

DOI:10.12158/j.2096-3203.2022.03.025

基于 GaN 器件的直流配电网用户侧 DC/DC 变换器设计

金浩哲, 陈武

(东南大学先进电能变换技术与装备研究所, 江苏 南京 210096)

摘要: 隔离型 DC/DC 变换器连接低压直流配电网和用户侧直流负荷, 在低压直流配电系统中起着重要作用。文中采用具有原边开关管零电压开通和副边整流管零电流关断特性的 LLC 谐振变换器, 首先分析变换器的工作原理, 对其谐振参数进行选择。使用具有更低导通电阻和等效输出电容的氮化镓 (GaN) 器件作为原边开关管, 进一步提高变换器工作频率和效率, 降低磁性元件体积。在此基础上, 对 GaN 器件驱动、同步整流和磁性元件进行优化设计。最后搭建了 1 台 375 V/48 V/500 W 的 LLC 谐振变换器样机, 最高效率为 97.6%, 相比传统 Si 器件可以提升约 1% 的效率。实验结果验证了样机设计方案的正确性。

关键词: 低压直流配电 (LVDC); 高功率密度; 氮化镓; LLC 谐振变换器; 驱动设计; 同步整流

中图分类号: TM46

文献标志码: A

文章编号: 2096-3203(2022)03-0209-07

0 引言

光伏、风电等分布式能源及电动汽车等直流负荷大量接入配电系统, 对电网可靠性、经济性和高效性提出更高的要求^[1-3]。相比传统交流配电, 直流配电能够减少电能变换次数, 便于分布式能源及直流负荷接入, 降低建设成本, 提高系统效率^[4]。

隔离型 DC/DC 变换器能够实现电能变换和隔离, 作为低压直流 (low-voltage direct current, LVDC) 供电系统用户侧关键组件, 可以提供电能计量、能量管理、负荷识别等功能, 其效率、灵活性和可靠性面临巨大挑战^[5-9]。常见的隔离型 DC/DC 变换器有移相全桥、LLC 等结构。移相全桥变换器在轻载下易丢失软开关, 需要通过额外的辅助电路来实现零电压开关 (zero voltage switching, ZVS)^[10-12]。LLC 谐振变换器能够在全负载范围内实现原边开关管 ZVS 和副边整流管零电流关断 (zero current switching, ZCS), 降低开关损耗, 提高效率和功率密度, 被广泛应用于各类直流变换场合^[13-15]。

氮化镓 (GaN) 高电子迁移率 (high electron mobility transistor, HEMT) 晶体管拥有更高的禁带宽度, 借助高电子迁移率二维电子气 (two-dimensional electron gas, 2DEG) 实现更小的导通电阻、结电容和门极驱动电荷, 提高 LLC 谐振变换器在高频下的效率^[16-21]。文献[16]设计了一款采用 GaN 器件 LLC 谐振变换器样机, 副边通过同步整流芯片实现同步整流 (synchronous rectification, SR), 增加了外围电路设计的复杂性。GaN 器件工作频率高、体积小,

但是门级驱动电压范围窄, 在实际应用中易受到干扰, 导致器件误开通或损坏。此外, GaN 器件的反向导通压降较高, 产生额外的反向导通损耗^[17]。文献[18]针对采用 GaN 器件的 LLC 谐振变换器, 对死区时间和功率、驱动回路布线进行优化, 提高驱动可靠性, 但是并未给出样机的详细设计过程。

文中以 LVDC 配网为应用场景, 设计了一种基于 GaN 器件的隔离型 DC/DC 变换器。首先, 分析了 LLC 谐振变换器的工作原理及特性。然后, 根据实际应用场景, 设计变换器的谐振参数。变换器原边采用 GaN 器件, 对驱动方案和死区时间进行优化设计。变换器副边采用金属-氧化物半导体场效应晶体管 (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor, MOSFET) 实现 SR, 提高变换器工作效率。最后给出了详细的设计参数, 并搭建 1 台 375 V/48 V/500 W, 300 kHz 的实验样机验证设计结果的正确性。

1 LLC 谐振变换器

1.1 LLC 谐振变换器工作原理

LLC 谐振变换器主电路结构见图 1, 变换器输入电压为 V_{in} , 输出电压为 V_o 。原边开关网络采用半桥结构, S_1 、 S_2 为 GaN 器件, 以 50% 占空比互补导通, 产生幅值为 $V_{in}/2$ 的方波信号, 通过由谐振电感 L_r 、励磁电感 L_m 、谐振电容 C_r 构成的谐振网络, 经过中心抽头变压器传输到副边。中心抽头变压器与 SR MOSFET 构成全波整流, 经过输出电容 C_o 滤波后为负载 R_L 供电。

