

基于 GaN HEMT 的高效率、高功率密度 LLC 谐振
变换器的设计

李 媛, 马红波, 柯玉连
(西南交通大学电气工程学院, 四川 成都 611756)

摘要: 氮化镓器件凭借开关速度快、导通电阻小等优势,可使开关电源在高频率工作时兼顾转换效率。同时,开关频率的提高可以减小系统无源元件的体积,进而提高变换器的功率密度。LLC 谐振变换器因其本质的软开关特性,可以实现原边开关管零电压导通及副边整流管零电流关断,可进一步降低系统高频工作时的开关损耗,提升变换器的效率。以 IEEE IFEC 2017 的要求为指标,在对 LLC 谐振变换器进行谐振参数优化的基础上,采用 GaN HEMT 作为原边开关管,结合同步整流技术和平面变压器技术,研制了一台 360~400V 输入,750W/12V 输出的 LLC 谐振变换器原理样机,整体功率密度达 8.27W/cm³,最高效率为 96.23%。实验结果验证了设计方案的可行性和先进性。

关键词: 高效率; 高功率密度; LLC 谐振变换器; 氮化镓; 同步整流

DOI: 10.12067/ATEEE1807087 **文章编号:** 1003-3076(2018)10-0058-07 **中图分类号:** TM46

1 引言

近年来,高效率、高功率密度已经成为电力电子装置的发展趋势。转换效率和功率密度的提高可以通过两种途径去实现。第一,采用性能更优的半导体器件,第二,从拓扑角度去考虑,例如采用软开关技术减小系统的损耗。一方面,传统的 Si 半导体器件性能已接近其理论极限,限制了电力电子变换器效率、功率密度进一步提高^[1]。氮化镓(GaN)器件的出现,为电力电子变换器性能的优化提供了新的解决方案。相对于传统 Si 半导体器件, GaN 高电子迁移率晶体管(High Electron Mobility Transistor, HEMT)具有导通电阻低,切换速度快等优势,可使变换器工作在更高的开关频率,从而减小无源元件的体积,显著提高变换器的功率密度^[2,3]。相比于 SiC 器件,600V 左右的 GaN HEMT 内部寄生电容更小且不存在反向恢复电荷,因此在高频工作时, GaN HEMT 开关速度更快,转换效率更高,散热特性更

好^[4],且封装更小,更利于变换器功率密度和效率的提高。另一方面,开关频率的提高必然会带来开关损耗的增加^[1],软开关技术可以大大降低变换器在高频工作时的开关损耗,提升转换效率。相较于传统硬开关变换器,LLC 谐振变换器能够在较宽的输入电压及负载范围内实现原边开关管的零电压开通(Zero Voltage Switching, ZVS)和副边整流管的零电流关断(Zero Current Switching, ZCS),特别适合高频工作场合,具有效率高、功率密度大、电磁干扰(Electron Magnetic Interference, EMI)小等优点,因而在电力电子变换器中得到广泛应用^[5-8]。

本文以数据中心供电为应用场景,研究和设计了一款高效率、高频率、高功率密度隔离型 DC-DC 变换器。该变换器的特点包括:① 在分析 LLC 谐振变换器的工作原理与特性基础上,以 IEEE IFEC 2017 具体指标,优化了 LLC 谐振参数;② 采用 GaN HEMT 作为原边开关管,并进行了可靠的驱动设计;③ 采用同步整流(Synchronous Rectifying, SR)技术

收稿日期: 2018-07-30

基金项目: 国家自然科学基金项目(51407149; 51777176; 61733015)、中央高校基本科研业务费专项资金项目(2018GF03)

作者简介: 李 媛(1993-),女,陕西籍,硕士研究生,研究方向为高效率 DC-DC 变换器拓扑及控制;
马红波(1981-),男,陕西籍,副教授,博士,研究方向为高效率、高功率密度电力电子技术及应用(通讯作者)。

降低低压大电流场合下副边整流管的损耗^[9,10];④运用平面变压器技术进一步减小磁性元件的体积^[11,12]。最后,研制了一台 750W/12V 输出的原理样机,实验结果证明了方案的合理性和先进性。

