

DOI:10.16356/j.1005-2615.2018.05.016

基于矩阵变压器的 1 MHz GaN LLC 谐振变换器

林聪智¹ 何铭协² 任小永² 张之梁²

(1. 集美大学诚毅学院信息工程系, 厦门, 361000; 2. 南京航空航天大学自动化学院, 南京, 210016)

摘要:现代工业生产越来越重视节约能源和降低成本, 促使高效率和高功率密度成为分布式电源系统发展的主要方向。随着信息技术、计算机系统和电动汽车等领域的发展, 对具有高效率、高功率密度的隔离电源的需求显著增加。本文针对数据中心服务器电源对高效率、高功率密度的需求, 通过提升开关频率到 1 MHz 来提高变换器的功率密度; 并对传统 LLC 变换器进行研究, 阐述其工作原理及相对其他变换器的优势。在此基础上, 应用 GaN 器件、矩阵变压器和同步整流来进一步优化传统 LLC 谐振变换器; 最后设计并制作了一台 1 kW, 380 V 输入、12 V 输出实验样机, 功率密度达到 300 W/in³, 验证了理论分析的正确性。

关键词: LLC 谐振变换器; 高频; 高功率密度; 氮化镓; 矩阵变压器

中图分类号: TM46 **文献标志码:** A **文章编号:** 1005-2615(2018)05-0695-06

1 MHz GaN LLC Resonant Converter with Matrix Transformer

LIN Congzhi¹, HE Mingxie², REN Xiaoyong², ZHANG Zhiliang²

(1. Information Engineering School, Chengyi University College, Jimei University, Xiamen, 361000, China;
2. Collge of Automation, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China)

Abstract: Energy saving and cost reduction are becoming more and more important for today's industry, causing efficiency and power density to become major driving forces in modern power delivery systems. With the development of information technology, computing systems, electric vehicles and other fields, the demand for isolated power supplies with high efficiency and high power density grows significantly. In order to meet the requirements of high efficiency, high power density for data center server power supplies, the switching frequency is increased to 1 MHz. The investigation of traditional LLC converters is carried out to explain the operation principle, as well as the advantages compared with other converters. The GaN MOSFETs, matrix transformer and synchronous rectifier are applied to further optimize the traditional LLC resonant converter. Finally, a 1 kW, 380 V input, 12 V output experimental prototype with power-density of 300 W/in³ is built to verify the theoretical analysis.

Key words: LLC resonant converter; high-frequency; high power density; GaN; matrix transformer

近年来, 功率变换方面的研究越来越重视电源效率及功率密度问题。随着信息技术、计算机系统、电动汽车以及航空航天等领域的快速发展, 对具有高效率、高功率密度模块电源的需求显著增加。因此, 对广泛用于计算机、电信、数据中心、电池充电器、工业和航天中高效率和高功率密度隔离 DC-DC 变换器的研究一直是热点。新兴宽禁带半

导体器件氮化镓(Gallium nitride, GaN)功率晶体管, 具有很低的导通电阻、寄生电容, 这使得它具有损耗小、开关速度快的优点; 因为电气参数优异, GaN 器件能有效提高功率变换器的工作频率, 并且取得更高的效率和功率密度; 它们能在几纳秒之内切换几百伏的电压, 这就给了它们工作在上兆赫兹的能力^[1,2]。

收稿日期: 2017-10-21; 修订日期: 2018-01-18

通信作者: 张之梁, 男, 教授, 博士生导师, E-mail: zlzhang@nuaa.edu.cn.

引用格式: 林聪智, 何铭协, 任小永, 等. 基于矩阵变压器的 1 MHz GaN LLC 谐振变换器[J]. 南京航空航天大学学报, 2018, 50(5): 695-700. LIN Congzhi, HE Mingxie, REN Xiaoyong, et al. 1 MHz GaN LLC resonant converter with matrix transformer[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2018, 50(5): 695-700.