根据开关频率 f_s 和谐振频率 f_r 的关系, LLC 谐振变换器可分为 3 种工作模式^[22]。3 种模式的工

收稿日期: 2022-01-08; 修回日期: 2022-03-20

基金项目: 国家重点研发计划资助项目 (2018YFB0904100)

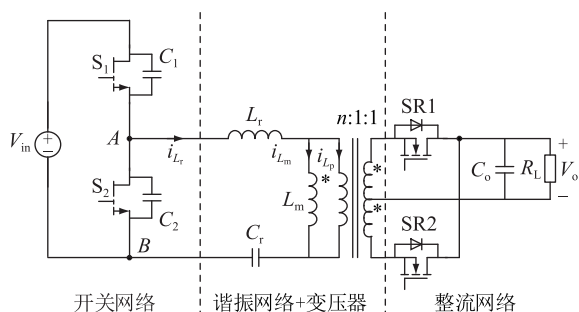


图1 LLC谐振变换器

Fig.1 LLC resonant converter

作波形见图2,其中 G_{S1}, G_{S2} 分别为开关管 S1 和 S2 的驱动信号; v_{AB} 为半桥网络 A、B 两点间电压; i_{Lr} 为谐振电流; i_{Lm}, i_{Lp} 分别为变压器励磁电流和原边电流; i_{SR1}, i_{SR2} 分别为同步整流管 SR1 和 SR2 的电流。

工作模式 1: $f_s > f_r$, 变换器工作波形如图 2(a) 所示。此时,原边开关管能够实现 ZVS,副边 SR MOSFET 为硬关断,存在体二极管反向恢复问题。

工作模式 2: $f_s = f_r$, 变换器工作波形如图 2(b) 所示。在该模式下,原边开关管能够实现 ZVS,副边电流临界连续,实现 ZCS。

工作模式 3: $f_s < f_r$, 变换器工作波形如图 2(c) 所示。在这种模式下,变换器原边能够实现 ZVS,副边 SR MOSFET 实现 ZCS。

1.2 增益特性

采用基波近似方法 (fundamental harmonic approximation, FHA) 可以得到 LLC 谐振变换器的增益表达式如式 (1) 所示^[23]。

$$M = \frac{nV_o}{V_{in}/2} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{L_n} - \frac{1}{L_n F^2}\right)^2 + Q^2 \left(F - \frac{1}{F}\right)^2}} \quad (1)$$

L_n 为励磁电感与谐振电感的比值:

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} \quad (2)$$

F 为开关频率与谐振频率的比值:

$$F = \frac{f_s}{f_r} \quad (3)$$

Q 为谐振腔的品质因数:

$$Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{ac}} \quad (4)$$

R_{ac} 为整流网络交流等效电阻:

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_L \quad (5)$$

n 为变压器变比:

