

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2025.1.32

中图分类号: TM46

文献标志码: A

一种低占空比丢失的移相全桥 ZVZCS 变换器

封泽龙, 石 勇(中国电源学会会员), 王宇婷, 徐可心
(陕西科技大学电气与控制工程学院, 西安 710021)

摘要: 移相全桥零电压零电流开关 ZVZCS(zero-voltage zero-current switching)变换器因结构简单、效率高等优点, 在大功率直流变换应用场合备受青睐。目前, 大功率移相全桥 ZVZCS 变换器仍存在电流复位困难、占空比丢失严重等问题。针对上述问题, 提出 1 种新型移相全桥 ZVZCS 变换器, 通过在一次侧引入辅助电路, 在滞后桥臂开通前将电流复位至 0, 保证其可以在宽负载范围内实现零电流开关; 与此同时, 还可以加速一次侧续流换流速度, 减少占空比丢失, 实现电源的优化设计。在分析了变换器的电路结构、工作原理和特性的基础上, 设计 1 台 1 kW 实验样机, 验证了其正确性。

关键词: 移相全桥; 零电压零电流开关; 占空比丢失

Phase-shifted Full-bridge ZVZCS Converter with Low Duty Cycle Loss

FENG Zelong, SHI Yong, *Member, CPSS*, WANG Yuting, XU Kexin

(School of Electrical and Control Engineering, Shaanxi University of Science and Technology, Xi'an 710021, China)

Abstract: Phase-shifted full-bridge zero-voltage zero-current switching(ZVZCS) converters are favored in high-power DC conversion applications owing to their advantages such as simple structures and high efficiency. However, high-power phase-shifted full-bridge ZVZCS converters still face problems including difficulty in the current reset and severe duty cycle loss. In response to the above issues, a novel phase-shifted full-bridge ZVZCS converter is put forward, which ensures that it can realize zero-current switching over a wide load range by introducing an auxiliary circuit on the primary side to reset the current to zero before the turn-on of lagging-leg switches. At the same time, it can accelerate the commutation speed on the primary side, reduce the duty cycle loss and realize an optimized design of power supply. Based on the analysis of the circuit structure, working principle and characteristics of the proposed converter, a 1 kW experimental prototype was designed to verify its correctness.

Keywords: Phase-shifted full-bridge; zero-voltage zero-current switching(ZVZCS); duty cycle loss

移相全桥变换器因结构简单、功率密度高、电能转换效率高等优点, 成为广泛使用的大功率

DC-DC 变换器^[1-3], 尤其是在电动汽车、新能源发电等重要领域^[4-5]。然而, 移相全桥变换器存在一些明显缺陷, 如滞后桥臂开关器件的软开关负载范围窄、占空比丢失和存在环流损耗等^[6-7]。

收稿日期: 2023-12-29; 修回日期: 2024-03-08; 录用日期: 2024-04-17; 网络首发日期: 2024-04-29

基金项目: 陕西省重点研发计划资助项目(2024GX-YBXM-281)

This work is supported by the Key Research and Development Project of Shaanxi Province under the grant 2024GX-YBXM-281

针对上述问题, 学术界给出了多种解决方案, 其中改进型零电压开关 ZVS(zero-voltage switching)变换器^[8-9]和零电压零电流开关 ZVZCS(zero-voltage zero-current switching)变换器^[10-15]是 2 种主流思路。改进型 ZVS 变换器主要通过增加一次侧电感或

者增加一次侧电流的方式拓展滞后桥臂开关器件的负载范围。文献[8]的电路通过在变压器一次侧串联电感拓展了滞后桥臂开关器件的 ZVS 范围; 文献[9]通过增加附加无源辅助电路拓展了滞后桥臂的软开关负载范围, 与此同时有效降低了传导损耗。

在大功率变换器中, IGBT 器件通流能力强、可靠性高, 因而成为首选器件, 但此种器件所固有的拖尾电流会影响传统 ZVS 变换器的转换效率, 因此基于 IGBT 的 ZVZCS 变换器成为另一研究热点。移相全桥 ZVZCS 变换器在复位阶段将一次侧电流复位, 使滞后桥臂器件工作在零电流开关 ZCS (zero-current switching) 状态, 有效拓展 ZVZCS 变换器的软开关负载范围^[10-11]。另外, 该类变换器还具有更低的通态损耗、更少的占空比丢失及更小的器件关断损耗。在 ZVZCS 变换器中, 超前桥臂开关器件可利用滤波电感和漏感储能轻松实现 ZVS, 滞后桥臂开关器件则在一次侧电流为 0 时进行换流^[12]。根据不同的一次侧电流复位方式, ZVZCS 变换器可分为 2 类, 分别是一次侧辅助复位变换器和二次侧辅助复位变换器^[13]。文献[14]通过辅助电路在一次侧引入可变复位电压源, 可在宽负载范围内实现滞后桥臂的软开关, 不会增加额外的电压应力; 文献[15]通过在二次侧加入有源钳位环节能够同时实现滞后臂开关器件 ZCS, 并可有效抑制二极管的寄生振荡。

目前, ZVZCS 变换器仍然存在一些技术问题, 有待进一步探索。在移相全桥 ZVZCS 变换器中占空比丢失的现象依然存在。在宽输入电压应用场合, 需要降低变比补偿占空比丢失, 从而大幅增加一次侧开关器件的电流应力, 降低电源转换效率。针对上述问题, 本文提出 1 种低占空比丢失的移相全桥 ZVZCS 变换器, 通过在一次侧引入可控复位电压源, 可实现变换器一次侧电流的快速复位, 并可加速一次侧换流阶段的电流变化速率, 减少占空比丢失。本文分析了变换器的拓扑结构、工作原理及电路的基本特性, 搭建 1 台 1 kW 的实验样机, 理论与实验结果证明所提方案的正确性和有效性。

1 新型 ZVZCS 变换器及其工作原理

图 1 为本文提出的移相全桥 ZVZCS 变换器电路拓扑。其中: V_{in} 为直流输入电压; $Q_1 \sim Q_4$ 为主开关管; $D_1 \sim D_4$ 为其反并联二极管; C_1 、 C_2 为并联电容; T_1 为主变压器, 将能量从一次侧传输至负载; i_p 为变压器 T_1 一次侧电流; k_{T_1} 为变压器 T_1 的变比; v_p 为变压器 T_1 一次侧电压; $Q_{s1} \sim Q_{s4}$ 为辅助开关管, $D_{s1} \sim D_{s4}$ 为其反并联二极管; T_2 为辅助变压器; k_{T_2} 为 T_2 的变比; i_{T_2} 为 T_2 二次侧电流; L_{lk} 为变压器 T_1 和 T_2 共同的漏感; C_{BL} 为辅助电路的隔直电容; C_{in1} 和 C_{in2} 为 IGBT 的 2 个分压电容; D_{o1} 和 D_{o2} 为 2 个整流二极管; L_o 和 C_o 分别为输出滤波电路的电感和电容; i_{L_o} 为电感 L_o 的电流; R_o 为负载; V_o 为输出电压; v_{rec} 为整流电压; v_{res} 为辅助变压器一次侧电压, 也即复位电压; v_{sec} 为辅助变压器二次侧电压。变换器使用辅助电路将可变电电压源 v_{res} 引入一次侧, 在功率传输阶段, 该电压源电压为 0, 对运行没有影响; 在续流阶段, v_{res} 复位原边电流, 确保滞后桥臂开关的 ZCS; 在换流阶段, 加速电流的变化速率, 减少占空比丢失。