GaN 在负载点(Point of load, PoL)变换器、数据服务器以及高性能通信服务器中使用的 50~250 V 电源领域已经引起广泛关注;与此同时,高压 GaN 器件在开关电源适配器、太阳能电池板光伏逆变器、电机驱动以及电动汽车等领域的应用也越来越广泛;随着变换器功率密度、效率等要求的进一步提高, GaN 器件的应用会越来越广泛,需求将越来越大^[3]。矩阵变压器从单个变压器演变而来,其定义为相互连接的元件阵列使其功能和单个变压器一样,即将单个变压器分为多个。对于高压输入、低压大电流输出的场合,选择原边串联副边并联的结构最为合适。

在上述应用中,数据中心服务器的效率性能和成本是最引人关注的。在数据中心内,所有主要设备如多核处理器、存储器、芯片组和硬盘驱动器都由 12V 总线供电。国际电子制造计划提出一种将变换器直接放置在主板上的架构,如图 1 所示。这种架构可以避免使用庞大的电缆并解决与之相关的损耗问题。为了将高压 DC-DC 转换器放置在 CPU 母板上,该转换器必须效率高、密度高以与其他设备兼容。目前,大多数 380 V/12 V 隔离变换器产品工作于 50~100 kHz,功率密度小于 114 W/in³,且体积过大不能直接放置在母板上^[4]。为了适应上述应用需求,开发具有高效率、高功率密度和隔离 DC-DC 变换器是工业界关注的热点。

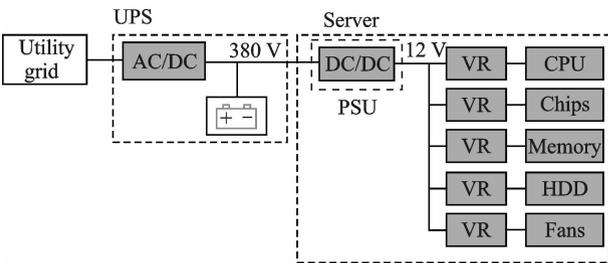


图 1 数据中心的分布式电源系统

Fig. 1 Distributed power system in the data center

LLC 谐振变换器以其可在全负载范围内实现原边开关管的零电压开关(Zero voltage switch, ZVS)开通和低关断电流、副边整流器的零电流开关(Zero current switch, ZCS)和有效抑制电磁干扰的优势,一直成为高功率密度和高效率 DC-DC 场合的首选。GaN 器件在 LLC 变换器中的应用可以将开关频率提高到 MHz,并且在 400/12 V, 300 W 和 1 MHz 情况下相对 Si 器件,可以减小 20% 损耗^[5]。但是其输出功率只有 300 W,功率不够高。在高频、kW 输出场合,功率变压器的性能对变换器的性能有着极大的影响。在输出低压大电流的情况下,副边绕组并联不可避免。副边采用

印刷电路板(Printed circuit board, PCB)绕组可以方便输出滤波器和滤波电容的集成,以减小漏感和绕组终端损耗^[6]。但是为了完成整个变压器,多个单元需要并联连接;原副边都是并联则不可避免地存在均流问题且原边绕组连接也非常复杂。上述问题可以通过原边串联,副边并联的变压器结构来解决^[7]。但是这种原边利兹线,副边 PCB 绕组并联结构依旧连接复杂,而且对于单个变压器在此种低压大电流的场合可能难以设计,多个绕组堆叠并联输出导致磁芯偏高,功率密度难以提高、漏感大、绕组电流密度大和散热性能不够良好等问题。矩阵变压器技术能降低变压器高度、有效地降低绕组的磁动势(Magnetic motive force, MMF),从而减小漏感和绕组的交流阻抗并且将热分散,进一步提高功率密度和效率^[8,9],但是文中没有给出详细的设计过程,并且原副边不都是 GaN 器件。

本文针对计算机、数据中心的应用需求,研究高效率和高功率密度隔离 DC-DC 变换器。首先分析传统半桥 LLC 谐振变换器工作原理及其相对于其他变换器的优势;接着对传统半桥 LLC 进行优化,功率管均采用 GaN 器件,采用矩阵变压器和同步整流技术得到主电路拓扑并给出详细参数设计,同步整流方案与变压器仿真结果;最后搭建样机进行实验验证。

