

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2024.4.20

中图分类号: TM464

文献标志码: A

一种应用于车载辅助电源的DC-DC变换器

董雨坤¹, 刘俊峰¹(中国电源学会高级会员), 周浩²(中国电源学会会员), 曾君³

(1. 华南理工大学自动化科学与工程学院, 广州 510640;

2. 华南理工大学吴贤铭智能工程学院, 广州 511442;

3. 华南理工大学电力学院, 广州 510640)

摘要: 以应用于车载辅助电源模块 APM(auxiliary power module)的DC-DC变换器设计为研究对象, 提出1种由三电平升压型TL-Boost(three-level Boost)拓扑和半桥LLC谐振拓扑构成的两级式DC-DC变换器拓扑结构, 分析其工作原理。前级TL-Boost拓扑将宽范围的输入电压转换为稳定电压, 保证了后级半桥LLC谐振拓扑的高效率运行。通过搭建实验平台并进行相关实验, 结果验证了所提DC-DC变换器的可行性和正确性。

关键词: 辅助电源; 三电平Boost; 半桥LLC; DC-DC变换器

DC-DC Converter Applied to Vehicle Auxiliary Power Supply

DONG Yukun¹, LIU Junfeng¹, Senior Member, CPSS, ZHOU Hao², Member, CPSS, ZENG Jun³

(1. School of Automation Science and Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China;

2. Shien-ming Wu School of Intelligent Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 511442, China;

3. School of Electric Power Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract: The design of DC-DC converters which are applied to vehicle auxiliary power modules (APMs) is taken as a research object, the topology of a two-stage DC-DC converter consisting of a three-level Boost (TL-Boost) topology and a half-bridge LLC resonant topology is proposed, and its working principle is analyzed. The front-stage TL-Boost topology converts a wide range of input voltage into a stable voltage, ensuring the high-efficiency operation of the back-stage half-bridge LLC resonant topology. The feasibility and correctness of the proposed DC-DC converter were verified by establishing an experimental platform and carrying out relevant experiments.

Keywords: Auxiliary power supply; three-level Boost (TL-Boost); half-bridge LLC; DC-DC converter

为了改善能源短缺和空气污染等全球性问题, 电动汽车逐渐成为人们首选的出行工具。辅助电源模块 APM(auxiliary power module)是电动汽车必不可少的部件, 而大功率DC-DC变换器是APM的核心。电动汽车在运行过程中会面临各种复杂车况, 导致动力电池供给APM的电压有较大波动,

再加上车内空间有限, 因此在APM应用场景, 所设计的DC-DC变换器应具备在宽输入电压范围下仍能高效工作, 同时还具有体积小、质量轻、可靠性高等特点。

采用单级结构的中、大功率DC-DC变换器, 移相全桥拓扑和LLC谐振拓扑得到了广泛应用^[1-9]。但在宽范围电压输入条件下, 移相全桥拓扑的电路损耗会随着输入电压升高引起无功环流时间的增加而显著增大, 副边输出整流二极管上的寄生振荡会带来严重的电磁干扰^[1-2]; LLC谐振拓扑需要具有较宽的开关频率范围, 但这样不利于磁性元件的设计^[3]。为了改善这些问题, 科研人员已提出许多解决方案, 如增加辅助电路^[4-5]、LLC谐

收稿日期: 2021-12-29; 修回日期: 2022-04-01, 2022-04-06;

录用日期: 2022-05-30; 网络首发日期: 2022-07-26

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(62173148, 51877085);
广州市科技计划科学研究专项资助项目(202002030373)

This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 62173148 and 51877085; Guangzhou Science and Technology Program Scientific Research Project under the grant 202002030373

振腔优化^[6-7]及变模态控制^[8-9]等, 但这些方案均在一定程度上增加了电路或控制方法的复杂性。在单级 DC-DC 变换器的效率在此类应用难以保证的条件下, 两级式 DC-DC 变换器受到关注^[10-13], 文献[11]提出 1 种传统 Boost-半桥 LLC 两级式变换器, 在高压输入时传统 Boost 变换器会产生较大的电压变化率, 功率器件的电压和电流等级也随之提高, 升压电感需要设计的较大, 且电感电流纹波难以抑制; 文献[12]提出 1 种双管 Buck/Boost-LLC 两级式变换器, 结合了 Buck/Boost 宽电压范围和 LLC 高效率的优点, 但前级电路所需器件较多, 变换器峰值效率仅为 92%; 文献[13]提出 1 种交错并联 Buck+全桥 LLC 两级式变换器, 交错并联技术可减小开关管的电流应力和输出电流纹波, 但为了保证并联支路的均流, 控制的复杂度较高。

基于上述研究现状和分析, 本文提出 1 种由 TL-Boost 拓扑和半桥 LLC 谐振拓扑构成的两级式 DC-DC 变换器。首先, 对前级 TL-Boost 拓扑的工作原理进行分析, 采用交错控制策略以降低升压电感电流纹波和输出电压纹波, 旨在使所需升压电感的感值可以大幅降低, 减小电感体积的同时也降低成本, 通过动态调整开关管的导通时间来实现电容均压; 其次, 给出后级半桥 LLC 谐振拓扑的设计过程; 最后, 通过搭建实验平台并进行相关实验, 验证所提 DC-DC 变换器的可行性和正确性。