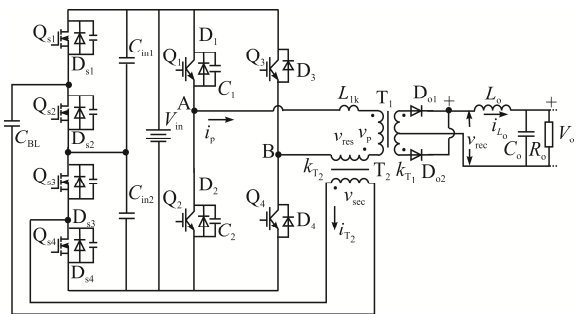


图 1 低占空比丢失的 ZVZCS 变换器

Fig. 1 ZVZCS converter with low duty cycle loss

2 工作原理分析

本文所提变换器共有 2 种工作模式, 分别为电流复位模式和占空比补偿模式。图 2 给出了这 2 种模式的控制方式和工作波形。

该电路的上半周期模态如图 3 所示。为简化

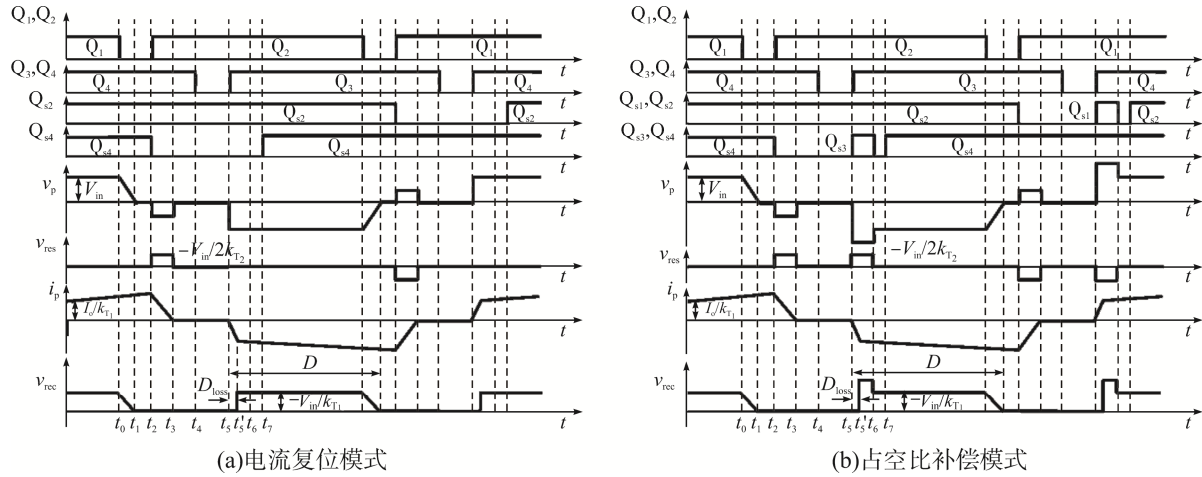
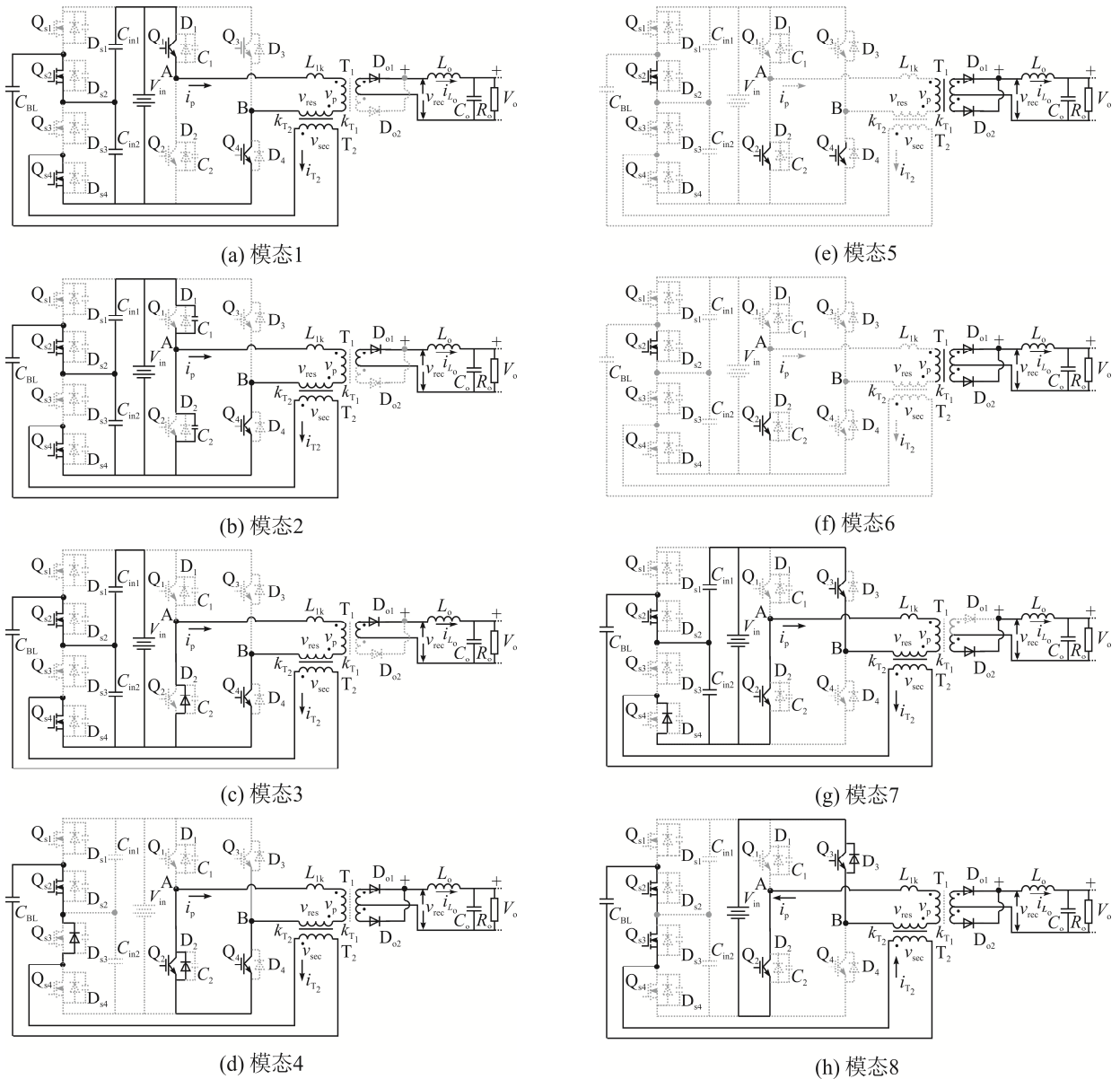