1 LLC 谐振变换器

软开关 PWM 变换器可以实现开关管的零电压开关,从而可以降低开关损耗、提高开关频率,然而传统软开关 PWM 变换器的问题依然存在。一是 ZVS 可能无法在全负载范围内保持;二是副边整流器电压电流变化急剧,会承受很高的开关损耗和电压应力。与软开关 PWM 变换器相比,LLC 谐振变换器具有很大的优势:(1)可在全负载范围内实现原边开关管的 ZVS 开通和低关断电流;(2)副边整流器可以实现 ZCS;此外它还能更好地抑制电磁干扰。因此 LLC 谐振变换器更适合高功率密度,高效率 DC-DC 场合。传统的半桥 LLC 谐振变换器拓扑如图 2 所示,它由开关网络、谐振网络和整流滤波网络构成。开关网络由两个主开关管构成半桥结构,采用占空比为 50% 带有死区的互补驱动方式驱动,主要用来产生对称的方波电压。LLC 谐振网络由谐振电感 L_r 、激磁电感 L_m 和谐振电容 C_r 构成, C_r 同时也起着隔直电容的作用。变压器副边整流网络由二极管 D_1, D_2 组成全波整流,输出电压经过 C_o 滤波后给负载供电。

开关频率小于谐振频率是 LLC 谐振变换器最常见的工作区域,其工作波形如图 3 所示。

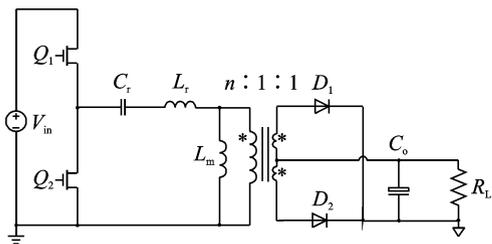


图 2 半桥 LLC 谐振变换器

Fig. 2 Half-bridge LLC resonant converter

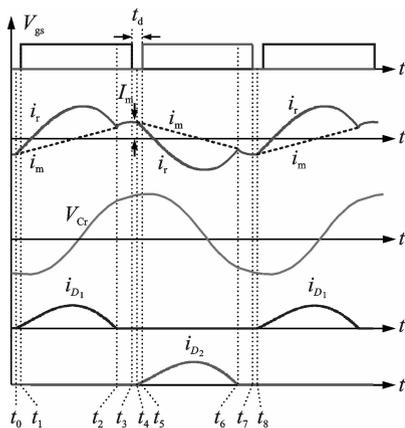


图 3 半桥 LLC 工作波形图

Fig. 3 Working waveforms of half-bridge LLC

2 LLC 谐振变换器优化设计

2.1 拓扑设计

2.1.1 功率器件选取

硅是一种广泛应用的半导体材料。相比于锗、硒等其他半导体材料,硅的优势在于具有更高的可靠性、使用方便,成本也相对较低。但是,任何东西都有其极限, Si 半导体材料也不例外,经过多年发展, Si 器件已经难以进行创新来适应当今社会对开关电源高频、高效率以及高功率密度的严格需求,这就促使新材料器件的产生。新出现的宽禁带半导体器件 GaN 寄生电容小、开关速度快且导通损耗小;应用 GaN 器件能将变换器的开关频率提上一个新的台阶,从而大大提高功率密度。本文应用 GaN 器件作为主功率管,将开关频率推至 1MHz,原边选用 Gansystem 公司的 GS66508B 高压 GaN 器件,驱动芯片采用 Si8273 隔离驱动芯片;副边选用 EPC 公司的 EPC2015C 器件,驱动采用同步整流芯片 NCP4305 直接驱动。

2.1.2 矩阵变压器技术

平面变压器相对传统绕线型变压器有许多突出的优势,主要体现为:有更低的外形轮廓、更高的表面积与体积比,这就会有更好的温度特性;由 PCB 机器制造的绕组更精确和一致,使得磁性元件设计具有高度可控和可预测性的寄生参数;PCB 绕组之间易于实现夹绕,且分布安排更合理^[10]。

但是,单个平面变压器在此种低压大电流的场合可能难以设计。磁芯偏大、漏感大、绕组电流密度大、散热性能不够良好以及副边同步整流管电流应力大等都是面临的问题。

本文应用矩阵变压器技术(图 4)对此种低压大电流的场合进行优化。应用原边串联副边并联的矩阵变压器结构不仅能够自动实现副边均流,还通过多个并联的输出绕组实现分流,减少副边开关管的导通损耗,并通过在多个元件上分配功率损耗来提高散热性能。另一方面,矩阵变压器结构还能有效地降低绕组的磁动势,从而减小漏感和绕组的交流阻抗。不仅如此,矩阵变压器还易于实现与副边同步整流管的集成,减小终端损耗和环路电感。