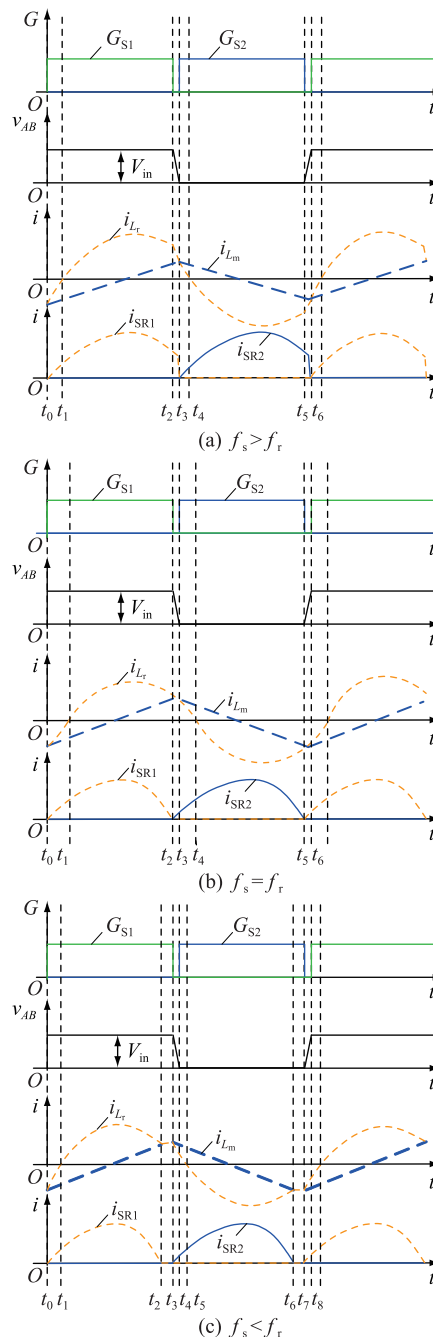


图2 LLC谐振变换器工作波形

Fig.2 Operation waveforms of LLC resonant converter

$$n = \frac{N_p}{N_s} \quad (6)$$

式中: N_p 为变压器原边匝数; N_s 为副边匝数。

根据式 (1) 可以得到变换器在 $L_n = 4$, 不同 Q 值下的增益特性曲线, 如图 3 所示。根据开关频率和谐振网络输入阻抗, 可以将增益特性曲线划分为 3 个区域: 区域 1 为感性区, $M < 1$, 对应工作模式 1; 区域 2 同样为感性区, $M > 1$, 对应工作模式 3; 区域 3 为容性区, 原边开关管工作在 ZCS 状态。在开关频率等于谐振频率处, 即 $F = 1$ 时, $M = 1$, 电压增益与负载无关, 对应工作模式 2。通常选择区域 1 和区域 2

作为变换器的工作区域,在该区域增益曲线单调递减,同时能够实现原边开关管的 ZVS。

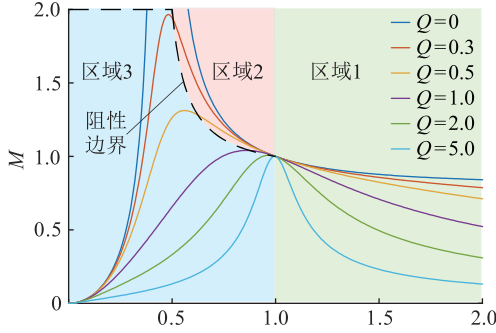


图3 LLC 谐振变换器增益特性 ($L_n=4$)

Fig.3 Gain characteristic of LLC resonant converter ($L_n=4$)

2 谐振参数设计

LVDC 供电系统母线电压为 375 V,用户侧输入电压为 48 V。LLC 变换器的输入电压范围为 360~390 V,额定输入电压 $V_{in}=375$ V,额定输出电压 $V_o=48$ V,额定输出功率 $P_o=500$ W,谐振频率 $f_r=300$ kHz。

根据额定输入、输出电压计算变压器理论变比:

$$n = \frac{V_{in}/2}{V_o} \quad (7)$$

输入电压变化情况下,计算变换器最大增益和最小增益分别为:

$$M_{max} = \frac{nV_o}{V_{in,min}/2} \quad (8)$$

$$M_{min} = \frac{nV_o}{V_{in,max}/2} \quad (9)$$

式中: $V_{in,max}$, $V_{in,min}$ 分别为最大和最小输入电压。

根据变换器输入阻抗特性,当输入阻抗呈感性时,变换器原边开关管实现 ZVS。利用最大增益可求得额定负载下满足输入阻抗感性的最大品质因数为:

$$Q_{max} = \frac{1}{L_n M_{max}} \sqrt{L_n + \frac{M_{max}^2}{M_{max}^2 - 1}} \quad (10)$$

在设计过程中, Q 须小于 Q_{max} ,以保证变换器原边开关管能实现 ZVS 且达到所需增益。 L_n 会影响变换器的开关频率调节范围,过小的 L_n 会导致变换器开关频率调节范围过大,不利于磁性元件的设计。此外,在相同 Q 值下,较大的 L_n 有利于减小励磁电感,从而降低环流,提高变换器的效率^[24]。

为了实现原边开关管的 ZVS,对于图 1 所示的半桥结构 LLC 谐振变换器, L_m 须满足:

$$L_m \leq \frac{T_d T_s}{16C_{pri,oss} + (1/n^2)16NC_{sec,oss} + 8C_w} \quad (11)$$

式中: T_s 为开关周期; T_d 为原边开关管的死区时间; $C_{pri,oss}$ 为原边开关管的输出电容; $C_{sec,oss}$ 为副边开关管的输出电容; N 为副边开关管并联数; C_w 为变压器绕组寄生电容。综合考虑,选择 $L_n=6$, $Q=0.55$,求解可得 $L_r=17.16$ μ H, $C_r=16.4$ nF, $L_m=103$ μ H。谐振电感与变压器采用分立设计,谐振电容使用 2 个 630 V/8.2 nF 薄膜电容并联实现。