图 2 变换器的工作模式及其主要工作波形

Fig. 2 Operation modes of converter and its key operation waveforms



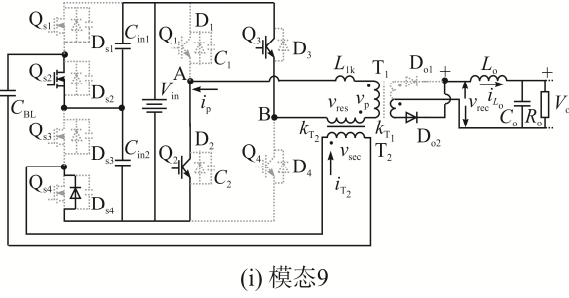


图3 半个开关周期的模式

Fig. 3 Modes over one half of switching cycle

分析计算过程, 假设如下: 电路中的所有功率器件均为理想器件; T_1 和 T_2 的励磁电感足够大, 可忽略励磁电流的影响; IGBT 并联电容 $C_1=C_2$; C_{in1} 、 C_{in2} 、 C_0 足够大, 输出电压恒定; L_0 足够大, 可忽略电流纹波; I_0 表示输出电流的平均值。

2.1 电流复位模式

模式 1 $[t_0$ -前]: t_0 时刻前, Q_1 和 Q_4 开通, 直流输入电压通过变压器 T_1 给负载供电, 整流二极管 D_{o1} 导通, D_{o2} 关断。辅助开关管 Q_{s2} 、 Q_{s4} 处于开通状态, 辅助变压器 T_2 一次侧被短路, 复位电压 $v_{res}=0$ 。此模式下有

$$\begin{cases} i_p = \frac{I_0}{k_{T1}} \\ v_p = V_{in} \end{cases} \quad (1)$$

模式 2 $[t_0, t_1]$: t_0 时刻, Q_1 关断, 变压器漏感 L_{lk} 和滤波电感 L_0 对 Q_1 的并联电容 C_1 充电和对 Q_2 的并联电容 C_2 放电。在 t_1 时刻充、放电结束, Q_1 两端电压上升至 V_{in} , Q_2 两端电压下降至 0。由于 C_1 和 C_2 的充、放电速率有限, v_{Q1} 上升缓慢, 因此 Q_1 的关断损耗很低, 所以可认为 Q_1 为准 ZVS 关断。此模式下漏感 L_{lk} 和滤波电感 L_0 串联, 储存的能量用于电容充、放电, i_p 近似不变, 类似于一个恒流源, 即

$$i_p = \frac{I_0}{k_{T1}} \quad (2)$$

模式 3 $[t_1, t_2]$: t_1 时刻, Q_2 两端电压降为 0, 其并联二极管 D_2 自然导通, 变压器一次侧进入续流模式。 Q_2 可以在一个较宽的负载范围内实现 ZVS 开通。此模式下 i_p 保持不变。

模式 4 $[t_2, t_3]$: t_2 时刻, Q_2 零电压开通, Q_{s4} 关断, 辅助开关管 Q_{s3} 的反并联二极管 D_{s3} 自然导通提供电流回路, 直流输入电压通过辅助变压器向一次侧提供复位电压 v_{res} , 一次侧电流 i_p 开始减小, 不足以提供负载所需电流, 整流二极管 D_{o1} 、 D_{o2} 同时导通, 均分负载电流, 变压器 T_1 一、二次侧电压被钳位在 0。此模式下有

$$\begin{cases} i_p(t) = \frac{I_0}{k_{T1}} - \frac{v_{res}}{L_{lk}}(t-t_2) \\ v_{res} = \frac{V_{in}}{2k_{T2}} \\ T_{32} = \frac{L_{lk} I_0}{v_{res} k_{T1}} \end{cases} \quad (3)$$

式中: T_{32} 为 $t_2 \sim t_3$ 阶段的时间。

模式 5 $[t_3, t_4]$: t_3 时刻, 一次侧电流 i_p 复位到 0, 辅助电路电流 i_{T2} 也随之减小到 0, D_{s3} 实现 ZCS 关断, 辅助电路提供的复位电压 v_{res} 变为 0。 t_3 时刻之后, Q_4 可以实现 ZCS 关断。

模式 6 $[t_4, t_5]$: t_4 时刻, Q_4 零电流关断。二次侧的 2 个二极管仍然同时导通, 变压器 T_1 一、二次侧电压被钳位在 0。

模式 7 $[t_5, t_7]$: t_5 时刻, Q_3 零电流开通, 因为 L_{lk} 限制了 i_p 的变化速率, 在此间隔内, i_p 随时间反向线性增大, 这一阶段的时间持续到 $i_p = i_{L_0}/k_{T1}$ 。此模式下有

$$i_p(t) = -\frac{V_{in}}{L_{lk}}(t-t_5) \quad (4)$$

2.2 占空比补偿模式

占空比补偿模式下的模式 1~6 与电流复位模式相同。

模式 8 $[t_5, t_6]$: t_5 时刻, Q_3 和 Q_{s3} 零电流开通, C_{BL} 通过辅助变压器向一次侧提供反向电压 v_{res} , 在 v_{res} 和 v_p 的叠加影响下增大了一次侧电流 i_p 的变化速率。此模式下有

$$i_p(t) = -\frac{v_{res} + V_{in}}{L_{lk}}(t-t_5) \quad (5)$$

模式 9 $[t_6, t_7]$: t_6 时刻, Q_{s3} 关断, 一次侧向负载

提供能量,二次侧退出换流状态。辅助电路经 Q_{s2} 和 D_{s4} 构成续流回路,辅助变压器一次侧被短路, v_{res} 变为 0。 t_7 时刻, Q_{s4} 零电压开通。此模式下有

$$i_p(t) = -\frac{V_{in}}{L_{lk}}(t - t_6) \quad (6)$$

t_7 时刻之后,电路工作在下半开关周期,原理与上半开关周期类似,不再赘述。

2.3 模式选择

工作模式依据有效占空比决定。有效占空比 D_{eff} 的确定方式如图 4 所示,其表达式为

$$D_{eff} = 1 - \frac{t_{dead} + t_{reset} + t_{ZCS} + t_{loss}}{T_s/2} \quad (7)$$

式中: t_{dead} 为死区时间; t_{reset} 为电流复位时间; t_{ZCS} 为滞后桥臂实现 ZCS 的时间,与开关管特性相关; t_{loss} 为占空比丢失的时间; T_s 为 1 个开关周期。

