271
同步整流芯片	NCP4305
谐振电容/nF	33
谐振电感/ μ H	0.8
励磁电感/ μ H	10.88
负载电阻/ Ω	2.5

本文分别测试了原边驱动电压波形、副边同步整流驱动电压波形、各个输入电压条件下电压电流波形。图 11 为输入 $V_{in} = 300V$ 时下管驱动电压 V_{gs_S2} 与下管两端电压 V_{ds_S2} 电压波形,S2 能够实现 ZVS。图 12 为同步整流驱动电压 V_{gs_SR2} 与两端电压

V_{ds_SR2} 电压波形。SR2 反向导通时,电压压降 V_{ds_SR2} 接近 -2V,经过 12ns 延时,给予驱动信号 V_{gs_SR2} ,整流管 SR2 导通,反向导通时间短。

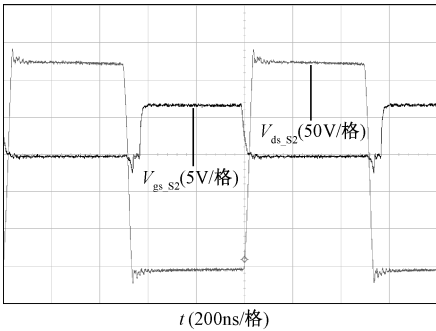


图 11 原边驱动电压与 ZVS 测试

Fig.11 Primary drive voltage and ZVS test

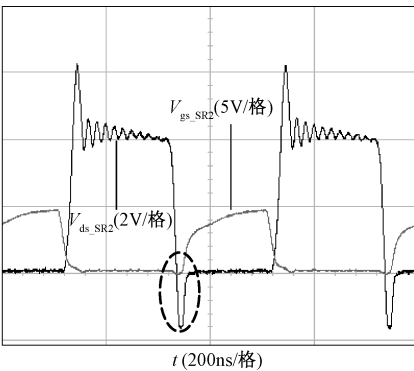


图 12 同步整流电压波形

Fig.12 Synchronous rectified voltage waveforms

图 13、图 14 为带载测试波形。电流接近正弦波形,即开关频率 f_{so} 约等于谐振频率 f_r 。

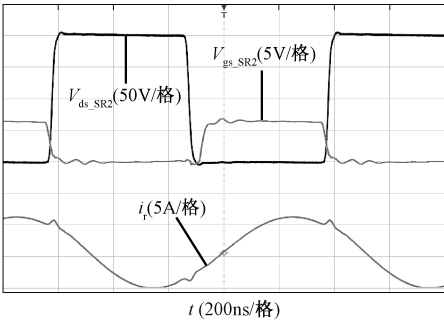


图 13 $V_{in} = 200V, P = 250W$ 测试波形

Fig.13 $V_{in} = 200V, P = 250W$ test waveforms

最后绘制了本次设计 LLC 谐振变换器效率曲线如图 15 所示。样机最高效率为 94.4% 左右。

6 结论

本文以通信网络 5G 商业应用、物联网建设中

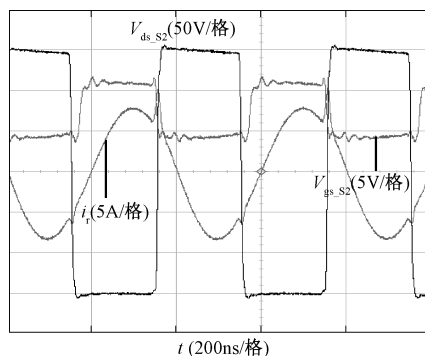
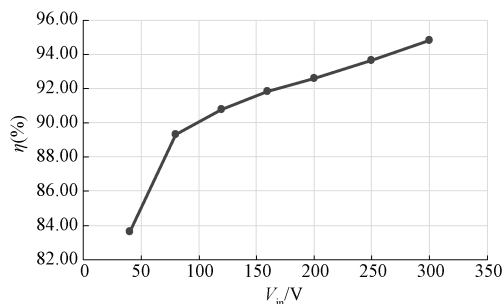
图 14 $V_{in} = 300V$, $P = 560W$ 测试波形Fig.14 $V_{in} = 300V$, $P = 560W$ test waveform

图 15 半桥 LLC 谐振变换器效率曲线

Fig.15 Efficiency curve of half-bridge LLC resonant converter

分布式电源基站扩容为设计需求,结合新型半导体材料 GaN 与典型软开关拓扑 LLC 设计了一款高频高功率密度高效率 500W/37.5V 输出的 LLC 谐振变换器样机。本次设计具有以下几个特点:

(1) 电路结构设计简单,采用一个平面变压器,比矩阵变压器 LLC 结构简单,器件更少,成本更低。

(2) 结合功率管 ZVS、器件损耗条件对谐振参数 L_n 、 Q 进一步约束,并通过 LTspice 与计算结合得到比较结果,优化谐振腔参数。

(3) 采用最新高频同步整流驱动芯片 NCP4305A,输出电压稳定且适应于 GaN HMET 驱动,集成度高,降低设计难度。

(4) 采用平面变压器,通过与东磁沟通,定制了指定高度磁心,提升了变换器功率密度。采用交错并联结构减小变压器副边绕组损耗。

实验样机验证了设计合理性与可行性。实测样机功率密度达到 $13.1W/cm^3$,最高效率为 94.48%,达到高效率高功率密度要求。

参考文献 (References):

[1] 张志忠 (Zhang Zhizhong). 通信电源技术的发展与应

用探讨 (Development and application of communication power supply technology) [J]. 通讯世界 (Communication World), 2019, 26 (2): 76-77.