3 变换器优化设计

3.1 驱动设计

采用 650 V 高压增强型 GaN HEMT 晶体管作为变换器原边开关管。GaN HEMT 的最大驱动电压为 -10 V/+7 V,相比传统硅 (Si) MOSFET,驱动电压裕量较小,在高频情况下易受到电路寄生参数影响,导致器件误导通或损坏。在实际应用中,可以利用器件的源极检测 (source sense, SS) 引脚,将器件的门级和源极与驱动芯片单点连接,降低走线和功率回路对驱动信号的干扰。实际所采用的驱动电路如图 4 所示。其中, R_{Gon} 为驱动电路开通电阻; R_{Goff} 为驱动电路关断电阻; D 为漏极; G 为门级; S 为源极。

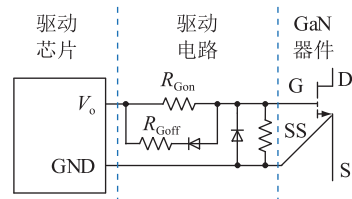


图4 GaN 驱动电路

Fig.4 Gate driver for GaN

GaN HEMT 可以通过负压保证可靠关断。相比于 Si MOSFET,GaN HEMT 的米勒电容 C_{gd} 非常小,配合负压关断以及较小的关断电阻,关断过程几乎不存在米勒平台^[25]。关断过程中,门级电压 v_{gs} 迅速下降至沟道阈值电压 $v_{gs(th)}$,在 v_{ds} 变化的过程中,2DEG 耗尽,使得 GaN HEMT 输出电容 C_{oss} 中存储的能量不全通过沟道耗散,降低关断损耗。然而,LLC 变换器原边开关管存在续流阶段。GaN HEMT 结构具有对称性,续流阶段谐振电流为 C_{gd} 充电,当 v_{gd} 大于反向导通阈值电压 $V_{gd(th)}$ 时,GaN HEMT 导通。GaN HEMT 的反向导通模型可表示为:

$$v_{sd} = V_{gd(th)} - V_{dri(off)} + I_d R_{sd(on)} \quad (12)$$

式中: I_d 为漏极电流; $V_{dri(off)}$ 为关断电压; $R_{sd(on)}$ 为反向导通时的导通电阻,其大小与温度成正相关。由

式(12)可见,采用负压关断会增大续流阶段 GaN HEMT 的 v_{sd} 压降,导致额外的反向导通损耗。在本设计中,采用 0 V/+6 V 的驱动电压,以获得更好的反向导通特性^[26]。

LLC 变换器的死区时间会影响其工作特性。过小的死区时间会增大变换器的励磁电流,产生额外的导通损耗;过大死区时间则会增大反向导通损耗,在重载或启动阶段出现谐振腔输入电压跌落,导致变换器异常工作^[27]。实际采用 150 ns 的死区时间,在实现原边开关管 ZVS 的同时降低反向导通损耗。

3.2 SR

SR 通过采用低导通电阻的 MOSFET 来降低整流时的导通损耗。变换器副边 SR MOSFET 采用 Infineon 的 BSC110N15NS5, 2 个 MOSFET 并联以降低导通损耗。LLC 谐振变换器的 SR MOSFET 通常有 2 种驱动方式。一种通过检测副边电流实现,当副边电流大于驱动阈值时,SR MOSFET 导通;另一种通过检测 SR MOSFET 两端电压实现。

为了降低设计的复杂性,文中利用控制器直接驱动副边 SR MOSFET。由变换器工作原理可知,如图 2(c) 所示,当 $f_s < f_r$ 时, t_0 时刻原边开关管开通,谐振电流大于励磁电流,原边向副边传递能量,副边电流开始增大,此时开通副边 SR MOSFET。经过近似半个谐振周期,谐振电流与励磁电流相等,此时关闭副边 SR MOSFET。如图 2(a) 所示,当 $f_s > f_r$ 时,原边开关管与副边 SR MOSFET 可同时开通关闭。轻载时,变换器波形如图 5 所示。在 t_0-t_{x1} , t_4-t_{x2} 时间段内,变压器原边电压 $|v_p(t)| < |nV_o|$, 副边整流二极管截止,此时若开通 SR MOSFET,会出现功率回流现象,因此在轻载下须闭锁副边 SR MOSFET 驱动信号。

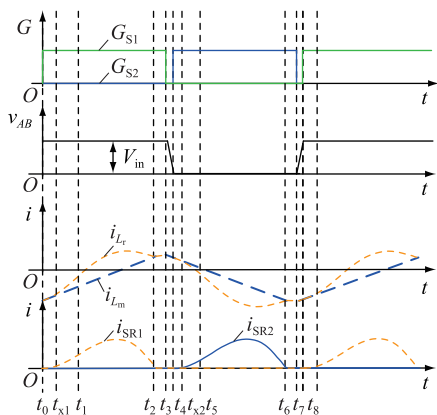


图 5 LLC 谐振变换器轻载工作波形
Fig.5 Operation waveforms of LLC resonant converter under light load condition