假设占空比为 0.80,辅助电路模式切换采用滞

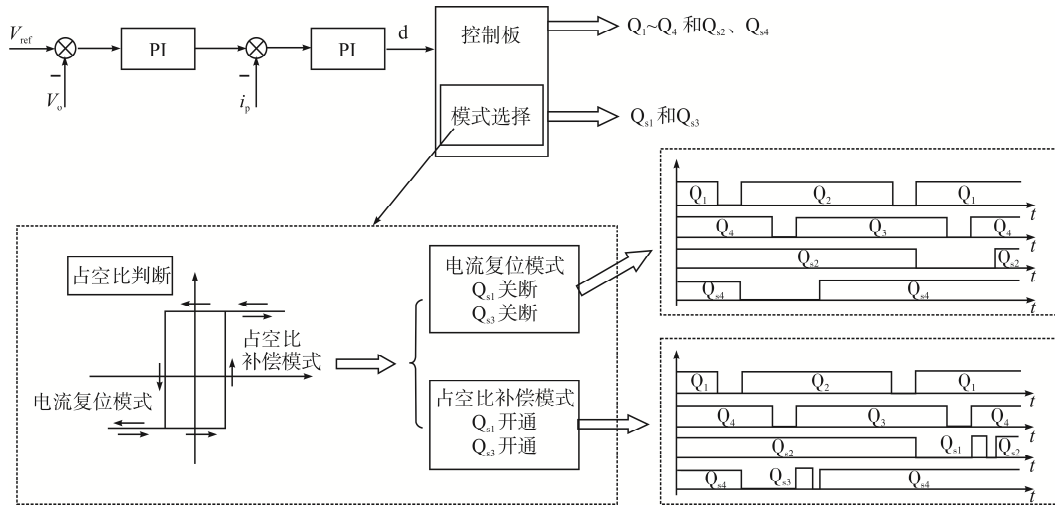


图 5 控制框图

Fig. 5 Control block diagram

3 电路特性分析

3.1 Q_1 和 Q_2 的软开关

开通时刻: Q_1 和 Q_2 可以实现 ZVS 开通,由于滤波电感储能能够满足 C_1 和 C_2 的充、放电,因此 Q_1 和 Q_2 可以在宽负载范围内实现 ZVS 开通,其 ZVS 开通的条件为

$$\frac{1}{2}(L_{lk} + k_{T_1}^2 L_o) \left(\frac{I_o}{k_{T_1}} \right)^2 \geq \frac{1}{2}(C_1 + C_2) V_{in}^2 \quad (8)$$

环控制,当占空比大于 0.82 时,由电流复位模式变为占空比补偿模式;当占空比小于 0.78 时,由占空比补偿模式变为电流复位模式。电流复位模式与占空比补偿模式下,辅助电路的 Q_{s2} 与 Q_{s4} 的控制波形相同,不同点在于,占空比补偿模式下的 Q_{s1} 和 Q_{s3} 分别在 Q_4 、 Q_3 的上升边缘开通,加速一次侧电流换流,减小占空比丢失。电路采用电压、电流双闭环控制,控制框图如图 5 所示,其中辅助电路模式切换与电压、电流控制器的闭环调节解耦。

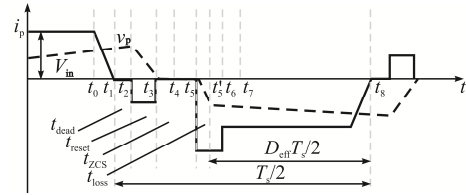


图 4 有效占空比的确定

Fig. 4 Determination of effective duty cycle

由此可得 ZVS 开通的最小输出电流 I_{omin} 为

$$I_{omin} = k_{T_1} V_{in} \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L_{lk} + L_o k_{T_1}^2}} \quad (9)$$

由式(9)可知,软开关范围与 $L_{lk} + L_o k_{T_1}^2$ 、 $C_1 + C_2$ 有关。在实验设计中样机的额定输入电压为 500 V,变压器变比 $k_{T_1} = 15$ 。根据式(9)绘制超前桥臂 ZVS 的负载范围,如图 6 所示。

关断时刻: Q_1 和 Q_2 在关断时,由于并联电容的充、放电速率有限,开关管两端电压的上升速率

缓慢。因此认为 Q_1 和 Q_2 可实现准 ZVS 关断, 开关损耗很小。

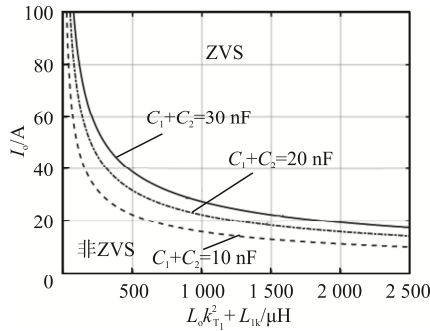


图 6 超前桥臂 ZVS 的负载范围
Fig. 6 ZVS load range of leading leg

3.2 Q_3 和 Q_4 的软开关

开通时刻: 由于漏感 L_{lk} 的存在, 电流 i_p 不会立刻上升, Q_3 和 Q_4 的开通功率损失很小, 可以实现准 ZCS 开通。

关断时刻: 以 Q_4 为例, 在 Q_4 关断前, 关闭了 Q_{s4} , 输入电压 V_{in} 通过辅助电路在一次侧施加复位电压 v_{res} , 实现电流 i_p 的复位。在 Q_4 关断时, i_p 已复位至 0, Q_4 可实现 ZCS 关断。 i_p 的复位时间为 T_{32} , 为保持安全的 ZCS, v_{res} 应满足

$$v_{res} \geq \frac{L_{lk} I_{omax}}{T_{32} k_{T1}} \quad (10)$$

式中, I_{omax} 为输出电流 I_o 的最大值。

由式(10)可知, 当复位时间为 $2 \mu s$ 、变压器变比为 15:1 时, 复位电压、变压器漏感及输出电流之间的关系如图 7 所示。

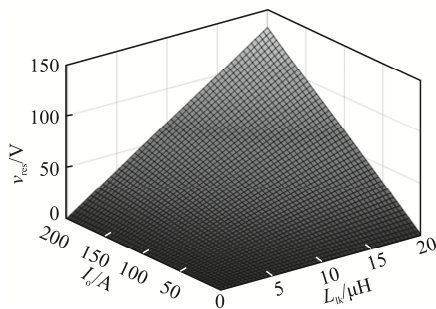


图 7 复位电压与输出电流和漏感的关系
Fig. 7 Relationship among reset voltage, output current and leakage inductance

高复位电压更有利于 Q_3 和 Q_4 的 ZCS 关断。

与传统的移相全桥 ZVZCS 变换器不同, 高复位电压不会对整流二极管造成额外的电压应力, 因此可以适应更高的额定功率, 应用于大功率场合中。

3.3 Q_{s1} 、 Q_{s2} 、 Q_{s3} 和 Q_{s4} 的软开关

3.3.1 电流复位模式

辅助电路中 Q_{s1} 和 Q_{s3} 的工作情况相同, Q_{s2} 和 Q_{s4} 的工作情况相同。在电流复位模式下 Q_{s1} 和 Q_{s3} 没有控制信号, 仅利用 2 个反并联二极管工作, 如图 2(a)和图 3 所示, D_{s1} 和 D_{s3} 实现了 ZCS 关断。当 Q_{s2} 和 Q_{s4} 开通时, 电流 i_{T2} 保持为 0, 可以实现 ZCS 开通; 当 Q_{s2} 和 Q_{s4} 关断时, 开关管两端电容会限制电压的上升速度, 认为是准 ZVS 关断。