1 APM DC-DC 变换器结构

本文提出的变换器拓扑如图 1 所示, 该变换器初级侧由 1 个 TL-Boost 拓扑和 1 个半桥 LLC 谐振拓扑构成。在前级 TL-Boost 拓扑中, V_{in} 为系统的输入电压; L 为升压电感; S_1 和 S_2 为 MOSFET 开关管; D_1 和 D_2 为整流二极管; C_1 和 C_2 为均压电容, 且 $C_1=C_2$; 2 个均压电容的电压分别为 V_{C_1} 、 V_{C_2} , 两者之和 V_{bo} 为前级拓扑的输出电压, 并作为后级拓扑的输入电压。在后级半桥 LLC 谐振拓扑中, S_3 和 S_4 为 MOSFET 开关管; L_r 为谐振电感; L_m 为励磁电感; C_r 为谐振电容。变换器次级侧使

用全波整流器, D_3 和 D_4 为整流二极管; C_o 为系统的输出滤波电容; R_o 为电阻负载; V_o 为系统的输出电压; 变压器 T 的变比为 $n:1:1$ 。

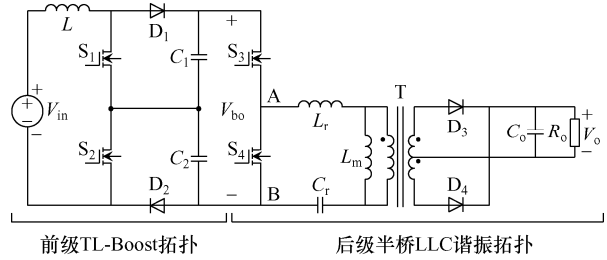


图 1 提出的 APM DC-DC 变换器拓扑

Fig. 1 Topology of proposed APM DC-DC converter

2 前级 TL-Boost 拓扑设计

TL-Boost 拓扑具有输出谐波含量低、开关损耗小、功率器件电压应力低和电磁干扰较小等优点, 被广泛应用于高压大功率场合^[14]。图 2 为前级 TL-Boost 拓扑工作的主要波形。

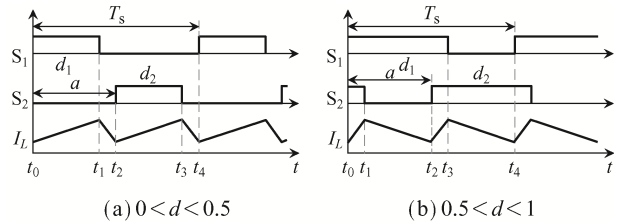


图 2 TL-Boost 拓扑主要波形

Fig. 2 Main waveforms of TL-Boost topology

图 2 中, 开关管 S_1 、 S_2 采取交错控制, 假设 2 个驱动信号的占空比均为 d , 相位差为 α , 则每个周期内电感电流的脉动量为

$$\Delta i_L = \frac{V_i T_d}{L(1-d)} \left(1-d - \frac{\alpha}{2\pi} \right) \quad (1)$$

式中, T_s 为前级的开关周期。由式(1)可以看出, 在 $0 < \alpha < \pi$ 范围内, 移相角越大, 电流纹波越小, 因此可将 2 个驱动信号的相位差设置为 180° , 具体控制策略如图 3 所示, 其中 V_{inr} 为前级输出参考电压。与传统 Boost 拓扑类似, 在工作中, TL-Boost 拓扑电感电流存在连续模式 CCM、临界导通模式 CRM 及断续模式 DCM 这 3 种模式。对于大功率应用, CCM 模式具有更高的效率, 本节仅对 CCM 模式进行分析。TL-Boost 拓扑可能存在 4 个工作模

态,如图4所示。

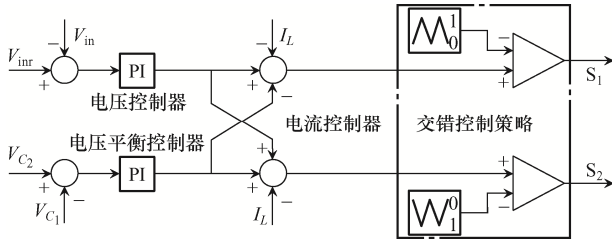


图3 TL-Boost 交错控制策略

Fig. 3 Interleaved control strategy for TL-Boost

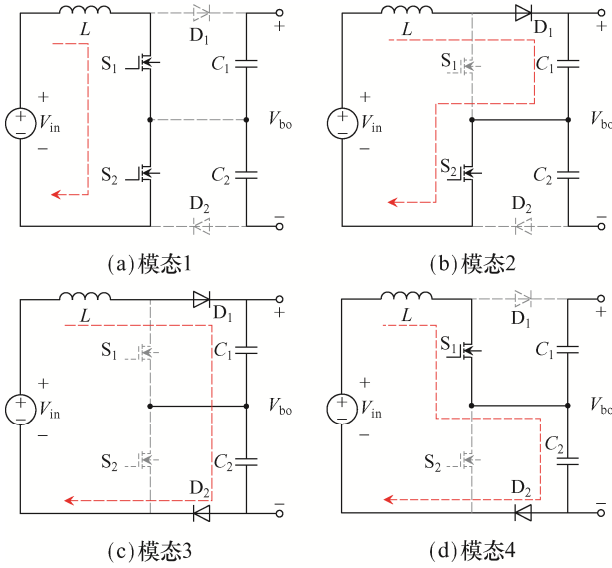


图4 TL-Boost 不同工作模式的等效电路

Fig. 4 Equivalent circuits of TL-Boost in different operating modes

由图4发现:当 $0 < d < 0.5$ 时,TL-Boost 拓扑的工作模式不包含模式1;当 $0.5 < d < 1$ 时,TL-Boost 拓扑的工作模式不包含模式3。下面对前级拓扑每个开关周期的工作模式进行分析:

模式1: S_1 、 S_2 导通,此时 D_1 、 D_2 反向截止, C_1 、 C_2 为后级拓扑供电, 升压电感 L 由电源供电, 电感电流线性增加。

模式2: S_1 关断、 S_2 导通, 此时 D_1 导通, D_2 反向截止, 电源通过升压电感 L 、续流二极管 D_1 及开关管 S_2 形成的回路同分压电容 C_2 一起向后级拓扑传输能量。

模式3: S_1 、 S_2 关断, 此时 D_1 、 D_2 正向导通, 电源对分压电容和后级电路同时放电, 电感电流线性下降。

模式4: S_1 导通、 S_2 关断, 此时工作状态与模

态2类似,不再赘述。

2.1 TL-Boost 拓扑输入、输出电压的关系

当占空比 $0 < d < 0.5$ 时,由电感两端电压在1个开关周期内的伏秒平衡原理可推导出

$$\begin{aligned} (V_{in} - V_{C_2})d_1 + (V_{in} - V_{C_1})d_2 = \\ (V_{C_1} + V_{C_2} - V_{in})(1 - d_1 - d_2) \end{aligned} \quad (2)$$

式中, d_1 、 d_2 分别为 S_1 、 S_2 的占空比。由式(2)可得

$$V_{in} = (1 - d_1)V_{C_1} + (1 - d_2)V_{C_2} \quad (3)$$

因为 $C_1 = C_2$, 若 $d = d_1 = d_2$, 则式(3)可变为

$$\frac{V_{bo}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - d} \quad (4)$$

由同样的方法可推导出当占空比 $0.5 < d < 1$ 时 TL-Boost 拓扑输入、输出的关系,其表达式与式(4)相同。

2.2 TL-Boost 拓扑均压控制

实际中由于开关管、电容等器件自身参数不一致等原因使得分压电容中点电位不相等,其差值会增加部分元件的电流和电压应力,因此保证其中点电位平衡十分重要。

在模式4下,电容 C_1 释放能量,电容 C_2 储存能量,其均压电容之间的电压差与 S_1 的导通时间有关;在模式2下,均压电容的储能情况与之相反。因此,为了调整下1个开关周期中功率器件 S_1 和 S_2 的导通时间,需要在前1个开关周期结束时,采样电容 C_1 和 C_2 的电压差作为反馈输入。表1为前级开关管导通时间调整策略。

表1 开关管导通时间调整策略

Tab. 1 Adjustment strategy for switch tube conduction time

采样对比	d_1	d_2
$V_{C_1} > V_{C_2}$	增大	减小
$V_{C_1} < V_{C_2}$	减小	增大
$V_{in} > V_{inr}$	减小	减小
$V_{in} < V_{inr}$	增大	增大

3 后级半桥 LLC 拓扑设计

在前级电路可以维持输出稳定电压的情况下,

后级半桥 LLC 拓扑设计可以针对固定的输入电压进行参数优化, 系统运行时具有高转换效率的性能优势。半桥 LLC 拓扑的开关管 S_3 和 S_4 交替工作并基本保持导通占空比为 50%。另外, LLC 谐振拓扑结构有 2 个谐振频率, 一个为电感 L_r 与电容 C_r 产生的谐振频率 f_r ; 另一个为电感 L_r 加上电感 L_m 与电容 C_r 产生的谐振频率 f_m , 即

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (5)$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \quad (6)$$

由于存在 2 个谐振频率, 在额定负载条件下, 开关频率的不同会使 LLC 在工作时位于不同的频率区间, 即 $f_s < f_m$ 、 $f_m < f_s < f_r$ 、 $f_s > f_r$ 。运用基波分析法可得到半桥 LLC 谐振拓扑的直流增益^[15]为

$$M_{dc}(k, f_n, Q) = \frac{1}{2n} \left(\sqrt{\left(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{k f_n^2}\right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2} \right)^{-1} \quad (7)$$

式中: k 为电感系数比, $k=L_m/L_r$; f_n 为归一化频率, $f_n=f_s/f_r$; Q 为品质因数, $Q=\pi^3 f_r L_r / 4n^2 R_o$ 。由式(1)可以看出直流电压增益 M_{dc} 与 k 、 f_n 、 Q 、匝比 n 紧密相关。为了直观地分析这些参数对 M_{dc} 的影响, 利用 MATHCAD 软件可绘制出 LLC 谐振拓扑直流增益曲线, 如图 5 所示。

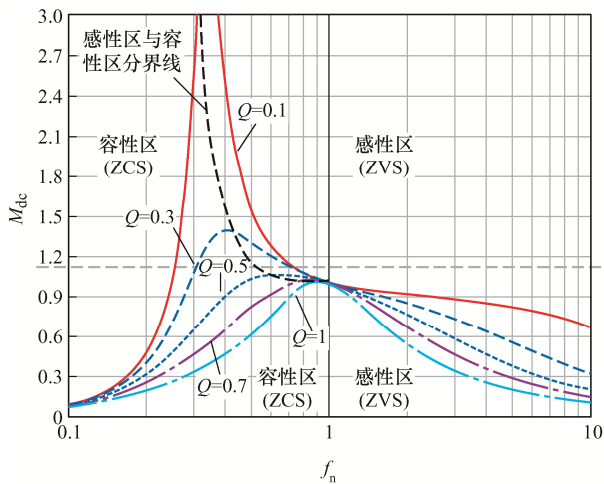


图 5 半桥 LLC 谐振拓扑的电压增益特性曲线

Fig. 5 Voltage gain characteristic curve of half-bridge LLC resonant topology

根据图 5, 可总结出半桥 LLC 谐振拓扑在不同频率区间下的性能特点, 如表 2 所示。可知, 为满足变换器在 APM 应用场景下高效率运行的性能需求, 应使半桥 LLC 拓扑工作在区间 $f_m < f_s < f_r$ 内。