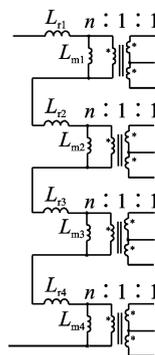


图 4 矩阵变压器结构图

Fig. 4 Structure of matrix transformer

2.1.3 同步整流技术

低压大电流输出情况下,二极管整流已经难以满足高效率的要求。相比之下,开关管导通时的电压比二极管导通时的电压小得多,因此,本文应用同步整流技术来减小副边导通损耗。副边同步整流基本原理如图 5 所示,当电流 I_{sd} 为图中所示方向时, GaN 器件反向导通, U_{ds} 变为负, NCP4305 通过 CS 脚检测到电压小于 -75 mV , 此时芯片 DRV 脚会给出驱动信号,而一旦 U_{ds} 电压高于 0 V , 则驱动消失。

2.1.4 主电路拓扑

结合 GaN, 矩阵变压器技术和同步整流技术,可以得到主电路拓扑。基于 GaN 和矩阵变压器的主电路拓扑如图 6 所示,原副边均为 GaN 新型器件,单个变压器分成了 4 个原边串联,副边并联的小变压器;副边同步整流通用 IC 检测同步整流管漏源极电压来相应的产生驱动信号。

2.2 关键参数设计

LLC 谐振变换器在谐振点的效率最高,所以按照额定工作点在谐振频率处进行设计,取输入电压 $V_{in,nom} = 380\text{ V}$, 输出电压 V_o , 此时,变换器的直

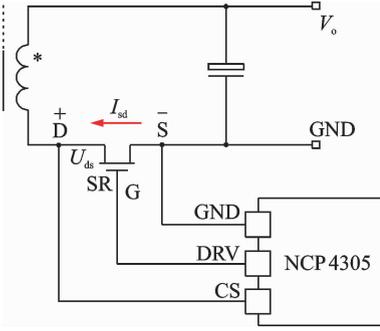


图5 同步整流基本原理

Fig. 5 Basic principle of synchronous rectification

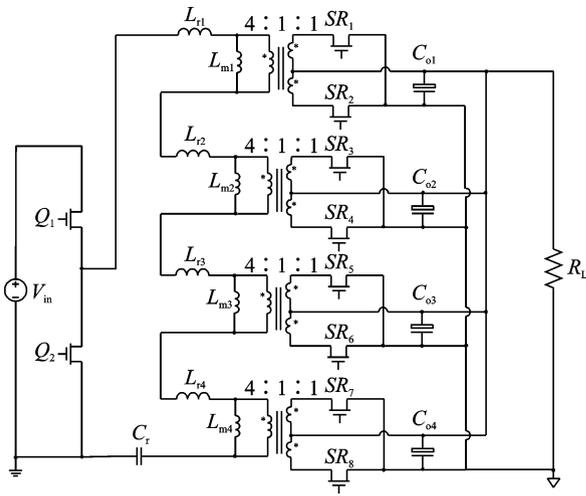


图6 基于 GaN 和矩阵变压器的半桥 LLC 主电路拓扑

Fig. 6 Main circuit topology half-bridge LLC based on GaN and matrix transformer

流增益为 M 为 1。由此可得变压器的匝比 n , 取 $n=16$ 。

$$n = \frac{MV_{in_nom}}{2V_o} = 15.833 \quad (1)$$

再由最小、最大输入电压 $V_{in_min} = 360$ V, $V_{in_max} = 400$ V, 最大、最小输出电压 $V_{omax} = 12.2$ V, $V_{omin} = 11.8$ V, 可得相应的最小、最大电压增益, 有

$$M_{min} = \frac{2nV_{omin}}{V_{in_max}} = 0.944 \quad (2)$$

$$M_{max} = \frac{2nV_{omax}}{V_{in_min}} = 1.944 \quad (3)$$

λ 为激磁电感 L_m 与谐振电感 L_r 的比值, 其值越小, 获得相同电压增益的频率变化范围越小, 越大则原边开关管导通损耗和开关损耗越小, 因为 λ 越大则表明激磁电感越大, 而原边、副边电流的有效值都只和激磁电感和频率有关, 激磁电感越大, 有效值电流越小; 原边开关管开关损耗只包含关断损耗, 而关断电流是激磁电感的电流峰值, 所以只要激磁电感越大, 关断电流就越小, 这样开关损耗越小。综合考虑, 取 $\lambda=4$ 。二元件谐振频率为额定开关频率 1 MHz, 式(4)为直流电压增益, 其中