3.3 谐振元件

根据式(7)计算可得变压器匝比 $n = 3.9$, $L_m = 103 \mu\text{H}$ 。选用 PQ32/25 型磁芯,有效截面积 $A_{e,T} = 161 \text{ mm}^2$,磁芯材料选择适用于 300~1 000 kHz 的 TP5 型锰锌铁氧体。变压器工作频率较高,磁材的工作磁密受到磁芯损耗的限制,设计时选择双边工作磁密 $\Delta B = 140 \text{ mT}$ 。变压器副边匝数为:

$$N_s = \frac{V_o}{2f_r \Delta B A_{e,T}} = 3.55 \quad (13)$$

实际取 $N_s = 4$,原边匝数 $N_p = 16$ 。磁芯气隙为:

$$\delta_T = \frac{\mu_0 N_p^2 A_{e,T}}{L_m} = 0.503 \text{ mm} \quad (14)$$

式中: μ_0 为真空磁导率, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-10} \text{ H/mm}$ 。

电流密度选择 5 A/mm^2 ,考虑集肤效应,变压器原边采用直径 0.1 mm、77 股三层绝缘线绕制,副边采用直径 0.2 mm、50 股漆包线绕制。变压器副边为中抽结构,2 个绕组交替工作。副边 2 个中抽绕组与原边绕组间几何中心距离的偏差会引起漏感不平衡现象,导致变换器正负半周谐振频率不同,影响变换器增益和原边开关管的 ZVS 实现^[28]。在设计中,副边绕组采用双线并绕,原副边采用原-副-原夹绕,减小漏感的不平衡。

谐振电感采用 PQ20/20 型磁芯,有效截面积 $A_{e,L_r} = 64.81 \text{ mm}^2$,磁芯材料同样为 TP5,采用直径 0.1 mm、77 股三层绝缘线绕制,谐振电感的匝数为:

$$N_{L_r} = \frac{2L_r I_{L_r, \text{peak}}}{\Delta B A_{e,L_r}} = 15.5 \quad (15)$$

实际取电感匝数 $N_{L_r} = 15$,磁芯气隙为:

$$\delta_{L_r} = \frac{\mu_0 N_{L_r}^2 A_{e,L_r}}{L_r} = 1.145 \text{ mm} \quad (16)$$

可采用分布气隙,降低边缘效应带来的额外交流损耗。

4 实验验证

为了验证理论分析的正确性,文中搭建了 1 台 375 V/48 V/500 W LLC 谐振变换器样机,样机主要参数如表 1 所示,主要元器件如表 2 所示。LLC 谐振变换器样机实物如图 6 所示,变换器尺寸为 $99 \text{ mm} \times 60 \text{ mm} \times 30 \text{ mm}$,功率密度为 2.81 W/cm^3 。

图 7 为变换器额定输入电压,轻载、半载以及满载情况下原边开关管 S1 的驱动电压波形 v_{gs} 、漏源电压波形 v_{ds} 和谐振电流波形 i_{L_r} 。变换器没有明显的谐振电流不对称。不同负载下,开关管的 v_{ds} 下降为零时, v_{gs} 才开始上升,实现原边开关管的 ZVS。

表 1 LLC 变换器主要参数

Table 1 Main parameters of LLC resonant converter

参数	数值	参数	数值
输入电压 V_{in}/V	375 ± 15	谐振电容 C_r/nF	16.4
输出电压 V_o/V	48	谐振电感 $L_r/\mu H$	17.16
谐振频率 f_r/kHz	300	励磁电感 $L_m/\mu H$	103
变压器匝比 $n_p:n_s:n_e$	16:4:4	额定输出功率 P_o/W	500

表 2 LLC 变换器主要元器件

Table 2 Main components of LLC resonant converter

元器件	型号
原边开关管	GS66508B
同步整流管	BSC110N15NS5
原边驱动	Si8273
副边 SR 驱动	UCC27512
控制器	TMS320F280049

