基于氮化镓的高频LLC变换器研究

荣振帅,迟迎超,孙战,王懿杰,徐殿国

(哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院,黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要:5G时代的到来对电源系统提出了更高的要求,即要求变换器具有高效率、高功率密度以及快速动态响应。针对该问题,使用第三代宽禁带半导体器件氮化镓(GaN)晶体管,优化变压器结构,采用新型分数匝结构,通过DSP数字控制方法设计一款400V转12V、输出功率为500W的高效率、高功率密度LLC谐振变换器。通过理论分析高频状态下实际LLC电路参数影响,确定系统优化方向,并结合有限元仿真软件改进分数匝变压器结构,最后搭建实物平台验证理论的可行性。

关键词:LLC谐振变换器;氮化镓;分数匝变压器;高效率与高功率密度 中图分类号:TM28 文献标识码:A DOI:10.19457/j.1001-2095.dqcd24710

Research on High Frequency LLC Converter Based on GaN

RONG Zhenshuai, CHI Yingchao, SUN Zhan, WANG Yijie, XU Dianguo (School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, Heilongjiang, China)

Abstract: The arrival of the 5G era has put forward higher requirements for the power system, that is, the converter is required to have high efficiency, high power density, and rapid dynamic response. In response to this problem, the third generation of wide bandgap semiconductor device gallium nitride (GaN) transistors was used. A new type of fractional turn structure was adopted to optimized transformer structure. The DSP digital control method was used to design a 400 V to 12 V, and the output power is 500 W high efficiency, high power density LLC resonance converter. Through theoretical analysis of the influence of actual LLC circuit parameters under high frequency conditions, the system optimization direction was determined, and the structure of fractional turns transformer was improved by combining finite element simulation software. Finally, a physical platform was built to verify the feasibility of the theory.

Key words: LLC resonant converter; gallium nitride (GaN); fractional turn transformer; high efficiency and high power density

通信电源是通信系统里的重要组成部分,一 个稳定可靠的通信电源在保证通信系统安全可 靠工作方面具有关键作用。通信系统的供电故 障将会导致通信系统的瘫痪,带来巨大的经济损 失。通信领域中的二次电源被广泛应用,其为通 信设备内部集成电路、芯片等供电,提升通信电 源的安全性、稳定性、供电性能等均是未来通信 电源技术的发展趋势。在电源技术中心,开关电 源有着很高的地位,从10kHz到如今的MHz级, 开关电源逐渐朝着高频化、高效率、大容量、小体 积等方向发展^{II}。

随着开关电源不断朝着高频化、高功率密度 的方向发展,传统的半导体材料逐渐无法满足发 展需求。第三代半导体材料在击穿场强能力、电子饱和速率、导热率、抗辐射能力等方面优势突出,更加适用于高温、高频的应用场合^[2-5]。同时,磁性元件在开关电源中发挥着重要作用,通过提升系统的工作频率,可以大幅减小磁性元件体积。传统分立式磁性元件存在着体积较大、损耗较高等缺点,与此相比,平面印刷电路板(printed circuit board,PCB)磁性元件在高频条件下具有更加优越的性能^[6-9]。然而较高的开关频率带来的问题便是较大的开关损耗,LLC变换器可以实现软开关,且其结构简单,额定状态下电路原边开关管可以实现零电压开通,副边整流管可以实现零电流关断,因此近年来被广泛应用于高效率、

作者简介:荣振帅(2000—),男,硕士,主要研究方向为高频开关电源技术,Email:hiteerzs@163.com

高功率密度的电源设计中^{110]}。基于上述方面,本 文搭建500 W LLC 实物样机实现高效率、高功率 密度的要求。

- 1 高频LLC系统简介及分析
- 1.1 系统简介

本文设计的系统结构如图1所示,拓扑采用

LLC谐振变换器,可以实现全负载范围内软开关。 系统由高频半桥逆变电路、谐振腔阻抗网络、高 频变压器结构、二次侧全波同步整流电路、数字 信号处理(digital signal processing, DSP)控制模块 以及模拟辅助电源等组成。设计完成后,当输入 电压在360~400 V之间时,输出电压稳定在12 V, 输出功率可达500 W。



Fig.1 System structure diagram

1.2 高频 LLC 拓扑分析

图2所示为高频状态下LLC变换器等效电路 图。LLC变换器一次侧等效电阻用R₁表示,包括 原边绕组损耗、励磁电感磁损、谐振电感磁损和 其他杂散损耗;LLC变换器二次侧等效电阻用R₂ 表示,包括副边绕组损耗和其他杂散损耗;L_k为 变压器副边漏感;*n*为变压器的变比。由于谐振 电感数值较大且远大于漏感值,因此变压器原边 漏感可以忽略不计。



$$T_{2} = \frac{sL_{\rm m} (sn L_{\rm k} + R_{\rm eq} + n^{2}R_{2})}{sL_{\rm m} + sn^{2}L_{\rm k} + R_{\rm eq} + n^{2}R_{2}}$$
(2)

$$M = \frac{Z_2}{sL_r + \frac{1}{sC_r} + R_1 + Z_2} \cdot \frac{R_{eq}}{R_{eq} + sn^2 L_k + n^2 R_2}$$
(3)