2 LLC 谐振变换器工作原理与特性

半桥 LLC 谐振变换器基本结构如图 1 所示, Q_1 与 Q_2 互补导通,产生幅值为 V_m ,谷值为 0 的方波信号输入到谐振网络,经谐振网络产生正弦电流,通过变压器耦合到副边,最后整流输出。谐振网络由谐振电感 L_r ,谐振电容 C_r 及变压器 TR 的励磁电感 L_m 组成,故存在两个谐振频率 f_r 和 f_m ,表达式为:

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

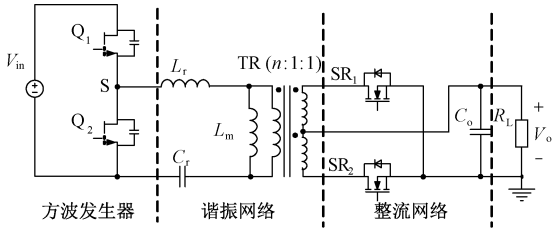


图 1 LLC 谐振变换器

Fig. 1 LLC resonant converter

根据基波分析法^[7],得到 LLC 谐振变换器的电压增益 M 如下:

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

式中

$$L_n = \frac{L_m}{L_r}, Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{ac}}, R_{ac} = \frac{8n^2 R_L}{\pi}$$

$$f_n = \frac{f_s}{f_r}, n = \frac{N_p}{N_s}$$

根据式(2)绘制出不同 Q 值下 LLC 电压增益曲线,如图 2 所示。通过图 2 中的两条虚线可以将其划分为 3 个工作区域,区域 1: $f_s > f_r$,谐振网络呈感性,可实现原边开关管 ZVS,但无法实现副边二极管 ZCS;区域 2: $f_m < f_s < f_r$,谐振网络呈感性,可实现原边开关管 ZVS 和副边二极管 ZCS;区域 3: $f_s < f_m$,谐振网络呈容性,软开关失效。为了保证 Q_1 与 Q_2 实现 ZVS,需要保证变换器工作在区域 1 与区域 2^[8]。

以 $f_s = f_r$ 为例,对 LLC 谐振变换器工作模式进行分析,如图 3 所示。不同工作模式对应的主要波形如图 4 所示。

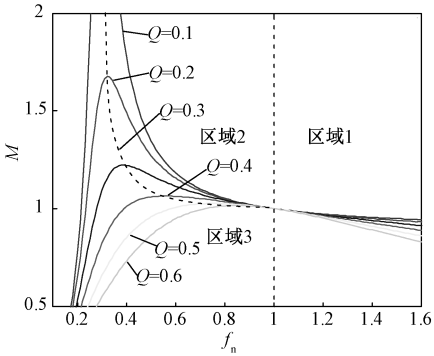
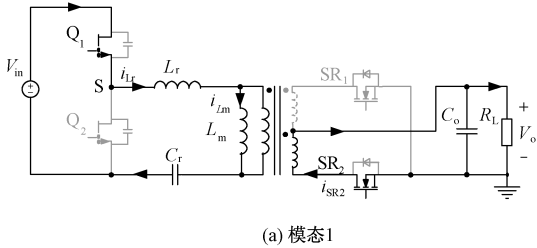
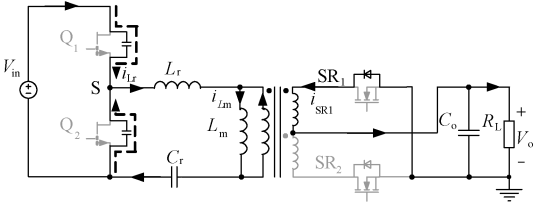


图 2 LLC 谐振变换器增益曲线

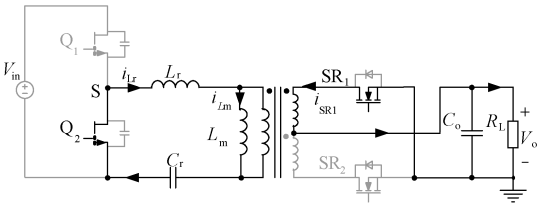
Fig. 2 Gain characteristics of LLC resonant converter