归一化频率 $f_n = f_s/f_r$, Q 为品质因数。

$$M(\lambda, f_n, Q) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{\lambda} - \frac{1}{f_n^2}\right)^2 + \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2 \times Q^2}} \quad (4)$$

根据最大、最小直流电压增益, 选取 $Q=0.6$ 时的曲线作为满载工作曲线, 根据式(5, 6)可以解出 $L_r = 2.8 \mu\text{H}$, $C_r = 8.9 \text{ nF}$ 。相应的 $L_m = 11.4 \mu\text{H}$ 。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} = 1 \times 10^6 \text{ Hz} \quad (5)$$

$$Q = \frac{\pi^2 \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{8n^2 R_{dc}} = 0.6 \quad (6)$$

2.3 平面矩阵变压器的设计

矩阵变压器是在平面变压器的基础上加以改进, 将一个变压器整体分为多个, 但整体性能和单个一样, 这样就可以有效地将大电流进行分散, 减小绕组损耗。由于变压器的匝比为 16:1, 可分为 4 个原边串联, 副边并联的 4:1 变压器。原边电流的有效值见式(7), 副边全波整流单个绕组的电流有效值见式(8)。

$$I_{prms} = \frac{V_o}{8R_L n} \sqrt{\frac{2n^4 R_L^2}{L_m^2 f_s^2} + 8\pi^2} = 6.506 \text{ A} \quad (7)$$

$$I_{srms} = \frac{1}{4} \times \frac{\pi}{4} \frac{V_o}{R_L} \sqrt{\frac{(5\pi^2 - 48)n^4 R_L^2}{12\pi^4 L_m^2 f_s^2} + 1} = 16.461 \text{ A} \quad (8)$$

由于副边电流较大, 变压器副边绕组只取 1 匝, 并取磁感应强度最大值 $B_m = 0.05$ T, 磁摆幅最大值 $\Delta B = 2B_m$ 。

根据式(9)可得变压器的磁芯面积为

$$A_e = \frac{V_o}{2f_s \Delta B N_s} = 60 \text{ mm}^2 \quad (9)$$

选取东磁 ECW23A 型号磁芯, 相应的 A_e 为 61 mm^2 , 可保证 PCB 绕组宽度是 5 mm, 取原副边电流密度为 $J_p = 15 \text{ A/mm}^2$, $J_s = 15 \text{ A/mm}^2$, PCB 绕组厚度为 2 盎司, 则相应的原副边所需要并联的层数为

$$C_p = \frac{I_{prms}}{0.07 \times 5J_p} = 1.239 \quad (10)$$

$$C_s = \frac{I_{srms}}{0.07 \times 5J_s} = 3.135 \quad (11)$$

取 $C_p=1$, $C_s=3$, 由于副边是全波整流, 有两个绕组, 所以构成所需平面变压器一共需要 $4C_p + 2C_s = 10$ 层板, 兼顾成本, 这 10 层板由 2 个 6 层板构成, 主板内包含 5 匝绕组, 另外 5 匝以叠绕组的形式, 通过通孔焊盘与主板相连。平面变压器的绕组排布方式为 PPSPPS(S 代表副边, P 代表原边),

副边放在最下层以方便副边同步整流管,输出电容与副边绕组的集成,减小由过孔带来的损耗。

由于平面矩阵变压器采用 PCB 作为绕组,一旦生产加工就无法改变,所以在制作之前有必要进行有限元仿真分析,初步获得激磁电感、漏感 R_{ac} 的值以用于分析计算,还可以得到绕组电流密度分布。

在 Maxwell 仿真软件中建立变压器仿真模型,由仿真结果可得激磁感 $L_m = 2.7 \mu\text{H}$,漏感 $L_s = 200 \text{ nH}$,原边绕组交流电阻 $R_{ac_pri} = 70 \text{ m}\Omega$,副边绕组交流电阻 $R_{ac_sec} = 5 \text{ m}\Omega$ 。根据电流密度分布可以对变压器绕组进行优化,解决边缘磁通切割绕组造成局部过热的问题。

2.4 闭环系统结构

本文采用数字控制的调频控制,图 7 给出了变换器数字控制方案框图,采用 ST 公司 STM32F407 控制芯片。通过采样输出电压,经过 PI 调节器,DPWM 根据 PI 控制的结果生成频率变化的 PWM 信号,Driver 驱动器生成驱动型号,驱动 GaN 器件,控制输出电压稳定。