式中:M为输出电压增益;C,为谐振电容。 式(3)描述了LLC谐振变换器输出电压增益与 原边等效电阻、副边等效电阻及漏感的关系,采 用不同副边漏感、副边等效电阻、原边等效电阻 绘制输出电压增益曲线分别如图 3~图5所示。



变换器输出电压增益曲线发生畸变,且漏感越 大,变换器最高增益越大,当开关频率高于谐振 频率时,系统输出增益降低速率越快。

采用不同的原、副边等效电阻进行数学分析并 绘制曲线如图4、图5所示。可以看出,由于等效电 阻产生有功能量的损耗,输出电压增益曲线整体下 移,当损耗较大时,实际输出电压将严重低于理想 输出电压。在实际电路中,与漏感的影响相比(漏 感在某些特定场合可被充分利用,同时提升电路性 能),原、副边损耗对于输出电压影响更为明显,因 此对原、副边绕组进行优化以减少交流损耗对维 持输出增益、提升系统效率具有重要意义。



图4 副边等效电阻对输出特性曲线影响示意图

Fig.4 Schematic diagram of influence of secondary equivalent





- 图5 原边等效电阻对输出特性曲线影响示意图
- Fig.5 Schematic diagram of influence of primary equivalent impedance on output characteristic curve
- 2 高频磁性元件设计

2.1 高频寄生电容的产生及影响

在高频工作条件时,感性元件往往不是完全 理想的元件。电感模型包括电感、寄生电阻和寄 生电容,如图6a所示;变压器模型包括励磁电感、 原副边漏感、高频等效寄生电阻、一次侧寄生电 容、二次侧寄生电容、一次二次侧寄生共模耦合 电容,如图6b所示。和电感模型相比,变压器中 的寄生电容会对系统产生严重影响。

电容大小和导体正对面积成正比,因此可以 通过减少正对面积来减少导体间电容。如图7所



Fig.6 Model diagram of high frequency inductor and transformer 示, C_{Layer} 表示层间寄生电容, C_{turn} 表示匝间寄生电容。在高频电路中通常采用 PCB 走线作为绕组, 匝间寄生电容 C_{turn} 一般较小, 因此本设计着重减



of different winding structures

在Maxwell 中对不同绕组结构进行电容仿真, 如图8所示,原边绕组设置为8匝,全波整流副边 绕组设置为1匝。



图 8a 为传统绕组结构,原边 8 匝单层螺旋绕制(深灰色绕组),副边绕组上下正对放置(在降 压变换拓扑中,副边电流高于原边电流,因此副

边绕组线宽要宽于原边绕组),仿真得到原边绕 组对两组副边绕组寄生电容分别为 52.89 pF 和 53.18 pF,该数值相对较大。

图8b使用了分层绕组结构,将8匝线圈分为 2组,每组4匝,2层原边绕组正对,其余条件不 变。仿真得到,在分层绕组结构中,原边绕组对 两组副边绕组寄生电容分别减少至18.14 pF和 18.25 pF,有效减小了寄生电容。

为了进一步优化减少层间电容,图8c采用分 层交错绕组结构,即2组原边绕组完全交错。仿 真得到,该结构层间寄生电容和匝间寄生电容 数值均达到最小(图 8b 中原边绕组匝间寄生电 容为16.02 pF,图 8c 中原边绕组匝间寄生电容为 8.06 pF),是优化寄生电容的最优绕组结构。

由以上分析可知,分层交错绕组结构可以极 大地减小寄生电容。然而层间绕组首尾连接方 式的不同会导致电场能量分布的不同,进而会对 等效电容大小产生影响,如图9所示。分析图9 可知,相比连接方式1,连接方式2可以有效减小 寄生电容。因此采用分层交错同向绕组是高 频运行时寄生电容最小的结构。但是,在实际 电路设计中还需结合其他参数综合考虑。



2.2 分数匝变压器原理

针对变压器原、副边绕组交流阻抗造成输出 电压跌落、降低系统效率问题,分数匝变压器结构 的使用可以减小原、副边交流阻抗,进而减少损 耗,提升系统效率。图10为分数匝变压器结构 正半周期工作模态示意图,该结构使用两组变压 器 且均为 E 型磁芯, 副边采用 1/2 匝绕组结构。 E