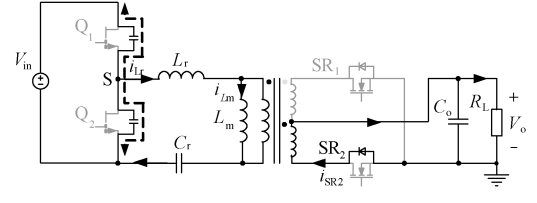
(a) 模式 1



(b) 模式 2



(c) 模式 3



(d) 模式 4

图 3 LLC 谐振变换器工作模式

Fig. 3 Operation modes of LLC resonant converter

(1) 工作模式 1 [$t_0 < t < t_1$]: $t = t_0$ 时刻,开关管 Q_1 导通, L_r 、 C_r 参与谐振,谐振电流 i_r 以正弦规律变化, L_m 被 n 倍的输出电压钳位,励磁电流 i_m 以斜率 nV_o/L_m 线性上升, $i_r > i_m$,副边电流流过 SR_2 。

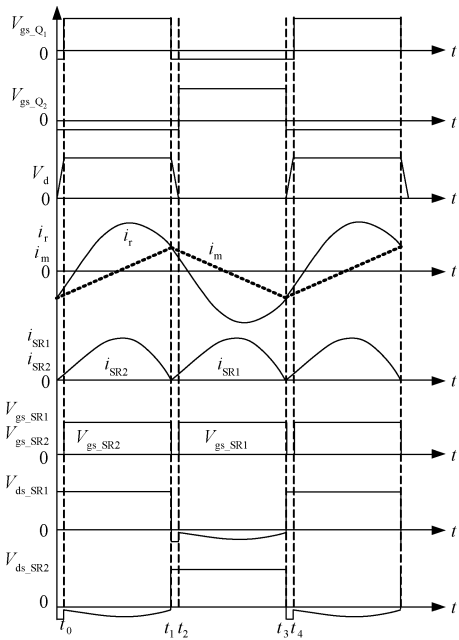


图 4 LLC 谐振变换器工作波形($f_s = f_r$)

Fig. 4 Operation waveforms of LLC resonant converter at $f_s = f_r$

(2) 工作模式 2 [$t_1 < t < t_2$]: $t = t_1$ 时刻, 开关管 Q_1 关断, $i_r = i_m$, 副边整流电路电流为 0, SR_2 实现零电流关断。此时, 谐振电流开始给 Q_2 的寄生电容放电, 给 Q_1 的寄生电容充电, Q_2 漏源极两端电压 V_{ds_Q2} 开始下降, 当 V_{ds_Q2} 下降至 0 时, 由于 $i_r > 0$, V_{ds_Q2} 反向增加, GaN HEMT 通过其漏极与源极之间的二维电子气层 (Two-Dimensional Electron Gas, 2DEG) 实现反向导通。为 Q_2 零电压导通创造条件。在此段时间内, $i_r < i_m$, 副边换流, SR_1 的体二极管先导通很短时间, 直到同步整流检测电路检测到有电流流过时, SR_1 导通。

(3) 工作模式 3 [$t_2 < t < t_3$]: $t = t_2$ 时刻, 开关管 Q_2 导通, 随后 L_r 、 C_r 参与谐振, L_m 被 n 倍的输出电压反向钳位, 励磁电流 i_m 以斜率 nV_o/L_m 线性下降, $i_r < i_m$, 副边电流流过 SR_1 。

(4) 工作模式 4 [$t_3 < t < t_4$]: $t = t_3$ 时刻, 开关管 Q_2 关断, $i_r = i_m$, 副边整流电路电流为 0, SR_1 实现零电流关断。此时, 谐振电流开始给 Q_1 的寄生电容放电, 给 Q_2 的寄生电容充电, Q_1 漏源极两端电压 V_{ds_Q1} 开始下降, 当 V_{ds_Q1} 下降至 0 时, 由于 $i_r < 0$, V_{ds_Q1} 反向增加, GaN HEMT 通过其漏极与源极之间的 2DEG 实现反向导通。为 Q_1 零电压导通创造条件。在此段时间内, $i_r > i_m$, 副边换流, SR_2 的体二极管先导通很短时间, 直到同步整流检测电路检测到有电流流过时, SR_2 导通。

3 LLC 谐振参数优化

参照如表 1 所示的 IEEE IFEC-2017 指标, 采用半桥 LLC 谐振变换器拓扑。

表 1 样机设计指标

Tab. 1 Specifications for prototype	
参数	数值
输入电压 V_{in}/V	360 ~ 400
额定输入电压 V_{nom}/V	380
输出电压 V_o/V	12
输出电压纹波 $\Delta V_{pp}/mV$	< 100
最大输出功率 P_o/W	750

为了实现最高的转换效率, LLC 谐振参数具体参数优化和计算如下:

(1) 首先根据额定输入电压与输出电压确定变压器的匝比。

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{nom}}{2V_o} \tag{3}$$

再根据输入电压范围确定 LLC 谐振变换器的最大与最小电压增益。

$$M_{max} = \frac{V_{nom}}{V_{in_min}} \tag{4}$$

$$M_{min} = \frac{V_{nom}}{V_{in_max}} \tag{5}$$

最后计算并优化谐振参数 (即确定 L_m 、 L_r 和 C_r)。

(2) 为了实现原边开关管 ZVS, L_m 必须满足如下约束条件。

$$L_m \leq \frac{t_{dead}}{16C_{oss}f_r} \tag{6}$$

式中, t_{dead} 为上下管的死区时间; C_{oss} 为原边开关管的输出寄生电容。代入具体参数值, 求解式 (6) 得到 $L_m \leq 480\mu H$, 考虑寄生电容的影响, 在 $L_m \leq 200\mu H$ 的范围内进行参数优化。

L_n 、 L_m 以及 Q 之间存在如下关系。

$$L_m = \frac{4n^2R_L L_n Q}{\pi^3 f_r} \tag{7}$$

由式 (7) 可以看出, 当 L_m 确定, L_n 和 Q 的乘积即可确定, 且 L_n 和 Q 存在不同的组合。

由式 (4) 计算得到最大电压增益 $M_{max} = 1.056$, 考虑一定裕量, 设置电压增益峰值为 $M_{peak} = 1.10$ 。在 L_m 取不同值时, 通过 Matlab 绘制 L_n - Q 关系曲线, 如图 5 所示。

由图 5 可知, 对于同一个 L_n , 两支曲线的交点

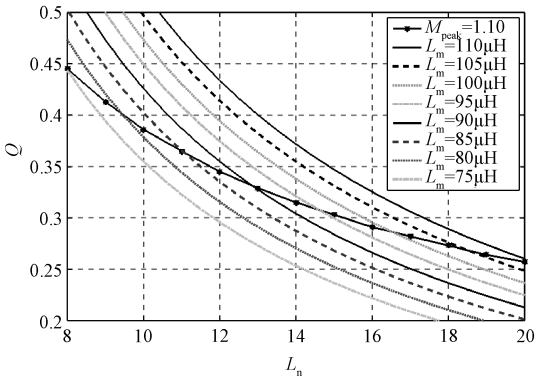


图5 L_n - Q 关系曲线
Fig. 5 L_n vs Q

对应的 L_m 值即实现特定最大增益时最大励磁电感取值。 L_n 越大,环流越小,效率越高,但同时会造成变换器频率调节范围变宽,因此 L_n 的取值需要折中。另外,较大的 L_m 值可以减小励磁电流,从而减小环流损耗和变压器损耗^[6]。由图 5 所示的曲线可知,在 $L_m > 110\mu\text{H}$ 且 $L_n \leq 20\mu\text{H}$ 时,两支曲线没有交点,因此, L_m 的取值限定在 $75 \sim 110\mu\text{H}$ 之间。

根据减小环流损耗及降低频率调节范围的原则,取 $L_n = 8 \sim 15\mu\text{H}$, 设置电压增益峰值 $M_{\text{peak}} = 1.10$, 通过计算结合绘图求解优化谐振参数如表 2 所示。

表 2 谐振参数

Tab. 2 Resonant parameters

L_n	$L_{m_max}/\mu\text{H}$	$L_r/\mu\text{H}$	C_r/nF	Q
15	97	6.47	43.5	0.306
14	93	6.64	42.4	0.314
13	90	6.92	40.1	0.327
12	88	7.33	38.4	0.347
11	85	7.73	36.4	0.366
10	82	8.20	34.3	0.388
9	80	8.89	31.7	0.421
8	75	9.38	30.0	0.444

根据表 2 绘制出不同谐振参数下的电压增益曲线,如图 6 所示。从图 6 中可以看出,电压增益峰值均在 1.10 左右,满足设计要求。为了减小变换器的导通损耗,结合表 2 和图 6,最终确定谐振元件参数为 $L_m = 97\mu\text{H}$, $L_r = 6.47\mu\text{H}$, $C_r = 43.5\text{nF}$ 。