3.3.2 占空比补偿模式

占空比补偿模式下, Q_{s1} 、 Q_{s3} 分别与 Q_4 、 Q_3 同时开通, 此时电流 i_{T2} 从 0 开始增大, 但漏感 L_{lk} 限制了电流的上升速度, 可认为是准 ZCS 开通; 同时关断时, 开关管两端电容会限制电压的上升速度, 可认为是准 ZVS 关断。 Q_{s2} 、 Q_{s4} 与电流复位模式工作状态相同, 可实现 ZCS 开通和准 ZVS 关断。

3.4 占空比丢失情况

占空比丢失会导致电路输出电压不稳定、效率降低, 是移相全桥电路存在的主要问题之一。定义占空比丢失为 ΔD 。

无辅助电路时, 电路为传统的 ZVS 变换器, 其占空比丢失 ΔD_{ZVS} 为

$$\Delta D_{ZVS} > \frac{4L_{lk} I_o}{V_{in} k_{T1} T_s} \quad (11)$$

增加辅助电路后, 其占空比丢失 ΔD_{ZVZCS} 为

$$\Delta D_{ZVZCS} = \frac{2L_{lk} I_o}{(V_{in} + v_{res}) k_{T1} T_s} \quad (12)$$

图 8 给出了本文所提变换器与传统 ZVS 和传统 ZVZCS 变换器的占空比丢失随输入电压和输出功率的变化情况。可以看出, 随着输出功率的增加, 3 种变换器的占空比丢失都增大, 但本文所提变换器的占空比丢失相对更小, 尤其是在低电压的情况下, 减小占空比丢失的优势更加明显。当输入电压为 300 V、输出功率为 50 kW 时, 该变换器的占空

比丢失仅为 0.1, 约为传统 ZVZCS 变换器的 1/2, 为传统 ZVS 变换器的 1/5。

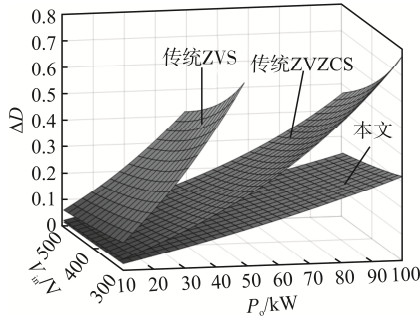


图 8 占空比丢失比较

Fig. 8 Comparison of duty cycle loss

3.5 辅助变压器 T_2 体积分析

在功率传输阶段, T_2 的一次侧电压和二次侧电压均为 0。在电流复位和电流换流阶段, T_2 的电压是窄脉冲。当 $i_p=0$ 后, T_2 的电流和电压均为 0, 所以 T_2 工作时间远少于 T_1 , T_2 的伏秒积要比 T_1 小得多。变压器磁芯的有效截面积可由伏秒积公式求得, 即

$$A_e = \frac{VT}{KBN} \quad (13)$$

式中: A_e 为变压器磁芯的有效截面积, cm^2 ; V 为变压器工作时的电压, V ; T 为辅助变压器 T_2 一、

二次侧电压不为 0 的时间, s ; B 为磁芯磁感应强度, T ; N 为变压器初级线圈匝数; K 为常数, 用来统一单位。取磁感应强度 $B=0.2 \text{ T}$, 常数 $K=1$, 分别计算主变压器 T_1 和辅助变压器 T_2 的磁芯有效截面积 A_{e1} 和 A_{e2} , 得

$$\begin{cases} A_{e1} = \frac{500 \times 16 \times 10^{-6}}{0.2 \times 10^4 \times 15} = 27 \text{ cm}^2 \\ A_{e2} = \frac{250 \times 2 \times 10^{-6}}{0.2 \times 10^4 \times 6} = 4 \text{ cm}^2 \end{cases} \quad (14)$$

由式(14)可知, A_{e1} 约为 A_{e2} 的 7 倍, 因此辅助变压器的体积远小于主变压器, 对功率密度影响较小, 未来若将二者集成在 1 个变压器上, 则对功率密度的影响会进一步减小。

3.6 对比分析

3.6.1 性能比较

本电路通过一次侧辅助电路实现 i_p 的复位, 电路的主要特点有: 第一, 复位电压仅出现在续流阶段, 不会给整流二极管增加额外的电压应力; 第二, v_{res} 可根据变换器功率设计, 没有其他约束, 突破传统 ZVZCS 变换器的功率限制; 第三, 可有效减少占空比丢失。为进一步说明本电路的优势, 选择文献[10, 16-19], 与本文进行比较研究, 结果见表 1。

表 1 性能比较结果

Tab. 1 Comparison results of performance

文献	增加器件数量	变压器数量	滞后桥臂 ZCS 负载范围	二次侧整流二极管电压应力	一次侧开关管电压应力	占空比丢失	复位电流能力	额定功率限制
本文	5	2	宽	V_{in} / k_{T1}	V_{in}	$L_k L_o / k_{T1} (V_{in} + V_{res})$	最优	无
文献[10]	3	1	一般	$(V_{in} + V_{Cb}) / k_T$	$V_{in} + V_{Cb}$	$L_k L_o / k_T (V_{in} + V_{Cb})$	一般	有
文献[16]	2	1	一般	$(V_{in} + V_{Cb}) / k_T$	$V_{in} + V_{Cb}$	$L_k L_o / k_T (V_{in} + V_{Cb})$	大	有
文献[17]	2	1	一般	V_C	V_{in}	$L_k L_o / k_T V_{in}$	一般	有
文献[18]	4	1	一般	$V_{in}(2-D)/k_T$	V_{in}	$L_k L_o / k_T V_{in}$	一般	有
文献[19]	3	1	一般	$(V_{in} / 2 + \Delta V_{C_{bl}}) / k_{T1}$	$V_{in} / 2 + \Delta V_{C_{bl}}$	$L_k L_o / k_{T1} V_{C_{bl,max}}$	一般	有

文献[10, 16, 19]均需在变压器一次侧串联 1 个隔直电容, 一般在输出满载时, 隔直电容电压峰值 $V_{C_{cp}} = 20\%V_{in}$, 在 500 V 输入电压下隔直电容的最

大电压仅为 100 V, 若复位时间为 1 μs , 能复位的最大输出电流仅为 150 A, 限制了额定功率; 而本文的复位电压可轻松达到 300 V, 复位输出电流达

到 450 A; 文献[17-18]同样存在额定功率限制, 因为变压器二次侧的隔直电容会引起一次侧电流过冲, 增加主开关管的额定电流, 并且隔直电容不仅需要重置一次侧电流, 还需要提供整流后的输出电流, 如果隔直电容不够大, 其能量将不足以重置一次侧电流。所以, 本文所提变换器因无功功率限制, 可能是高功率应用下的最优选择。

3.6.2 损耗比较

变换器的损耗主要由开关管损耗、变压器损耗及整流二极管损耗组成。开关管损耗主要包括通态损耗、开通损耗和关断损耗。其中, 通态损耗 P_{cond} 是由通态电阻 $R_{\text{DS(on)}}$ 产生的, 表示为

$$P_{\text{cond}} = I_{\text{rms}}^2 R_{\text{DS(on)}} \quad (15)$$

式中, I_{rms} 为流过通态电阻的电流有效值。

开通损耗 E_{on} 表示为

$$E_{\text{on}} = \frac{1}{2}(C_1 + C_2)(V_s^2 - V_d^2) \quad (16)$$

式中: V_s 为直流母线电压; V_d 为换流结束时 IGBT 的两端电压。由于在死区时间内超前桥臂并联谐振电容 C_1 、 C_2 完成了充、放电, 所以 $V_d = V_s$, 开通损耗 $E_{\text{on}} = 0$ 。