型磁芯中柱上的原边绕组电流激发向外方向的 磁通,在分数匝绕组中产生感应电流以抵消原 边绕组激发的磁场,感应电流从副边输出,经同 步整流管SR_{br}、半匝绕组后通过输出电容向负载 供电。



fractional turn transformer structure

2.3 分数匝变压器结构优化

图 11 所示为本文提出的 1/2 匝变压器结构优 化过程,使用两组E型磁芯,以提升系统效率,降 低散热难度。原边绕组串联绕制、副边绕组并联 绕制,有利于电流与热量分散,进而提升系统效 率。两组变压器的原边绕组均设计为4匝,副边 绕组均设计为1/2匝,副边绕组在PCB板上绘制 在同一层且放置在原边绕组之上,原边绕组在 PCB板上绘制在同一层,如图11中①所示。然而 在副边绕组放置过程中很难保证完全对称,副边 绕组的不对称性将会导致并联输出系统产生内 部环流,输出电压下降,系统效率降低。

针对上述问题对绕组结构进行改进,如图11 中②所示,以提高副边绕组对称性,其中灰白色 绕组、灰黑色绕组分别代表不同工作模态下同时 导通的绕组。为进一步降低电流回路的不对称 性,减少系统环流,进一步改进绕组结构如图11 中③所示,其中灰黑色绕组代表正向导通,灰白 色绕组代表负向导通,正向感生电流导通回路与 反向感生电流导通回路对称放置,可以实现系统 输出无环流、副边电流无大小波问题。结合交错 绕组可以减少交流阻抗原理,在设计时采用副边 一原边一副边交错排列方式,如图11中④所示, 降低绕组间磁动势,优化层间磁动势分布。

本文使用多层绕组结构,将原边绕组分层绕 制,由于原边绕组匝数较少且宽度较小,绕组完 全正对情况下产生的层间电容数值并不高。为 减小系统原边寄生电阻影响,在设计时采用分层 完全正对结构替代分层完全交错结构,如图11中 ⑤所示。同时,为减少系统终端损耗,在设计中 将同步整流管集成在副边绕组上,如图11中⑥所 示。通过分析气隙对系统的影响,此处采用多段 气隙结构(2组E型磁芯、6段气隙结构),可以减 少气隙磁通边界效应对绕组涡流的影响。未来 可进行定制化磁芯集成设计,以进一步提高功率 密度。



Fig.11 Optimization process of half turn transformer structure

3 控制策略

系统启动仿真图如图12所示。LLC变换器 在启动时,输出电容两端电压为0V,变压器励磁 电感两端电压被钳位在0V,由于LLC电路通常 工作在系统归一化频率附近,此时谐振腔网络等 效阻抗为0,系统出现浪涌电流(见图12b和图12c)。 浪涌电流会对开关管造成冲击,甚至损害开关管, 同时浪涌电流的冲击还会导致系统输出电压出现 超调(见图12d),这也不利于系统稳定运行。

通常情况下,可以采用降频软启动方式减小 启动浪涌电流,通过提高频率进而提高谐振网络



Ð

QQ

皆振电流I//A



Fig.12 System startup simulation diagram 等效阻抗,减少谐振腔环流,降低输出电压,同时

等效屈抗,减少诸派屈尔乱,降低福出电压,间时 缓慢降低频率直至谐振频率范围,将输出电压缓 慢抬升至额定电压值。在这种情况下,LLC电路 启动频率通常为谐振频率的 4~5 倍,对于本身谐 振频率就相对较高的应用降频软启动时开关损 耗急剧上升,不利于系统安全工作。针对此问题 本设计采用频率固定但占空比渐增(两路 PWM 驱动死区逐渐减小,占空比逐渐上升,直至占空 比达到 0.5)的方式进行系统软启动,如图 13 所 示,其中 V₀表示输出电压,V_{s0}表示逆变半桥上管 驱动信号,V_{s02}表示逆变半桥下管驱动信号。

当系统负载较轻时,采用正常的连续频率控制方式,如图14a所示,系统固定损耗无法降低,效率较低。针对此问题,本设计采用Burst突发模式控制方式,如图14b所示,通过间歇控制手段减小系统固定损耗及变压器励磁损耗等进而提升系统效率。间歇控制主要原理为:使LLC变换器工作在 PWM 模式下,将高频逆变输出等效为占





Fig.13 Schematic diagram of gradual duty cycle soft start 空比方式进而调节输出电压,当控制信号为高, 即高频逆变输出时,一次侧向二次侧传递能量, 当控制信号为低,即高频逆变无输出时,一次侧 不再向二次侧传递能量。