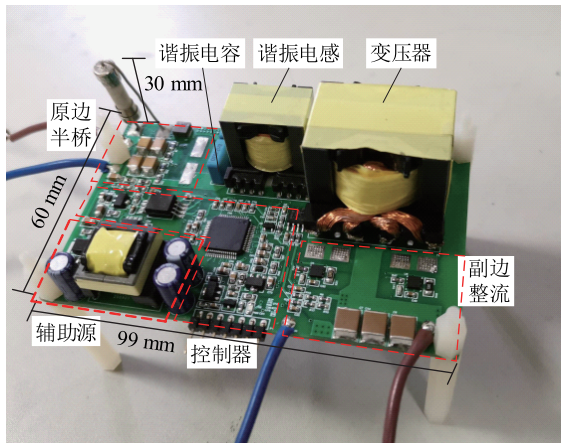


图 6 LLC 谐振变换器样机

Fig.6 Prototype of LLC resonant converter

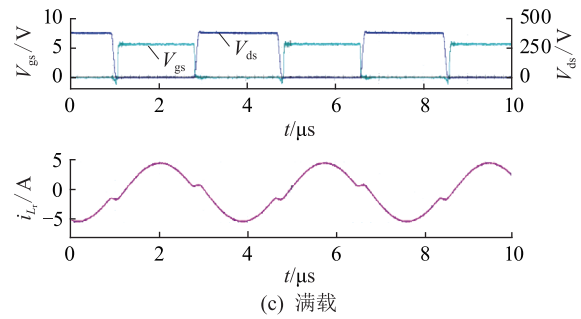
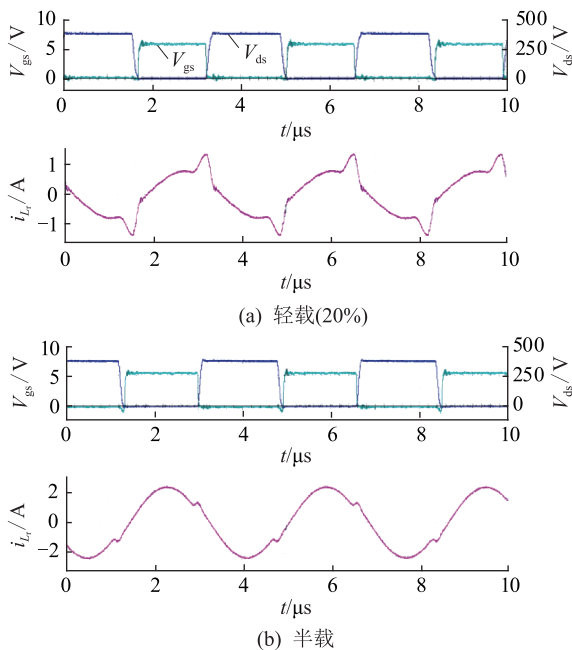


图 7 $V_{in}=375V$ 时不同负载下的实验波形

Fig.7 Experimental waveforms with different load conditions at $V_{in}=375V$

图 8 为额定输入电压,不同负载情况下 LLC 谐振变换器的效率曲线。在 50%~100% 负载范围内,变换器效率均较高,最高效率为 97.6%。在相同开关频率和谐振参数下,若原边开关管使用传统 Si MOSFET,实验得到满载效率为 96.5%。采用 GaN 器件可以进一步提升变换器的效率,降低散热需求。

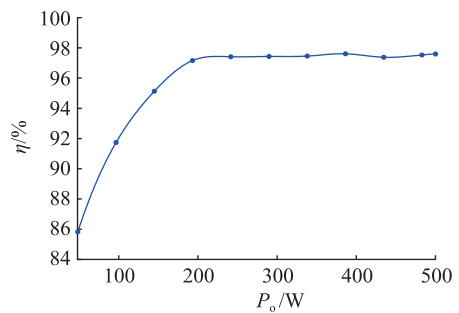


图 8 不同负载下变换器的效率

Fig.8 Efficiency of the converter at different load conditions

5 结语

文中以 LVDC 配电系统为背景,采用 GaN 器件和 LLC 谐振变换器拓扑,设计了一款应用于用户侧 LVDC 负荷的隔离型 DC/DC 变换器。

(1) 根据 LLC 谐振变换器的工作特性,合理选择谐振参数以实现变换器原边开关管的 ZVS。

(2) 分析了 LLC 应用中 GaN 器件的工作特性,对驱动电压和死区时间进行优化设计,采用 0 V/+6 V 驱动电压降低变换器反向续流阶段的损耗。通过 SR,降低副边整流损耗。

(3) 变压器采用原副边绕组夹绕和副边绕组交错并绕的结构减小正负半周漏感不平衡,保证原边开关管的软开关特性。

最后搭建了 1 台 375 V/48 V/500 W,300 kHz 的 LLC 谐振变换器样机,最高效率达到 97.6%。相比传统 Si 器件可以提升约 1% 的效率。