IGBT 关断过程存在电流拖尾现象, 使得 IGBT 的集电极电压和发射极电流出现重叠部分, 产生了关断损耗。将关断过程中的电压、电流线性化处理, 则关断损耗 E_{off} 近似为

$$E_{\text{off}} = \frac{(I_o / k_{T_1} \cdot t_f)^2}{6(C_1 + C_2)} \quad (17)$$

式中, t_f 为 IGBT 电流下降时间。由于滞后桥臂在关断之前, 一次侧电流为 0, 实现了 ZCS 关断, 不会产生关断损耗。

变压器的损耗主要由铁芯损耗和绕组损耗组成。铁芯损耗 P_{Fe} 一般可计算为

$$P_{\text{Fe}} = kf^\alpha B_m^\beta V_{\text{Fe}} \quad (18)$$

式中: k 、 α 、 β 为常数, 取决于材料的等级; f 为开关频率; B_m 为最大磁感应强度; V_{Fe} 为铁芯的体积。

绕组损耗 P_{winding} 可以表示为

$$P_{\text{winding}} = I_{\text{rms}}^2 R_{\text{coil}} \quad (19)$$

式中, R_{coil} 为绕组的电阻。

整流二极管的导通损耗 P_{D} 可计算为

$$P_{\text{D}} = U_{\text{F}} I_{\text{F(AV)}} \quad (20)$$

式中: U_{F} 为二极管的正向导通压降; $I_{\text{F(AV)}}$ 为流过二极管的平均电流。

加入辅助电路前、后变换器的损耗对比如图 9 所示。在加入辅助电路后, 由于占空比丢失的减小, 增大了变压器变比, 使得一次侧电流更小, 大幅度减小了开关管的通态损耗和开关损耗; 整流二极管的耐压需求降低, 可选择正向压降更小的二极管来减小损耗; 辅助电路虽增加了 4 个开关管和 1 个变压器, 但因为开关管均可实现软开关, 流过的电流小于 $0.05I_o$, 且变压器 T_2 体积远小于 T_1 , 因此增加的损耗很小。

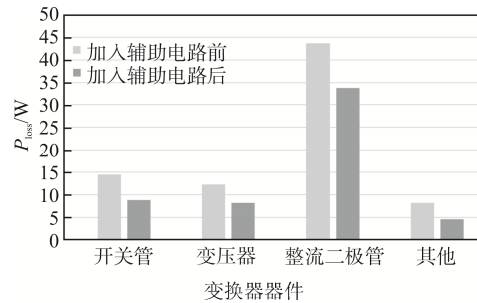


图 9 加入辅助电路前、后的变换器损耗对比
Fig. 9 Comparison of converter loss before and after adding auxiliary circuit

为进一步阐明所提变换器的优势及工程应用的可能性, 本文所提变换器与文献[10, 17]的变换器在以下条件下进行额外损耗对比: $V_{\text{in}} = 500 \text{ V}$, $V_o = 20 \text{ V}$, I_o 从 10 A 变化至 400 A, $f = 20 \text{ kHz}$ 。

图 10 给出 3 种变换器附加器件引起的功率损耗对比。在文献[10]中, 阻断电容电压 V_{Cbp} 随 I_o 的变化而变化, 且决定了钳位二极管 D_2 和 D_4 的两端电压, 因此 D_2 和 D_4 的通态压降随 I_o 的增加而增加, 其传导损耗也随 I_o 的增加而增加。在高 I_o 的条件下, 文献[10]的变换器需要 1 个高 V_{Cbp} 来正确地复位 i_p , 从而导致整流二极管上产生 1 个高电压尖峰。

通常地, 高压器件所需的反向恢复能量 E_{res} 远高于低压元件, 这导致了较高的反向恢复损失。文献[17]的变换器在二次侧添加有源钳位开关以实现 ZVZCS 操作, 二次侧流过的电流远高于一次侧, 因此应使用高伏安值的器件, 以确保安全运行, 但高电流应力意味着较高的额外功率损耗。本文所提变换器增加的辅助开关管所承受的电压为 $V_{in}/2$, 流过的电流小于 $0.05I_o$, 均可实现软开关, 且不会对原本器件的电压、电流应力产生任何影响, 可以使用低伏安值的器件, 因此增加的额外损耗很小; 同时, 辅助变压器的体积远小于主变压器, 对功率密度的影响也较小。

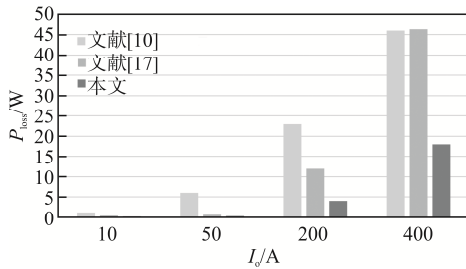


图 10 附加器件引起的功率损耗

Fig. 10 Power loss cause by additional devices

综上, 变换器的辅助变压器体积较小, 因辅助电路而增加的功率损耗较低; 同时, 通过辅助变压器复位电流, 复位能力更强, 占空比丢失更小, 还可以拓宽 ZCS 负载范围, 更容易实现软开关。因此, 本文所提变换器是一种很有前途的大功率 ZVZCS 变换器。