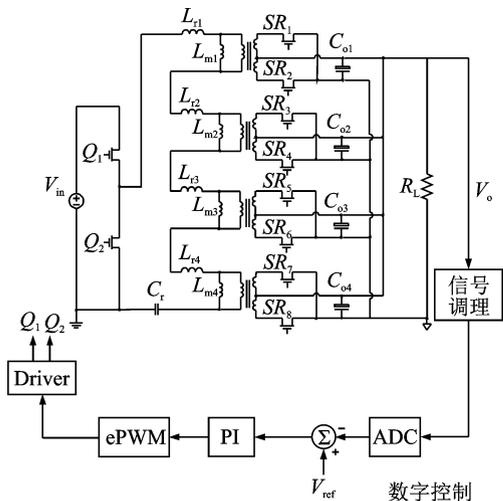


图 7 数字控制方案

Fig. 7 Block diagram of digital control

3 实验结果及分析

为了验证理论分析的正确性,搭建了 1 台 1 MHz, 380 V/12 V 和 1 kW LLC 谐振变换器实验样机,实验样机的参数见表 1,主要元器件型号如表 2 所示。

表 1 实验样机参数

Tab. 1 Parameters of prototype

| 参数 | 数值 | 参数 | 数值 |
|--------|---------|------------------------|------|
| 输入电压/V | 360~400 | 谐振电感 $L_r/\mu\text{H}$ | 2.8 |
| 输出电压/V | 12 | 谐振电容 C_r/nF | 8.9 |
| 变压器变比 | 16 : 1 | 激磁电感 $L_m/\mu\text{H}$ | 11.4 |

表 2 主要元器件列表

Tab. 2 List of main components

| 元器件 | 原边开关管 Q_1, Q_2 | 同步整流管 $SR_1 \sim SR_8$ | 原边驱动 | 副边同步整流驱动 |
|--------------|------------------|------------------------|--------------|------------------|
| 生产厂家 | Gansystem | EPC | SILICON LABS | ON Semiconductor |
| 型号 | GS66508B | EPC2015C | Si8273 | NCP4305 |
| V_{ds} | 630 V | 40 V | — | — |
| $R_{ds(on)}$ | 50 m Ω | 4 m Ω | — | — |
| Q_g | 5.8 nC | 8.7 nC | — | — |

原边功率管和副边同步整流管均是 GaN 新型器件,分别是 Gansystem 和 EPC 公司的。磁芯材料为东磁的高频磁芯材料 DMR51,变压器激磁感和漏感均用作了谐振元件。样机功率密度达到 300 W/in³,是传统的将近 3 倍。实验样机如图 8 所示。

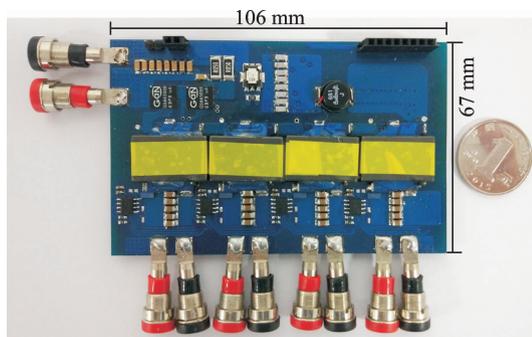


图 8 实验样机图

Fig. 8 Experimental prototype

轻载时,半桥下管的漏源电压、驱动电压和谐振电流的稳态波形如图 9 所示,通道 1 为谐振电流波形,通道 2 为驱动电压波形,通道 R2 为漏源极电压波形。可以看出当 V_{ds} 为零时, V_{gs} 才开始上升,即实现了原边开关管的 ZVS。

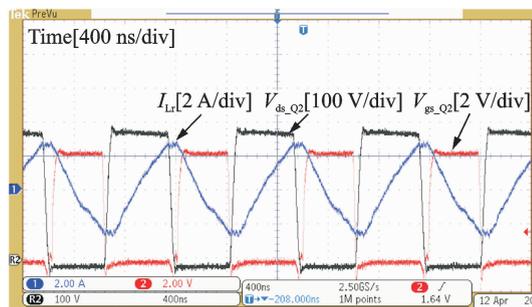


图 9 轻载半桥下管 V_{ds} 和 V_{gs} 及谐振电流波形

Fig. 9 V_{ds} and V_{gs} and resonant current waveforms of the low-side transistor at light load