表 2 半桥 LLC 谐振拓扑不同工作模式特点

Tab. 2 Characteristics of different working modes of half-bridge LLC resonant topology

开关频率与谐振频率关系	工作模式
$f_s < f_m$	原边开关管无法实现 ZVS 开通
$f_m < f_s < f_r$	原边开关管 ZVS 开通、副边整流二极管 ZCS 关断
$f_s > f_r$	副边无法实现 ZCS 关断

3.1 变压器匝比的设计

在前级 TL-Boost 拓扑的作用下, 后级的输入能够始终保持稳定, 因此可将半桥 LLC 拓扑按照在谐振工作点处运行的情况进行设计, 此时拓扑的直流增益为 1, 则匝数比 n 为

$$n = \frac{MV_i}{V_o} = \frac{V_i}{2V_o} \quad (8)$$

但实际上, 变压器次级侧的漏感不能忽略, 因此变压器实际匝比应根据所测得的变压器漏感来进行调整。

3.2 开关频率和谐振频率的设计

提高开关频率可以减小磁性元件的体积, 但是会增加电路损耗, 降低整体效率。综合考虑确定开关频率 $f_s=100$ kHz。

在前级 TL-Boost 拓扑作用下, 半桥 LLC 拓扑的输入能够始终保持稳定, 这就意味着其直流增益也为固定值。在开关频率确定的基础上, f_r 可设计为 1.1 倍的开关频率, 即 $f_r=110$ kHz。

3.3 死区时间的设计

死区时间 t_d 的时长应保证在这段时间内谐振电流对开关管的寄生电容进行充放电, 从而为软开关创造条件, 但如果设置的太大则谐振网络的谐振电流将在充电和放电后发生反转, 失去软开关条件。为了实现开关管的软开关, 死区时间 t_d 应满足

$$t_{off} + t_c \leq t_d \leq t_{off} + t_c + t_{di} \quad (9)$$

式中: t_{off} 为开关管关断时间; t_c 为开关管换向时间; t_{di} 为开关管反向导通时间。 t_d 的设计应依据所选用开关管的相关参数并按式(9)确定。

3.4 电感数比 k 和品质因数 Q 的设计

由于后级半桥 LLC 的输入电压及输出电压均为稳定值, 理论上本文所提变换器在不同负载条件下均能以谐振频率工作, 此时半桥 LLC 拓扑的效率受到开关管开通损耗和关断损耗的影响, 上述损耗与励磁电感 L_m 的大小有关, 下面进行进一步分析: 在 L_m 确定的条件下, k 和 Q 的乘积为定值, 即

$$kQ = \frac{2\pi f_r L_m}{R_{\text{eq}}} \quad (10)$$

式中: R_{eq} 为半桥 LLC 初级交流等效电阻, 其与负载电阻 R_o 的关系为

$$R_{\text{eq}} = \frac{8n^2 R_o}{\pi^2} \quad (11)$$

可以发现, 增大 k 或 Q 均能起到增大励磁电感 L_m 的效果。但由图 5 可知, 当 k 为定值, Q 值增大时, 增益曲线的峰值会靠近谐振频率点, 但 Q 值过大会使谐振腔电流滞后电压的相位角变小, 增加实现 ZVS 的难度^[16], 因此 Q 值不宜太大。文献[17]给出了半桥 LLC 谐振拓扑原边电流有效值 i_{RMS_p} 、次级电流有效值 i_{RMS_s} 和励磁电感电流峰值 $i_{L_m\text{-pk}}$, 分别为

$$i_{\text{RMS}_p} = \frac{V_o}{8nR_o} \sqrt{8\pi^2 + \frac{2n^4 R_o^2}{f_s^2 L_m^2}} \quad (12)$$

$$i_{\text{RMS}_s} = \frac{V_o}{4nR_o} \sqrt{\frac{(5\pi^2 - 48)n^4 R_o}{12\pi^2 f_s^2 L_m^2} + 1} \quad (13)$$

$$i_{L_m\text{-pk}} = \frac{4nV_o f_s}{L_m} \quad (14)$$

结合式(12)~式(14)可以看出, LLC 原边通态损耗、LLC 副边通态损耗和初级开关管关断损耗分别与 i_{RMS_p} 、 i_{RMS_s} 和 $i_{L_m\text{-pk}}$ 成正比, 励磁电感 L_m 越大, 即 k 值越大, 损耗越小, 变换器效率越高。由式(7)可知, 过大的 k 值会使 LLC 直流增益变小, 减弱其调压能力, 但由于所提半桥 LLC 拓扑对直流增益要求不高, 因此 k 可选择较大值, 综合考虑,