[2] 金瑞明 (Jin Ruiming). 物联网形势下的 5G 通信技术应用 (Application of 5G communication technology in internet of things) [J]. 通讯世界 (Communication World), 2019, 26 (3): 10-11.

[3] 张宇 (Zhang Yu). 通信用高频开关电源技术的发展 (Development of high frequency switching power supply technology for communication) [J]. 信息通信 (Information Communication), 2017, (9): 258-259.

[4] 卢俊诚, 陈迪 (Lu Juncheng, Chen Di). 氮化镓器件在大功率电力电子系统中的应用 (Application of GaN device in high power electronics system) [J]. 电力电子技术 (Power Electronics), 2017, 51 (9): 1-2.

[5] Lazar J F, Martinelli R. Steady-state analysis of the LLC series resonant converter [A]. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition [C]. 2001. 6970842.

[6] Yang B, Lee F C, Zhang A J, et al. LLC resonant converter for front end DC/DC converter [A]. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition [C]. 2002. 7220823.

[7] Zhang W, Wang F, Costinett D J, et al. Investigation of Gallium nitride devices in high-frequency LLC resonant converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32 (1): 571-583.

[8] 谭琳琳, 王康平, 宇文甸, 等 (Tan Linlin, Wang Kangping, Yu Wendian, et al.). 基于 GaN 器件 LLC 谐振变换器的平面变压器优化设计 (Optimum design of planar transformer based on GaN LLC resonant converter) [J]. 电源学报 (Journal of Power Supply), 2016, 14 (4): 96-102.

[9] 李媛, 马红波, 柯玉连 (Li Yuan, Ma Hongbo, Ke Yulian). 基于 GaN HEMT 的高效率、高功率密度 LLC 谐振变换器的设计 (Design of high efficiency and high power density LLC resonant converter based on GaN HEMT) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (10): 58-64, 88.

[10] Huang D, Shu J, Lee F C. LLC resonant converter with matrix transformer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (8): 4339-4347.

[11] Srinivasan S, Velez O A, Parthasarathy A, et al. High energy efficiency and high power density proton exchange membrane fuel cells-electrode kinetics and mass transport [J]. Journal of Power Sources, 1991, 36 (3): 299-320.

[12] 雷鸣, 张方华, 李寿清, 等. (Lei Ming, Zhang Fang-

- hua, Li Shouqing, et al.). 矩阵变压器在 LLC 直流变压器中的应用 (Application of matrix transformer in LLC DC transformer) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (6): 54-59.
- [13] 林聪智, 何铭协, 任小永, 等. (Lin Congzhi, He Mingxie, Ren Xiaoyong, et al.). 基于矩阵变压器的 1 MHz GaN LLC 谐振变换器 (1 MHz GaN LLC resonant converter based on matrix transformer) [J]. 南京航空航天大学学报 (Journal of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics), 2018, 50 (5): 695-700.
- [14] Liu J, Zhang J, Zheng T Q, 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.
- [15] Sun X, Li X, Shen Y, et al. A dual-bridge LLC resonant converter with fixed-frequency PWM control for wide input applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32 (1): 69-80.
- [16] 秦海鸿, 张英, 彭子和, 等 (Qin Haihong, Zhang Ying, Peng Zih, et al.). 650V eGaN HEMT 短路特性研究 (Study on short circuit characteristics of 650V eGaN HEMT) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (10): 10-16.
- [17] Wu Y F, Kapolnek D, Ibbetson J P, et al. Very-high power density AlGaIn/GaN HEMTs [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2001, 48 (3): 586-590.
- [18] Wang K, Yang X, Ma H, et al. An analytical switching process model of low-voltage eGaN HEMTs for loss calculation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (1): 635-647.
- [19] Chun J Y, Kim Y C, Cho M T. A design technique for LLC resonance-type converters using a new material (GaN HEMT) and SR [J]. Journal of Computational & Theoretical Nanoscience, 2016, 22 (11): 3209-3213.
- [20] Wang K, Wang L, Yang X, et al. A multi-loop method for minimization of parasitic inductance in GaN-based high-frequency DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32 (6): 4728-4740.
- [21] 周志达, 葛琼璇, 赵鲁, 等 (Zhou Zhida, Ge Qiongxuan, Zhao Lu, et al.). 碳化硅 MOSFET 反向导通特性建模研究 (Modeling of reverse conductivity characteristics of silicon carbide MOSFET). [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (10): 10-16.

Research on high power density LLC resonant converter based on GaN device

WEI Xiao-fu¹, CHEN Shen-yang¹, ZHU Hong-keng¹, YANG Xu¹, GUO Xiang²

(1. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

2. ECU Electronics Industrial Co., Ltd., Hefei 230088, China)

Abstract: With the development of information technology, computer technology and electric vehicles, there is a great demand in the industry for isolated power supplies with high efficiency, low loss and high power density. GaN devices have the advantages of high switching speed, low on-resistance, and no reverse recovery losses. The LLC resonant topology can achieve zero-voltage conduction of the primary power tube and zero current shutdown of the rectifier. Combining the two can further increase the switching frequency and increase the power density under the premise of high efficiency. In this paper, based on the requirement of distributed single-module unit of 5G base station, and based on the optimization of the resonant cavity parameters of the LLC resonant converter, the full GaN device is used as the power device, and the synchronous rectification driving chip with the highest frequency of 1MHz and output voltage of 5V is combined. Using NCP4305A and planar transformer technology, a 560W, 300V input, 37.5V output LLC resonant converter prototype is designed and fabricated. The power density reaches 13.1W/cm³, and the highest efficiency can reach 94.48%. The experiment verifies the correctness of the design.

Key words: LLC resonant converter; high power density; gallium nitride; synchronous rectification