4 实现方案

为了进一步提高变换器效率,原边采用 GaN HEMT 减小高频工作下的开关损耗,副边采用 3 个 SR MOSFET 并联降低导通损耗,采用平面变压器以

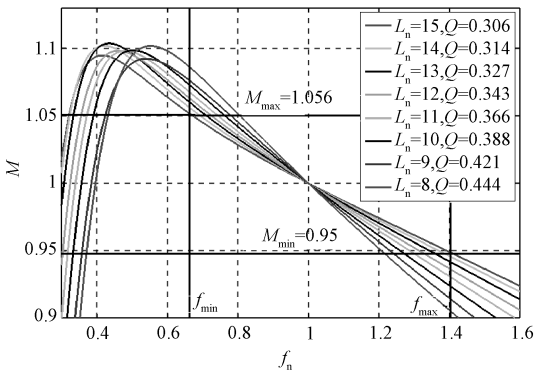


图6 电压增益曲线
Fig. 6 Gain curves

进一步减小变换器的体积。

4.1 GaN 器件的应用及其驱动设计

调研市场上主流的 GaN HEMT 发现有如下几个公司的代表产品。EPC 公司的 GaN HEMT 主要针对 350V 以下应用领域^[13]。在高压应用场合,以 Transphorm 和 GaN System 公司的产品为代表,其中,Transphorm 公司的 GaN HEMT 采用 Cascode 结构^[14,15],其内部由一个低压 Si MOSFET 与一个高压 GaN FET 连接,当器件处于关断状态时,器件内部的 Si MOSFET 与 GaN FET 的分压情况未知。GaN System 公司产品采用“Island Technology”专利技术^[16],相比其他同电压等级,功率等级 GaN 器件,该产品在很小封装内实现了低寄生电感和低热阻。因此,选择 GaN System 公司的 GS66508B 作为 LLC 谐振变换器的原边开关管。

在驱动方面,相对于传统 Si MOSFET, GaN HEMT 栅源极电压 V_{gs} 阈值电压较低,安全裕量较小,且栅极电容很小,因此对电路中的寄生参数更为敏感。在高速开关时,由于功率回路与驱动回路中寄生电感的存在,栅极驱动电压容易产生振荡^[3],极易造成器件的误导通或损坏,所以 GaN HEMT 的驱动设计十分关键。因此,本论文采用 $+6\text{V}/-3\text{V}$ 驱动电压,通过负压保证 GaN 器件的可靠关断,在其栅源极之间加 TVS 双向二极管对 V_{gs} 进行钳位,避免驱动过压损坏 GaN 器件。在 PCB 布线时,在其栅极与源极之间采用开尔文接法来减小功率回路对驱动回路的干扰。与传统的 Si MOSFET 不同, GaN HEMT 不存在寄生体二极管,在死区时间内, GaN HEMT 通过其漏极与源极之间的 2DEG 实现反向导通。2DEG 的作用类似于一个正向导通压降 V_F 为 $V_{gs(th)} + V_{gs(off)}$ 二极管,其中 $V_{gs(th)}$ 是 GaN HEMT 的驱

动电压阈值, $V_{gs(off)}$ 为关断电压。在本设计中, GaN HEMT 采用 -3V 关断, $V_{gs(th)} = 1.3\text{V}$ 。在 GaH HEMT 反向导通时, $V_{sd} = V_{gs(th)} + V_{gs(off)} + I_{sd}R_{ds(on)}$, 其值大于 Si MOSFET 的寄生体二极管导通压降, 因此在保证桥臂不直通且原边开关管实现 ZVS 的条件下, 应尽量减小死区时间以降低反向导通损耗。

4.2 同步整流技术

同步整流技术即采用具有低通态电阻的功率 MOSFET 代替开关变换器中的快恢复二极管来整流, 以降低整流管的导通损耗, 提高变换器的效率^[9]。相对于传统电压型输出拓扑, LLC 谐振变换器属于没有输出滤波电感的电流输出型拓扑, 因此, 其输出整流管的电压应力很小^[3], 可以使用低电压等级的 MOSFET 作为整流管, 来提升变换器的效率。