确定 $k=8$ 。在 k 值确定且输入电压恒定的情况下, 为使 LLC 能够实现全范围的 ZVS, 品质因数 Q 所能取得的最大值选取应满足以下约束条件^[18]

$$Q_{\text{max}} \leq \min\{Q_{\text{ZVS1}}, Q_{\text{ZVS2}}\} \quad (15)$$

$$Q_{\text{ZVS1}} = \frac{1}{kM_{\text{max}}} \sqrt{k + \frac{M_{\text{max}}^2}{M_{\text{max}}^2 - 1}} \quad (16)$$

$$Q_{\text{ZVS2}} = \frac{2f_{n\text{max}} t_d}{\pi[(1+k)f_{n\text{max}} - 1]R_{\text{eq}} C_{\text{eq}}} \quad (17)$$

式中: C_{eq} 为半桥 A 点处对地等效电容; M_{max} 为变换器的最大增益, 其值设计为 1.1 倍的 M_{dc} , 即 $M_{\text{max}}=1.1$ 。实际选取的品质因数 Q 应保留一定裕量, 取

$$Q = 0.95Q_{\text{max}} \quad (18)$$

3.5 谐振元件参数设计

由 3.3 节可知, 电感系数比 k 和品质因数 Q 已确定, 故根据式(10)可得到励磁电感 L_m 为

$$L_m = \frac{kQR_{\text{eq}}}{2\pi f_r} \quad (19)$$

从而可得到 L_r 为

$$L_r = \frac{L_m}{k} \quad (20)$$

再结合式(5), 可得到

$$C_r = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 L_r} \quad (21)$$

4 实验验证及分析

针对所提出的两级式 DC/DC 变换器拓扑, 设计了 1 台额定功率为 1.2 kW 的实验样机, 如图 6 所示, 其主要参数如表 3 所示。

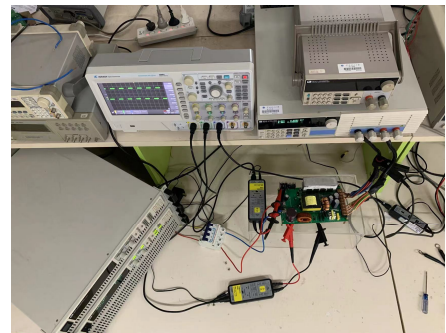


图 6 实验平台和实验样机

Fig. 6 Experimental platform and prototype

表 3 实验参数

Tab. 3 Experimental parameters

参数	数值
变换器输入电压/V	250~400
前级输出电压/V	500
变换器输出电压/V	12
前级开关管开关频率/kHz	50
后级开关管开关频率/kHz	100
变压器匝数比	20:1:1
前级开关管型号	STW75NF30
后级开关管型号	IPW65R150CFD
$L/\mu\text{H}$	860
$C_1, C_2/\mu\text{F}$	470
C_r/nF	87
$L_r/\mu\text{H}$	24
$L_m/\mu\text{H}$	195

图 6 给出了前级 TL-Boost 拓扑分别在占空比 $d < 0.5$ 和 $d > 0.5$ 条件下的关键波形。其中 I_L 为电感电流、 V_{S1} 和 V_{S2} 分别为 2 个开关管的驱动电压, V_{bo} 为输出电压。

由图 7 可以看出: 电路的工作状态与模态分

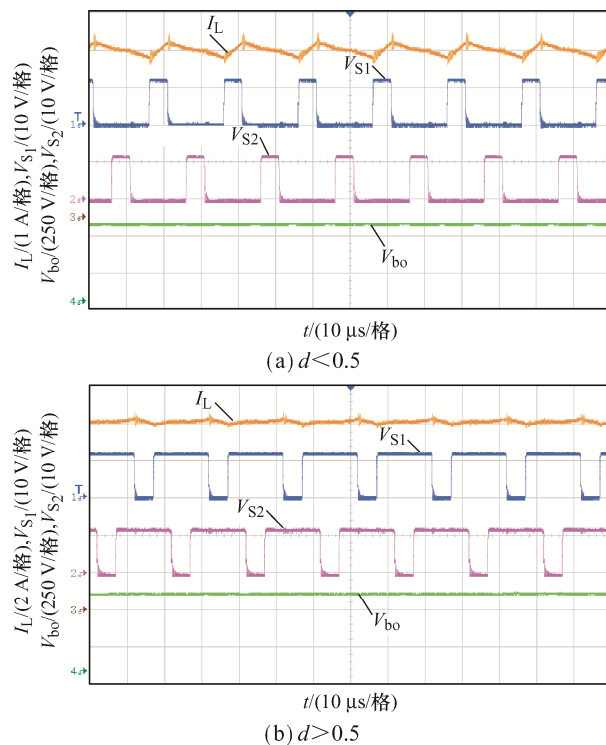


图 7 TL-Boost 开关管驱动电压、电感电流和输出电压波形
Fig. 7 Waveforms of TL-Boost switch tube drive voltage, inductor current and output voltage

析相符, 验证了理论分析的正确性; 采用 TL-Boost 结构, 开关管的电压应力仅为传统 Boost 电路的 1/2, 减小了开关管的导通和关断损耗, 提高了效率; 通过移相 180° 的交错控制策略, 减小了电感电流纹波的同时也降低了前级输出电压的纹波。图 8(a)给出了前级电路稳态运行时 2 个均压电容的电压波形, 电容 C_1 和 C_2 的端电压几乎相等; 图 8(b)给出了 2 个均压电容在所提变换器从满载切换至半载的电压波形。可以看出, 前级电路在稳态运行时实现了良好的均压效果; 当负载突变时, 也能够按照表 1 所示的动态控制策略实现中点电位平衡。