参考文献:

- [1] 孙鹏飞,贺春光,邵华,等. 直流配电网研究现状与发展[J]. 电力自动化设备,2016,36(6):64-73.
SUN Pengfei, HE Chunguang, SHAO Hua, et al. Research status and development of DC distribution network[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(6): 64-73.
- [2] 曾嵘,赵宇明,赵彪,等. 直流配用电关键技术研究与应用展望[J]. 中国电机工程学报,2018,38(23):6791-6801,7114.
ZENG Rong, ZHAO Yuming, ZHAO Biao, et al. A prospective look on research and application of DC power distribution technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(23): 6791-6801, 7114.
- [3] 史军,王加澍,熊峰,等. 基于智能负载的微电网精准切负荷控制策略[J]. 电力工程技术,2020,39(2):103-109.
SHI Jun, WANG Jiashu, XIONG Feng, et al. Load-shedding control strategy of microgrid based on smart loads[J]. Electric Power Engineering Technology, 2020, 39(2): 103-109.
- [4] 闵晓晴,冯琳,李国杰,等. 低压直流供电系统负载特性[J]. 电力系统及其自动化学报,2018,30(8):68-75.
MIN Xiaoqing, FENG Lin, LI Guojie, et al. Load characteristics of low-voltage DC power supply system[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2018, 30(8): 68-75.
- [5] 孙毅超,丁楠木,王琦. 基于共载波调制的功率复合型模块化多电平固态变压器[J]. 电力工程技术,2020,39(4):2-8.
SUN Yichao, DING Nanmu, WANG Qi. Power integrated modular multilevel solid-state transformer with common carrier modulation[J]. Electric Power Engineering Technology, 2020, 39(4): 2-8.
- [6] 中华人民共和国国家质量监督检验检疫总局,中国国家标准化管理委员会. 中低压直流配电电压导则:GB/T 35727—2017[S]. 北京:中国标准出版社,2017.
General Administration of Quality Supervision, Inspection and Quarantine of the People's Republic of China, Standardization Administration of the People's Republic of China. Guideline for standard voltages of medium and low voltage DC distribution system:GB/T 35727-2017[S]. Beijing:Standards Press of China, 2017.
- [7] 刘永岗,严建海,韩肖清,等. 低压直流配电系统在农村地区的应用研究[J]. 供用电,2021,38(1):17-24.
LIU Yonggang, YAN Jianhai, HAN Xiaoqing, et al. Research on application of low voltage DC distribution system in rural areas[J]. Distribution & Utilization, 2021, 38(1): 17-24.
- [8] 刘洋,李立生,杨长通,等. 基于低压直流的园区级综合能源系统关键技术分析与展望[J]. 供用电,2021,38(1):39-47.
LIU Yang, LI Lisheng, YANG Changtong, et al. Key technology analysis and prospect of low voltage direct current supply district level integrated energy system[J]. Distribution & Utilization, 2021, 38(1): 39-47.
- [9] 杨欣可,王赛豪,沙云鹏,等. 用户侧低压直流供电系统研究及创新实践[J]. 电工电气,2020(3):36-40.
YANG Xinke, WANG Saihao, SHA Yunpeng, et al. Research and innovation practice of user side LVDC power supply system[J]. Electrotechnics Electric, 2020(3): 36-40.
- [10] CHO J G, SABATE J A, HUA G C, et al. Zero-voltage and zero-current-switching full bridge PWM converter for high-power applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(4): 622-628.
- [11] GU B, LAI J S, KEES N, et al. Hybrid-switching full-bridge DC-DC converter with minimal voltage stress of bridge rectifier, reduced circulating losses, and filter requirement for electric vehicle battery chargers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(3): 1132-1144.
- [12] LEE I O, MOON G W. Analysis and design of phase-shifted dual H-bridge converter with a wide ZVS range and reduced output filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(10): 4415-4426.
- [13] 余致远,吴红飞,花文敏,等. 矩阵变压器+移相控制宽电压范围 LLC 变换器[J]. 中国电机工程学报,2019,39(12):3638-3646.
YU Zhiyuan, WU Hongfei, HUA Wenmin, et al. A LLC resonant converter with matrix-transformer and phase-shift control for wide voltage range applications[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(12): 3638-3646.
- [14] FEI C, GADELRAH R, LI Q, et al. High-frequency three-phase interleaved LLC resonant converter with GaN devices and integrated planar magnetics[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(2): 653-663.
- [15] TAYEBI S M, HU H B, ABDEL-RAHMAN S, et al. Dual-input single-resonant tank LLC converter with phase shift control for PV applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(2): 1729-1739.
- [16] 魏小富,陈神炀,朱宏铿,等. 基于 GaN 器件的高功率密度 LLC 谐振变换器的研究[J]. 电工电能新技术,2019,38(8):63-70.
WEI Xiaofu, CHEN Shenyang, ZHU Hongkeng, et al. Research on high power density LLC resonant converter based on GaN device[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2019, 38(8): 63-70.
- [17] 任小永,David REUSCH,季澍,等. 氮化镓功率晶体管三电平驱动技术[J]. 电工技术学报,2013,28(5):202-207.
REN Xiaoyong, REUSCH D, JI Shu, et al. Three-level driving method for GaN power transistor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(5): 202-207.
- [18] 马焕,王康平,杨旭,等. GaN 器件的 LLC 谐振变换器的优化设计[J]. 电源学报,2015,13(1):21-27.
MA Huan, WANG Kangping, YANG Xu, et al. Optimal design of Ga N-based LLC resonant converter[J]. Journal of Power Supply, 2015, 13(1): 21-27.
- [19] SEEMAN M D. GaN devices in resonant LLC converters: system-level considerations[J]. IEEE Power Electronics Magazine, 2015, 2(1): 36-41.
- [20] ZHANG W M, LONG Y, ZHANG Z Y, et al. Evaluation and comparison of silicon and gallium nitride power transistors in LLC resonant converter[C]//2012 IEEE Energy Conversion