目前, SR MOSFET 的驱动方式有两种, 自激式驱动与外部驱动^[9]。实验样机采用的驱动方案如图 7 所示, 通过检测同步整流管 SR MOSFET 漏极与源极之间的电压 V_{ds_SR} 产生的驱动控制信号。在 SR MOSFET 开通之前, 当有电流流过 SR MOSFET 源极与漏极时, SR MOSFET 中的寄生二极管导通, 当 $V_{ds_SR} > V_{th_on}$ 时, SR MOSFET 导通; 随着流过 SR MOSFET 的电流减小, 当 $V_{ds_SR} < V_{th_off}$ 时, SR MOSFET 关断。其中, V_{th_on} 是 SR MOSFET 的开启电压阈值, V_{th_off} 是 SR MOSFET 的关断电压阈值。

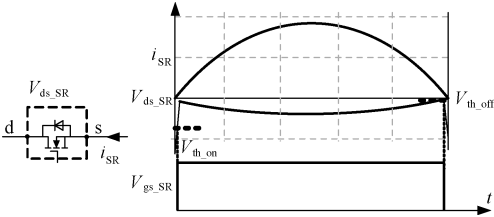


图 7 同步整流管驱动信号检测

Fig. 7 Drain-to-source voltage V_{ds_SR} sensing for SR driving

然而, 在实际应用中 V_{ds_SR} 不仅包含 SR MOSFET 导通电阻上的压降, 还包括由器件封装和 PCB 布线引起的寄生电感上的压降。当 SR MOSFET 在较高频率开关时, 寄生效应会十分明显, 导致控制 IC 在 i_{SR} 过零前, 提前关断驱动信号, 降低整流效率。因此, SR MOSFET 的选型和 PCB 布局十分重要^[10]。在选型时, 除了考虑低电压等级, 低 $R_{ds(on)}$, 低 Q_g 外, 尽量采用 SMT 封装, 在 PCB 设计时, 检测回路尽量最短, 同时, 为了减少功率回路对检测回路的干扰, 可以在 SR MOSFET 的漏极与源极之间采用开尔

文接法从而精准检测电压。考虑到低压大电流场合应用, 副边采用 3 个 SR MOSFET 并联, 减小导通损耗, 同时, 为了保证并联的 SR MOSFET 同时开通, 需保证驱动信号到每个整流管的距离尽量相等。

磁设计在高频电力电子变换器中十分关键, 相对于传统变压器, 平面变压器体积小, 表面积大, 更利于提高变换器的功率密度, 同时, 平面变压器采用 PCB 铜皮贴绕, 这种平面绕组结构使绕组之间紧密耦合, 从而有效提升磁心窗口面积的利用率^[10,11]。因此, 在本设计中通过使用平面变压器进一步提高样机功率密度。

5 实验验证

为了验证设计的正确性及方案的可行性, 研制了一台输入电压为 $360 \sim 400\text{V}$, $750\text{W}/12\text{V}$ 输出的 LLC 谐振变换器原理样机, 样机的尺寸为 $95\text{mm} \times 55\text{mm} \times 17\text{mm}$, 功率密度达 $8.27\text{W}/\text{cm}^3$ 。样机照片如图 8 所示, 其功率级主要参数见表 3。

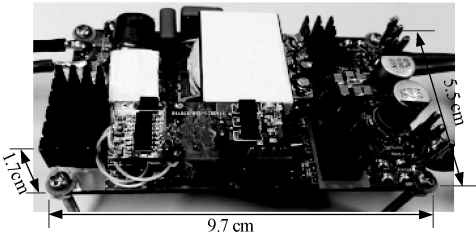


图 8 300kHz LLC 样机照片

Fig. 8 Photograph of 300kHz LLC resonant converter

表 3 原理样机主要参数

Tab. 3 Key components and parameters in prototype	
组成部分	具体参数
Q_1, Q_2	GS66508B
$SR_1 \sim SR_6$	BSC010N04LSI
$L_r/\mu\text{H}$	3.57
C_r/nF	44
$TR/\mu\text{H}$	$L_m = 99.7, L_{lk} = 3.25$
f_r/kHz	300

LLC 谐振变换器在 360V 、 380V 、 400V 输入电压下的满载工作波形如图 9 所示。从图 9 中可看出: ①原边主开关管在全电压输入范围内均实现了 ZVS; ②同步整流管的驱动信号能够与谐振电流完全同步, 有效地降低副边整流管的导通损耗。

在额定输入电压下负载的瞬态响应波形如图 10 所示。当负载在 20A 与 40A 之间切换时, 在 $120\mu\text{s}$ 的调节时间内, 输出电压就能恢复到稳态, 并