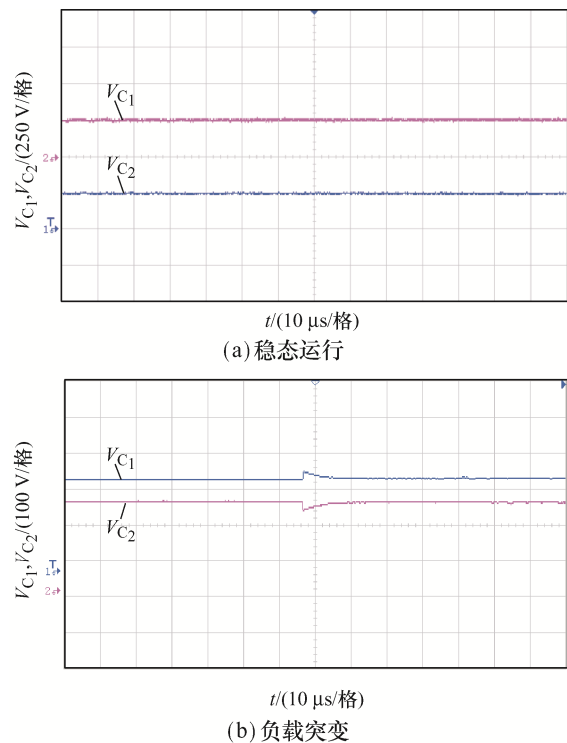


图 8 TL-Boost 分压电容电压波形
Fig. 8 Voltage waveforms of TL-Boost voltage divider capacitor

图 9 给出了后级半桥 LLC 拓扑在半载和满载条件下所测开关管的 V_{gs} 和 V_{ds} 电压波形。可以看出, 当输出位于半载、满载点时, 后级拓扑的开关管实现了 ZVS 导通, 降低了开关损耗, 保证了变换器在不同负载条件下均可以高效率运行。图 10 给出了 LLC 谐振拓扑的谐振电流和谐振腔电压波形。可以看出: 电流波形表现出轻微振

荡,这是因为在谐振过程中有 L_m 的参与;当负载增大时,开关管的工作频率有所降低,LLC 逐渐偏离谐振点,但仍工作在区间 $f_m < f_s < f_r$ 内。

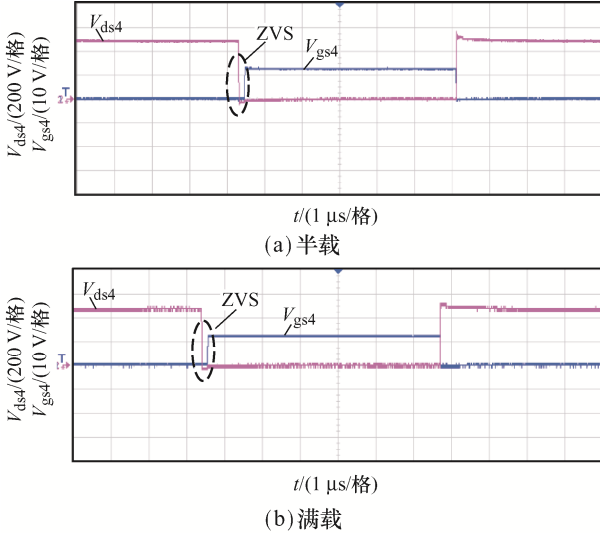


图 9 半桥 LLC 拓扑开关管的 ZVS 波形
Fig. 9 ZVS waveforms of switch tube in half-bridge LLC topology

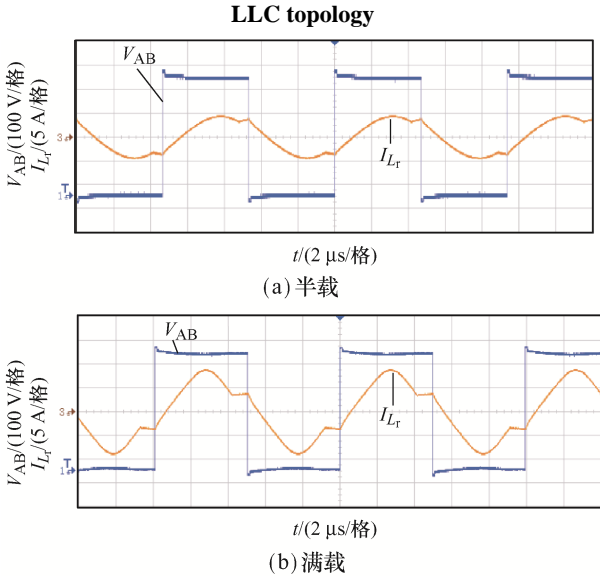


图 10 LLC 谐振腔电压和谐振电流波形
Fig. 10 Waveforms of LLC resonant tank voltage and resonant current

图 11 给出了变换器次级侧整流二极管的电压电流和变换器输出电压波形。可以发现:在半载和满载条件下,整流二极管在关断前其电流均下降到接近于 0,避免了二极管产生过大的反向恢复损耗;在整流二极管导通时,初始电流以较低的斜率缓慢上升,产生的交叉损耗也很小。这是由于电路中存