- Congress and Exposition (ECCE). Raleigh, NC, USA. IEEE, 2012;1362-1366.
- [21] HOU R Y, XU J C, CHEN D. A multivariable turn-on/turn-off switching loss scaling approach for high-voltage GaN HEMTs in a hard-switching half-bridge configuration [C] // 2017 IEEE 5th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA). Albuquerque, NM, USA. IEEE, 2017; 171-176.
- [22] YANG B, LEE F C, ZHANG A J, et al. LLC resonant converter for front end DC/DC conversion [C] // APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 02CH37335). Dallas, TX, USA. IEEE, 2002;1108-1112.
- [23] VORPERIAN V, CUK S. A complete DC analysis of the series resonant converter [C] // 1982 IEEE Power Electronics Specialists conference. Cambridge, MA, USA. IEEE, 1982;85-100.
- [24] LU B, LIU W D, LIANG Y, et al. Optimal design methodology for LLC resonant converter [C] // Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06. Dallas, TX, USA. IEEE, 2006;6.
- [25] LU J C, BAI H, BROWN A, et al. Design consideration of gate driver circuits and PCB parasitic parameters of paralleled E-mode GaN HEMTs in zero-voltage-switching applications [C] // 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Long Beach, CA, USA. IEEE, 2016; 529-535.
- [26] LU J L, HOU R Y, CHEN D. Opportunities and design considerations of GaN HEMTs in ZVS applications [C] // 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). San Antonio, TX, USA. IEEE, 2018;880-885.
- [27] ZHANG W M, 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.
- [28] LI M S, CHEN Q H, REN X Y, et al. The integrated LLC resonant converter using center-tapped transformer for on-board EV charger [C] // 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Montreal, QC, Canada. IEEE, 2015; 6293-6298.

作者简介:



金浩哲

金浩哲(1997),男,硕士在读,研究方向为电力电子变换器设计(E-mail:jinhaozhe974@hotmail.com);

陈武(1981),男,博士,教授,研究方向为电力电子功率变换、交直流配电网等。

Design of GaN-based user side DC/DC converter in DC distribution network

JIN Haozhe, CHEN Wu

(Center for Advanced Power-conversion Technology and Equipment, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: The isolated DC/DC converter connects the low-voltage direct current (LVDC) distribution network and the user-side DC load serving as an important equipment in LVDC distribution network. In this paper, LLC resonant converter with zero voltage switching on primary side and zero current switching on secondary side is adopted. The operation principles of LLC resonant converter are analyzed and the resonant parameters are presented. The gallium nitride device with lower on state resistance and effective output capacitance is used as the primary side switches to increase switching frequency and efficiency, thus decreasing magnetic component volume. Then, the driver of GaN devices, synchronous rectification and magnetic components are optimized and designed. Finally, a 375 V/48 V/500 W LLC resonant converter prototype is applied to verify the correctness of the design. The peak efficiency of the prototype is 97.6%, which is about 1% higher than that of the converter using traditional Si devices.

Keywords: low-voltage direct current (LVDC) distribution network; high power density; GaN; LLC resonant converter; driver design; synchronous rectification

(编辑 钱悦)