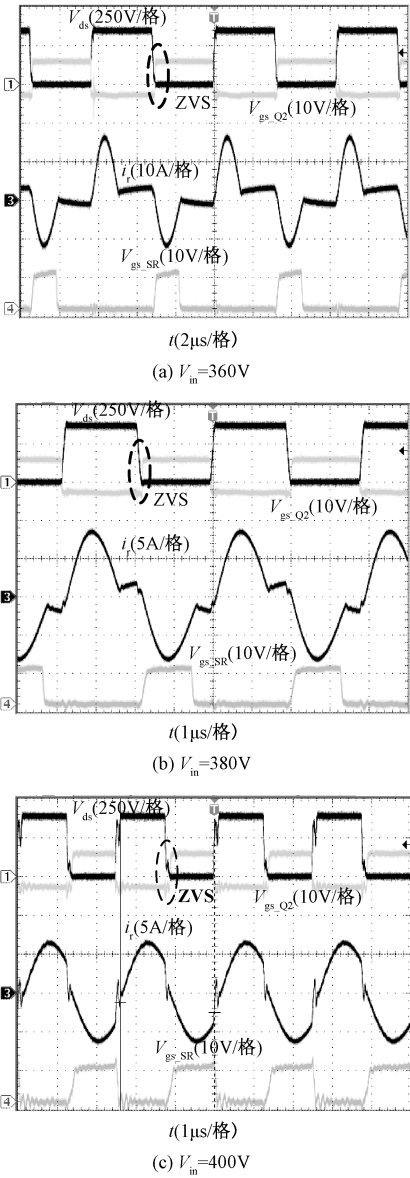


图 9 不同输入电压下满载输出时的主要波形
Fig.9 Key waveforms under 50% load condition with different input voltage

且调节过程中输出电压没有跌落或过冲,能够很好地稳定在 12V。

$V_{in}=380V$ 时不同负载下的效率曲线如图 11 所示,其中下面曲线是 IPP65R190CFD 的 200kHz LLC 效率曲线,上面曲线为 GS66508B 的 300kHz LLC 效率曲线。从图 11 中可以看出,基于 GaN HEMT 的样机在更高开关频率工作时,仍然可以保证较高的转换效率,较 Si MOSFET 样机效率整体提高近一个百分点,不但满载效率从原来的 93.4% 提高到了 94.6%,而且在 250~550W 负载范围内,变换器效率均保持在 96% 以上。

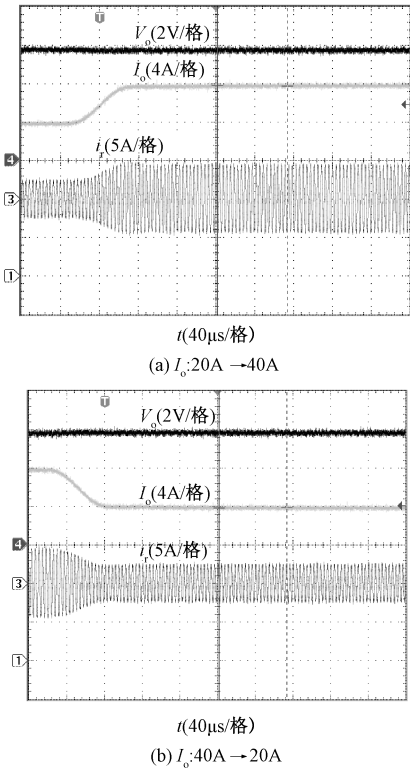


图 10 $V_{in}=380V$ 时负载瞬态响应 ($di/dt=0.5A/\mu s$)
Fig.10 Key waveforms at sudden load change with $V_{in}=380V$ ($di/dt=0.5A/\mu s$)

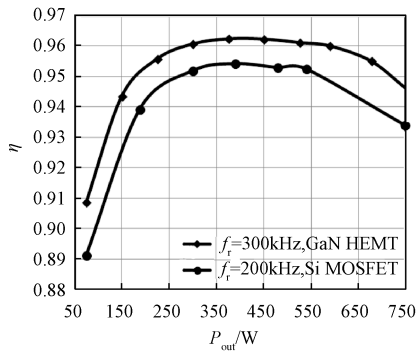


图 11 $V_{in}=380V$ 时不同负载下的效率曲线
Fig.11 Efficiency at different load conditions with $V_{in}=380V$