最为常用的间歇控制模式为4脉冲和6脉冲 控制方式,如图15所示。控制器采集输出电压进 行比较,当输出电压跌落时开启驱动,当输出电 压超调时关闭驱动。



Fig.15 Schematic diagram of pulse control mode

4 实验验证

图 16 为系统实物样机图,样机长度 91 mm, 宽度 90 mm,高度 12 mm,在系统输出功率 500 W 情况下,样机功率密度达到 5.09×10^{-3} W/mm³。样 机所选器件具体参数如下:输入电容 1 μ F,输出 电容 240 μ F,谐振电容 11.25 nF,谐振电感 9 μ H, 励磁电感 22 μ H×2(2个励磁电感);半桥开关管 选择 GS66508B,同步整流管选择 CSD18504Q5A, 数字控制器为 TMS320F28027,驱动芯片采用 SI8273,同步整流芯片采用 UCC24624,采样运放 采用 OPA365,LDO采用LM117。





图 17 所示为系统软启动波形图。可以看出, 系统输出电压逐渐升高且并无超调现象,谐振腔 并未出现大电流浪涌震荡现象,系统应力较小, 保证在安全工作范围。

图 18 给出了 375 V 额定电压输入条件下,谐 振电流、输出电压、高频逆变半桥下管驱动电压 以及逆变输出电压波形图。可以看出,在额定 电压输入时开关管两端电压在驱动到来之前 首先降至为0, ZVS 实现良好,开通损耗较低, 电压变化率较小,系统电磁干扰(electromagnetic interference, EMI)性能较好。此时变换器工作频 率为455 kHz,谐振腔电流为正弦波,输出电压较 为稳定,驱动电压波形稳定无振荡,系统稳定运 行,此时输出功率为503.5 W,输入功率为524 W, 效率达到96%。

图 19 所示为 50 W 工况(即 10% 额定负载), 采用4脉冲控制模式下,系统各点波形图。可以 看到,间歇控制模式对输出电压几乎没有影响, 输出电压几乎没有波动,稳定在 12 V。高频逆变 半桥输出一段时间脉冲方波后进入低电压震荡 状态,谐振电流同样呈现脉冲状态,系统损耗较 小。此时系统输入功率为55.1 W,输出功率50.3 W, 在 10% 的负载情况下,系统效率可达 91.3%。



5 结论

本文结合第三代半导体器件氮化镓设计了 一款500W高效率、高功率密度LLC实物样机,样 机功率密度可达5.09×10⁻³W/mm³,额定电压375V 输入时系统效率可达96%,针对轻负载状态效率 较低问题采用间歇控制,减少系统损耗,提升效 率,10%负载下效率可达91.3%,从实践上证明了 本文理论分析的可行性。

参考文献

[1] 胡炎申,谢运祥.通信用高频开关电源技术发展综述[J].通信电源技术,2005,22(5):60-63.

HU Yanshen, XIE Yunxiang. Summary of technology development for communication application specific high frequency switching power supply[J]. Telecom Power Technologies, 2005, 22(5):60-63.

[2] 李媛,马红波,柯玉连.基于GaN HEMT的高效率、高功率密度 LLC 谐振变换器的设计[J].电工电能新技术,2018,37 (10):58-64,88.

LI Yuan, MA Hongbo, KE Yulian. Design of high efficiency and high power density GaN-based LLC converter[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2018, 37 (10):58-64,88.

- [3] WANG J,ZHOU X, LI J. 10-kV SiC MOSFET-based boost converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45 (6):2056–2063.
- [4] 王雪梅. 宽禁带碳化硅功率器件在电动汽车中的研究与应 用[J]. 中国电机工程学报,2014,34(3):372-376.

WANG Xuemei. Researches and applications of wide bandgap SiC power devices in electric vehicles[J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(3):372-376.

[5] 韩阳.基于宽禁带器件的光伏逆变器研究与实现[D].北京: 中国科学院大学,2017.

HAN Yang. Research and implementation of photovoltaic inverter based on wide bandgap devices[D]. Beijing: University of Chinese Academy of Sciences, 2017.

- [6] ROUHOLLAH S, MARTIN O, ALI S M. 3D-frequency dependent thermal model for planar transformers in LLC resonant converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(5):4641-4655.
- [7] ZHANG Z, HE B, HU D, et al. Multi-winding configuration optimization of multi-output planar transformers in GaN active forward converters for satellite applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(5):4465-4479.
- [8] 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.

- [9] 高珊珊.基于准谐振双 Buck 电路的高频 LED 驱动技术[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2017:5-19.
 GAO Shanshan. High frequency LED driving technology based on quasi-resonat dual Buck circuit[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology,2017:5-19.
- [10] KANG S W, CHO B H. Digitally implemented charge control for LLC resonant converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(8):6159–6168.

收稿日期:2022-10-24 修改稿日期:2022-11-30