在元件寄生电容的干扰,其与 L_r 和 L_m 产生谐振,使得电压波形产生了一定的振荡。

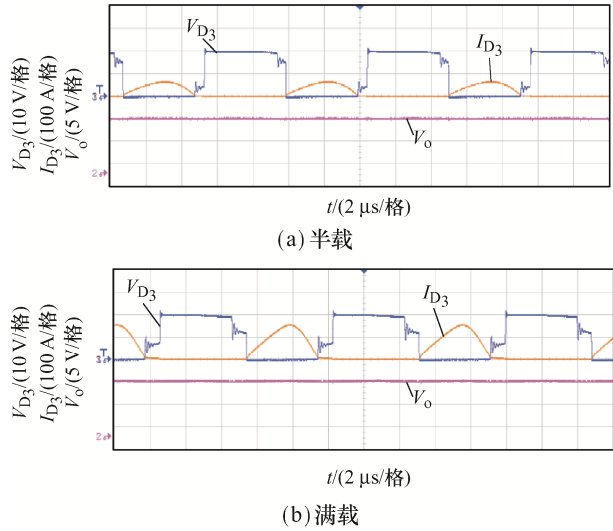


图 11 整流二极管电压电流和输出电压波形
Fig. 11 Waveforms of rectifier diode voltage, current and output voltage

图 12 给出了本文所提变换器从满载切换至半载运行时的输出电压和电流波形。可以看出,变换器在负载突变时依然能够维持稳定,变载前、后输出电压峰值最大为 0.6 V,纹波率不超过 5%,具有较好的自均衡效果。

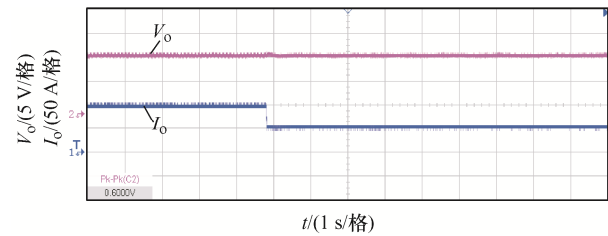
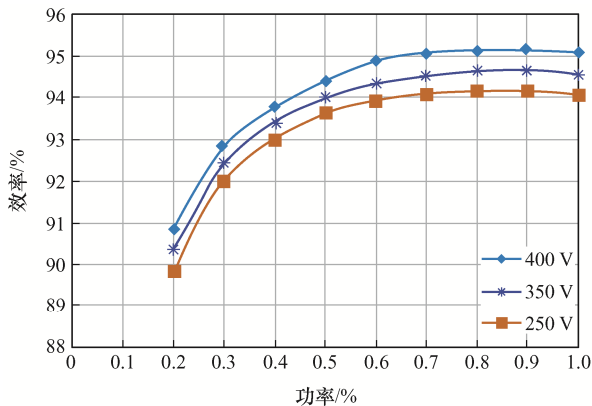


图 12 满载—半载切换时变换器输出电压、电流波形
Fig. 12 Output voltage and current waveforms of converter switching from full load to half load

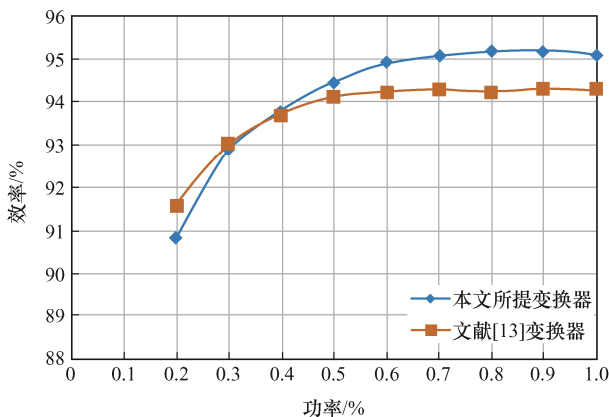
图 13(a)给出了变换器在不同输入电压条件下的运行效率。可以看到:通过前述控制方案和参数设计,变换器在整个输入电压范围内均保持了较高的效率;当负载不变时,变换器的效率随输入电压的增大而升高;当输入电压固定时,变换器的效率在 90%负载条件下达到峰值。

图 13(b)为本文所提变换器与文献[13]所提两级式 DC-DC 变换器在最佳输入条件下效率随负载变

化的结果。可以看出: 本文所提变换器在 30% 负载以下时的效率略低, 但随着负载逐渐变大, 对比文献[13]中变换器的效率, 在 50% 负载及以上时可维持在 94% 以上, 但不再显著增加; 本文所提变换器效率在 50% 负载时已超过 94%, 且随着负载不断变大, 变换器的效率继续增加, 峰值效率可达到 95.1%, 可见变换器性能满足设计预期。



(a) 不同输入电压下变换器的运行效率



(b) 变换器与文献[13]的效率对比

图 13 变换器效率曲线

Fig. 13 Curves of converter efficiency

5 结语

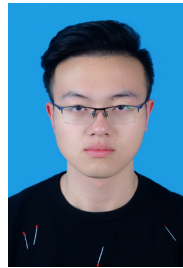
本文提出了 1 种由 TL-Boost 拓扑和半桥 LLC 谐振拓扑构成的两级式 DC-DC 变换器。前级 TL-Boost 拓扑采用移相 180° 的交错控制策略有效降低了电感电流纹波; 通过动态调整开关管导通时间实现了分压电容均压。前级的稳定输出使得后级半桥 LLC 拓扑设计可以针对固定的输入电压进行

参数优化, 在运行时发挥了其高转换效率的性能优势。实验结果验证了本文所提 DC-DC 变换器的正确性和有效性。该变换器具有适应宽范围电压输入、控制简单、开关器件少及转换效率高等优点。

参考文献:

- [1] Yang Bo. Topology investigation for front end DC/DC power for distributed power system [D]. Virginia: Virginia Polytechnic Institute and State University, 2003.
- [2] 周迪, 贲洪奇, 黄奕毅. 有源箝位 ZVZCS 全桥变换器副边寄生振荡抑制的研究[J]. 电源学报, 2019, 17(1): 10-20.
Zhou Di, Ben Hongqi, Huang Yiyi. Research on secondary-side parasitic oscillation reduction in ZVZCS full-bridge converter using active clamp [J]. Journal of Power Supply, 2019, 17(1): 10-20 (in Chinese).
- [3] 孙明波, 马运东, 温海涛. 应用于超宽输入的 LLC 谐振变换器设计[J]. 电源学报, 2019, 17(1): 1-9.
Sun Mingbo, Ma Yundong, Wen Haitao. Design of LLC resonant converter used in ultra-wide input applications [J]. Journal of Power Supply, 2019, 17(1): 1-9 (in Chinese).
- [4] Cho I H, Cho K M, Kim J W, et al. A new phase-shifted full-bridge converter with maximum duty operation for server power system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(12): 3491-3500.
- [5] 许峰, 徐殿国, 柳玉秀. 一种新型的全桥零电压零电流开关 PWM 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(1): 147-152.
Xu Feng, Xu Dianguo, Liu Yuxiu. A novel zero-voltage and zero-current-switching (ZVZCS) full-bridge pwm converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(1): 147-152 (in Chinese).
- [6] Sun Wenjin, Xing Yan, Wu Hongfei, et al. Modified high-efficiency LLC converters with two split resonant branches for wide input-voltage range applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 7867-7879.
- [7] Shahzad M I, Iqbal S, Taib S. A wide output range HB-2LLC resonant converter with hybrid rectifier for PEV battery charging [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2017, 3(2): 520-531.

- [8] Inam W, Afridi K K, Perreault D J. Variable frequency multiplier technique for high-efficiency conversion over a wide operating range [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(2): 335-343.
- [9] Chen Gang, Liu Qian, Wang Fei, et al. A flexible loss-minimizing and stress-sharing switch cell for power converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(1): 60-74.
- [10] Lim S, Ranson J, Otten D M, et al. Two-stage power conversion architecture suitable for wide range input voltage [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 805-816.
- [11] 荀荷惠, 沈汉鑫, 苏坚坚, 等. 基于 PWM+PFM 控制的两级 DC-DC 变换器效率优化[J]. 电源技术, 2022, 46(2): 197-200.
Xun Hehui, Shen Hanxin, Su Jianjian, et al. Efficiency optimization of two-stage DC-DC converter based on PWM+PFM control [J]. Chinese Journal of Power Sources, 2022, 46(2): 197-200 (in Chinese).
- [12] 白敬彩, 王国柱, 范峥, 等. 适应宽电压输入的两级式 DC/DC 变换器[J]. 电气传动, 2020, 50(7): 42-46.
Bai Jingcai, Wang Guozhu, Fan Zheng, et al. Two-stage DC/DC converter with wide voltage input [J]. Electric Drive, 2020, 50(7): 42-46 (in Chinese).
- [13] 何光碧. 车载低压 24V DC-DC 变换器设计与实现[D]. 武汉: 武汉理工大学, 2019.
He Guangbi. Design and implementation of vehicle low voltage 24V DC-DC converter [D]. Wuhan: Wuhan University of Technology, 2019 (in Chinese).
- [14] 冯海兵, 于月森, 戚文艳. 三电平 Boost 变换器软开关技术的研究[J]. 电源学报, 2012, 10(2): 84-89, 94.
Feng Haibing, Yu Yuesen, Qi Wenyan. Research on three level boost converter soft-switching technology [J]. Journal of Power Supply, 2012, 10(2): 84-89, 94 (in Chinese).
- [15] Zhou Ke, Wang Xiao, Yang Qianwen. Research on the performance of LLC resonant converter considering the influence of parasitic parameters [C]// 2020 IEEE Sustainable Power and Energy Conference (iSPEC). Chengdu, China, 2020: 9-13.
- [16] Beiranvand R, Rashidian B, Zolghadri M R, et al. Using LLC resonant converter for designing wide-range voltage source [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(5): 1746-1756.
- [17] Lu Bing, Liu Wenduo, Liang Yan, et al. Optimal design methodology for LLC resonant converter [C]// Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Dallas, TX, USA, 2006: DOI: 10.1109/APEC.2006.1620590.
- [18] 杜道昶. 车载辅助电源 DC/DC 变换器的研究[D]. 芜湖: 安徽工程大学, 2016.
Du Daochang. Research of DC/DC converter applied on automotive auxiliary power supply [D]. Wuhu: Anhui Polytechnic University, 2016 (in Chinese).



董雨坤

作者简介:

董雨坤(1997—), 男, 硕士研究生。研究方向: DC-DC 变换器。E-mail: 326909207@qq.com。

刘俊峰(1978—), 男, 中国电源学会高级会员, 博士, 教授。研究方向: 电力电子应用、高频配电系统和运动控制。E-mail: aujfliu@scut.edu.cn。

周浩(1994—), 男, 中国电源学会会员, 博士研究生。研究方向: 高频变换器及其控制技术。E-mail: zhouhao_827@163.com。

曾君(1979—), 女, 通信作者, 博士, 教授。研究方向: 电力电子应用、分布式发电的能量管理和智能控制。E-mail: junzeng@scut.edu.cn。