6 结论

本文以数据中心供电架构中对隔离型 DC-DC 变换器的需求为设计目标,提出了基于 GaN HEMT 的 LLC 谐振变换器方案。进而研制了一款 750W/12V 输出的 LLC 原理样机。该方案的特点总结如下:

(1) 优化的 LLC 谐振参数使变换器在全输入电压、宽负载范围内保持软开关特性和最小的环流。

(2) 多个 SR MOSFET 并联及驱动的开尔文连接,有效降低了整流管的导通损耗。

(3) 平面变压器技术有效地降低了原理样机的高度,大大提升了样机功率密度。

(4) +6V/-3V 的驱动保证 GaN HEMT 可靠工作。

原理样机实验测试波形证明了设计的正确性与可行性。实测样机整体功率密度达 $8.27\text{W}/\text{cm}^3$,最高效率为 96.23%。达到了设计要求。

参考文献 (References):

- [1] Reusch D, Strydom J, Lidow A. Highly efficient gallium nitride transistors designed for high power designed for high power density and high output current DC-DC converters [A]. IEEE-PEAC [C]. Shanghai, China, 2014. 456-461.
- [2] Seeman Micheal D. GaN devices in resonant LLC converters [J]. IEEE Power Electronics, 2015, 2 (1): 36-42.
- [3] 马焕, 王康平, 杨旭, 等 (Ma Huan, Wang Kangping, Yang Xu, et al.). GaN 器件的 LLC 谐振变换器的优化设计 (Optimal design of GaN-based LLC resonant converter) [J]. 电源学报 (Journal of Power Supply), 2015, 13 (1): 21-27.
- [4] Xu J, Chen D. A performance comparison of GaN E-HEMT versus SiC MOSFETs in power switching applications [R]. GaN Power Systems. 2018.
- [5] Yang B, Lee F C, Zhang A, et al. LLC resonant converter for front end DC/DC conversion [A]. IEEE-APEC [C]. Dallas, Texas, USA, 2002. 1108-1112.
- [6] Lu B, Liu W, Liang Y, et al. Optimal design methodology for LLC resonant converter [A]. IEEE-APEC [C]. Dallas, Texas, USA, 2006. 1048-2334.
- [7] Feng W Y, Lee F C, Mattavelli P. Simplified optimal trajectory control for LLC resonant converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (5): 2415-2426.
- [8] Fang Xiang, Hu Haibing, Chen Frank, et al. Efficiency-oriented optimal design of the LLC resonant converter based on peak gain placement [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (5): 2285-2296.
- [9] 宋辉淇, 林维明 (Song Huiqi, Lin Weiming). 同步整流技术特点的分析与比较 (The comparison and analysis of synchronous rectification) [J]. 通信电源技术 (Telecom Power Technologies), 2006, 23 (3): 34-37.
- [10] 张国兴 (Zhang Guoxing). LLC 谐振变流器的同步整流策略研究 (Research on current-driven synchronous rectifier for LLC resonant converter) [D]. 杭州: 浙江大学 (Hangzhou: Zhejiang University), 2010.
- [11] 毛行奎, 陈庆彬, 陈为 (Mao Xingkui, Chen Qingbin, Chen Wei). 开关电源高频功率平面变压器串并混联 PCB 线圈交流损耗模型 (AC loss modeling for multi-turn parallel PCB winding of high-frequency power planar transformer) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2008, 27 (1): 30-34, 66.
- [12] Ouyang Ziwei, Thomsen O C, Andersen M A E. Optimal design and tradeoff analysis of planar transformer in high-power DC-DC converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59 (7): 2800-2810.
- [13] eGaN® Technology. Product selector guide for eGaN® FETs and ICs [EB/OL]. <http://epc-co.com/epc/Products/eGaNfetsandICs.aspx>.
- [14] Huang Xiucheng, Liu Zhengyang, Qiang Li, et al. Evaluation and application of 600V GaN HEMT in cascode structure [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (5): 2453-2461.
- [15] Felix Recht, Huang Zan, Wu Yifeng. Characteristics of transphorm GaN power switches [EB/OL]. <https://www.transphormchina.com/en/document/characteristics-transphorm-gan-power-fets/>.
- [16] GaN Systems. Leading a new world of power systems design [EB/OL]. <https://gansystems.com/gan-transistors/about-gan-systems/>.

(下转第 88 页, cont. on p. 88)