4 实验结果分析

为验证上述理论分析的正确性, 本文搭建了 1 台 1 kW 实验样机, 如图 11 所示。具体电路参数见表 2。

图 12 给出了实验波形。为了便于表述, 通过占空比补偿模式的结果说明共同特征。

图 12(a) 为变压器一次侧电压和一次侧电流波形, 辅助电路在超前桥臂开关切换后产生复位电压。复位时间已在图中标出, 在大功率场合中, 可以通过

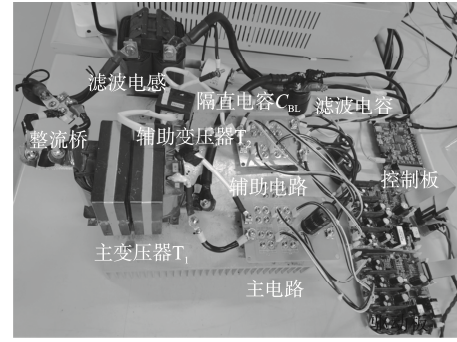


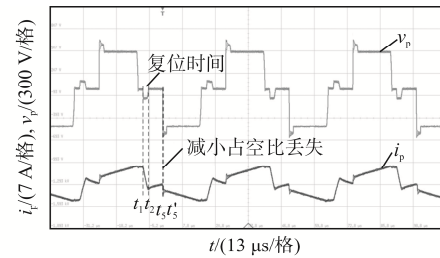
图 11 实验样机

Fig. 11 Experimental prototype

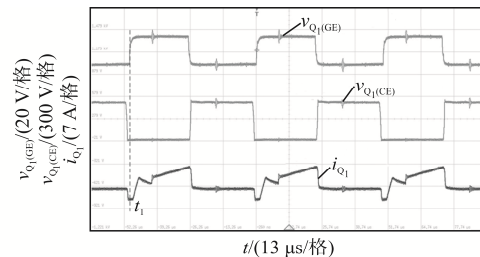
表 2 具体电路参数

Tab. 2 Detailed circuit parameters

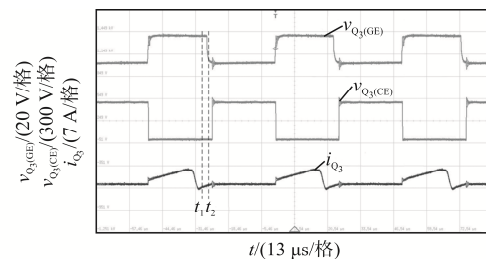
参数	数值
直流输入电压 V_{in}/V	500
输出电压 V_o/V	20
输出电流 I_o/A	50
开关频率 f/kHz	20
主变压器变比 k_{T1}	15:1
辅助变压器变比 k_{T2}	2:1
滤波电感 $L_o/\mu H$	80
滤波电容 $C_o/\mu F$	2 000



(a) v_p 、 i_p



(b) $v_{Q1(GE)}$ 、 $v_{Q1(CE)}$ 、 i_{Q1}



(c) $v_{Q3(GE)}$ 、 $v_{Q3(CE)}$ 、 i_{Q3}

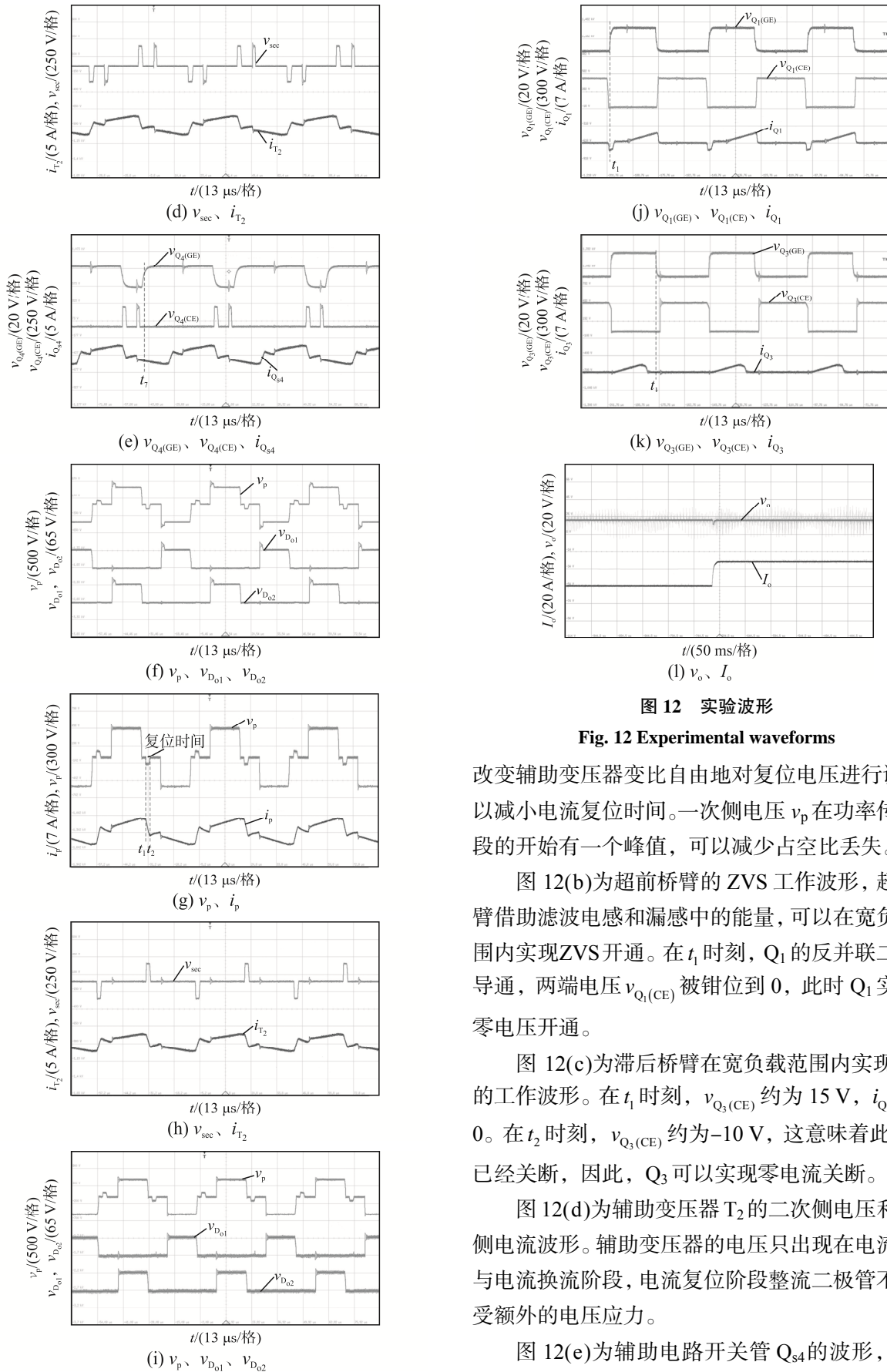


图 12 实验波形

Fig. 12 Experimental waveforms

改变辅助变压器变比自由地对复位电压进行调节, 以减小电流复位时间。一次侧电压 v_p 在功率传输阶段的开始有一个峰值, 可以减少占空比丢失。

图 12(b)为超前桥臂的 ZVS 工作波形, 超前桥臂借助滤波电感和漏感中的能量, 可以在宽负载范围内实现 ZVS 开通。在 t_1 时刻, Q_1 的反并联二极管导通, 两端电压 $v_{Q1(CE)}$ 被钳位到 0, 此时 Q_1 实现了零电压开通。

图 12(c)为滞后桥臂在宽负载范围内实现 ZCS 的工作波形。在 t_1 时刻, $v_{Q3(CE)}$ 约为 15 V, i_{Q3} 达到 0。在 t_2 时刻, $v_{Q3(CE)}$ 约为 -10 V, 这意味着此时 Q_3 已经关断, 因此, Q_3 可以实现零电流关断。

图 12(d)为辅助变压器 T_2 的二次侧电压和二次侧电流波形。辅助变压器的电压只出现在电流复位与电流换流阶段, 电流复位阶段整流二极管不会承受额外的电压应力。

图 12(e)为辅助电路开关管 Q_{s4} 的波形, 这些

开关管可以实现宽范围的 ZVS 开通。由于 i_{t_2} 在功率传输阶段会流过这些开关, 因此会导致一些传导损耗, 但增加的功率损耗较低。

图 12(f)中, 整流二极管的电压应力在电流复位阶段不增加, 但会在功率传输阶段开始的峰值处增加, 这与理论分析结果一致。在一次侧电流增大到足以支撑输出电流时关断 Q_{s1} (或 Q_{s3}), 整流二极管便不会承受额外的电压应力。