副边同步整流管的漏源极电压 V_{ds} 和栅源极电压 V_{gs} 的稳态波形如图 10 所示。图中所示全波整流同步整流管 SR_1 ,通道 1 为谐振电流波形,通

道2为同步整流驱动电压波形,通道3为漏源极电压波形。同步整流芯片通过检测同步整流管的漏源电压的正负来产生驱动信号。可以看出,从漏源极电压比0小到同步整流驱动开始上升,之间仍然有一定的延迟时间,这是同步整流芯片产生的延迟,在十几纳秒左右;而漏源电压一旦大于0,驱动电压立即下降,基本没有延迟。整体可以看出同步整流工作正常。

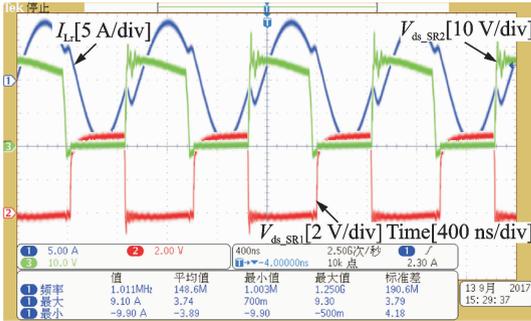


图10 满载同步整流管 V_{ds} 和 V_{gs} 波形

Fig. 10 V_{ds} and V_{gs} waveforms of the synchronous rectifier at full load

图11为实测1 MHz, 1 kW和380 V/12 V样机效率曲线,在1 MHz的高频下,样机效率依旧高达94%,功率密度达到300 W/in³。

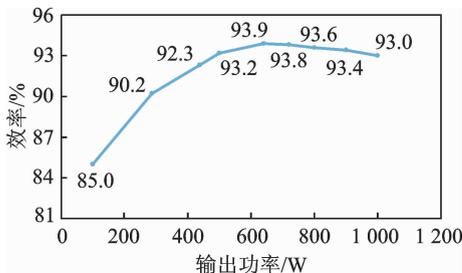


图11 样机效率曲线

Fig. 11 Efficiency curve of the prototype

4 结束语

本文针对数据中心服务器对高效高功率密度隔离DC-DC变换器的应用需求,分析了LLC谐振变换器在这种应用场合的独特优势;通过应用GaN新型器件将开关频率提高到1MHz,进而提高了功率密度;在低压大电流的应用场合,通过应用矩阵变压器和同步整流来进一步优化传统LLC变换器,减小了漏电感和交流绕组损耗。最后搭建了1台1 MHz, 380 V/12 V和1 kW LLC谐振变换器实验样机,效率高达94%,功率密度达到300 W/in³。

参考文献:

- [1] OKUMURA H. Present status and future prospect of wide-gap semiconductor high-power devices [J]. Japanese Journal of Applied Physics, 2006, 45(10A): 7565-7586.
- [2] OZPINECI B, TOLBERT L, ISLAM S. Comparison of wide bandgap semiconductors for power applications [C]//Recent Advances in Microwave Theory and Applications, Microwave 2008, International Conference on, [S. l.]: IEEE, 2003: 878-881.
- [3] 孙彤. 氮化镓功率晶体管应用技术研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2015.
SUN Tong. Research on application technology of GaN power transistor[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2015.
- [4] MU M, LEE F C. Design and optimization of a 380-12 V high-frequency, high-current LLC converter with GaN devices and planar matrix transformers[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(3): 854-862.
- [5] 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.
- [6] YAN C, LI F, ZENG J, et al. A novel transformer structure for high power, high frequency converter [C]//2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference. Orlando, FL: [s. n.], 2007: 214-218.
- [7] FU D, LEE F C, WANG S. Investigation on transformer design of high frequency high efficiency DC-DC converters [C]//2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Palm Springs, CA: [s. n.], 2010: 940-947.
- [8] HUANG D, JI S, LEE F C. LLC resonant converter with matrix transformer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4339-4347.
- [9] 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.
- [10] HURLEY W, OUYANG Z. High frequency planar magnetics for power conversion [C]//IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (seminar). Tampa, Florida: [s. n.], 2017: 1-14.