图 12(g)、(h)、(i)为电流复位模式下的部分实验波形。图 12(j)和(k)分别给出了轻载情况下超前桥臂 ZVS 和滞后桥臂 ZCS 的工作波形, Q_1 和 Q_3 分别实现了宽范围的零电压开通和零电流关断。

图 12(l)给出了负载跳变的实验波形。在所提变换器中, 增加辅助电路不影响变换器的状态空间平均模型, 因此, 该变换器具有与传统移相全桥变换器相似的动态性能。

图 13 给出了加入辅助电路前、后变换器效率随输出电流变化的趋势。从图中可以看出, 加入辅助电路后, 效率有明显提升, 并随着输出电流增大而增大, 效率最大约为 95%。

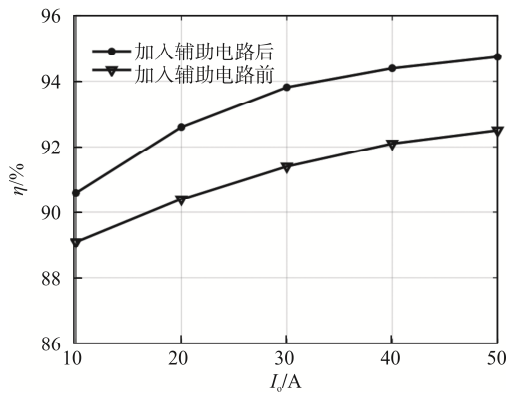


图 13 效率曲线

Fig. 13 Efficiency curves

5 结论

本文提出 1 种新型大功率低占空比丢失的移相全桥 ZVZCS 变换器, 通过引入辅助电路可以实现一次侧电流的有效复位和快速换向, 克服了传统 ZVZCS 变换器的问题, 且具有以下优点:

- (1) 可有效降低占空比丢失, 提升变换器效率;
- (2) 主开关管可在宽负载范围内实现软开关, 增加的功率损耗较低;
- (3) 辅助电路具有强电流复位能力;
- (4) 可以突破传统 ZVZCS 变换器的额定功率的限制;
- (5) 各器件的电压应力远低于传统的 ZVZCS 变换器。

参考文献:

- [1] 许章茁, 潘健. 移相全桥 ZVS 直流变换器研究综述[J]. 电源学报, 2022, 20(4): 11-27.
Xu Zhangzhuo, Pan Jian. Review of research on phase-shifted full-bridge ZVS DC-DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(4): 11-27. (in Chinese)
- [2] Yao Yu, Kulothungan G S, Krishnamoorthy H S. Improved circuit design and adaptive burst mode control in PSFB converters for higher efficiency over a wide power range [J]. IEEE Access, 2022, 10: 9152-9163.
- [3] 李启凡, 石勇, 康家玉, 等. 一种新型大功率 ZVZCS 三电平 DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2022, 20(2): 34-44.
Li Qifan, Shi Yong, Kang Jiayu, et al. Novel high-power ZVZCS three-level DC-DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(2): 34-44. (in Chinese)
- [4] Reddy V B, Harischandrappa N. Comparison of phase-shift and modified gating schemes on working of DC-DC LCL-T resonant power converter [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2021, 68(1): 346-350.
- [5] 方炜, 陈厅和, 刘晓东, 等. 基于 ZVZCS 的大功率屏蔽门驱动电源的研究[J]. 电源学报, 2019, 17(5): 39-47.
Fang Wei, Chen Tinghe, Liu Xiaodong, et al. Research on drive power supply of high-power shield gate based on ZVZCS [J]. Journal of Power Supply, 2019, 17(5): 39-47. (in Chinese)
- [6] Gao Yahu, Tang Yu, Sun Hexu, et al. Variable saturation inductor-based full bridge converter with wide ZVS range and reduced duty cycle loss [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(11): 11055-11066.
- [7] Chen Jikai, Liu Chuang, Liu Hongpeng, et al. Zero-

- voltage switching full-bridge converter with reduced filter requirement and wide ZVS range for variable output application [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(7): 6805-6816.
- [8] Sabate J A, Vlatkovic V, Ridley R B, et al. Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter [C]// Fifth Annual Proceedings on Applied Power Electronics Conference and Exposition. Los Angeles, CA, USA, 1990: 275-284.
- [9] Wu Xinke, Zhang Junming, Xie Xiaogao, et al. Analysis and optimal design considerations for an improved full bridge ZVS DC-DC converter with high efficiency [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(5): 1225-1234.
- [10] Ruan Xinbo, Yan Yangguang. A novel zero-voltage and zero-current-switching PWM full-bridge converter using two diodes in series with the lagging leg [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(4): 777-785.
- [11] 何晓坤, 胡仁杰, 陈武. 一种适用于新能源中压直流汇集的无环流零电流软开关三电平谐振式复合全桥变换器[J]. 电工技术学报, 2023, 38(19): 5274-5287.
He Xiaokun, Hu Renjie, Chen Wu. A novel circulating current free zero current switching three-level resonant composite full bridge converter for new energy medium voltage DC collection system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(19): 5274-5287. (in Chinese)
- [12] Yang Guoliang, Kong Wen, Zhao Ce. Wide input variable mode ZVZCS converter design [J]. IEEE Access, 2022, 10: 79394-79402.
- [13] 郑连清, 娄洪立, 胡宗军. 移相型全桥零电压零电流直流变换器拓扑结构综述[J]. 电气应用, 2006, 25(9): 1-4.
Zheng Lianqing, Lou Hongli, Hu Zongjun. Summary of topological structure of phase-shifted full-bridge zero-voltage zero-current DC converter [J]. Electrotechnical Application, 2006, 25(9): 1-4. (in Chinese)
- [14] Shi Yong, Feng Langlang, Li Qifan, et al. High power ZVZCS phase shift full bridge DC-DC converter with high current reset ability and no extra electrical stress [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(12): 12688-12697.
- [15] 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)
- [16] Cho J G, Sabate J A, Hua Guichao, 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.
- [17] Cho J G, Rim G H, Lee F C. Zero voltage and zero current switching full bridge PWM converter using secondary active clamp [C]// PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Baveno, Italy, 1996: 657-663.
- [18] Cho J G, Baek J W, Jeong C Y, et al. Novel zero-voltage and zero-current-switching full-bridge PWM converter using a simple auxiliary circuit [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35(1): 15-20.
- [19] Shi Yong, Wang Xin, Xi Ji, et al. Wide load range ZVZCS three-level DC-DC converter with compact structure [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5032-5037.



封泽龙

作者简介:

封泽龙(2000—), 男, 硕士研究生。研究方向: 电力电子及其应用。E-mail: 220611002@sust.edu.cn。

石勇(1974—), 男, 中国电源学会会员, 通信作者, 博士, 教授。研究方向: 新型电力电子电路拓扑及其应用研究。E-mail: shiyong@sust.edu.cn。

王宇婷(1997—), 女, 硕士研究生。研究方向: 电力电子及其应用。E-mail: 210611001@sust.edu.cn。

徐可心(1998—), 女, 硕士研究生。研究方向: 电力电子及其应用。E-mail: 210611011@sust.edu.cn。