

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2519506

一种改进的级联型宽增益 LLC 变换器^{*}

赵冬冬^{1,2} 李玉东¹ 李学娟³ 赵文哲¹ 王福豪¹

(1. 河南理工大学电气工程与自动化学院 焦作 454003; 2. 河南省煤矿装备智能检测与控制重点实验室 焦作 454003;
3. 河南理工大学审计处 焦作 454003)

摘要: 为保持 LLC 谐振变换器高效率运行, LLC 谐振变换器通常工作在谐振频率附近, 使得变换器增益范围较窄。针对该问题, 本文提出一种原边 Buck-LLC 级联变换器和副边特殊全桥整流的拓扑结构, 该拓扑结构能够实现宽范围电压增益。该拓扑结构原边采用前级 Buck 单元控制与后级 LLC 谐振变换器的协同控制策略, 即前级通过 PWM 调制实现闭环稳压功能, 后级采用 LLC 开环工作在谐振频率点。在副边引入交叠导通控制方式, 通过调整整流桥开关管的交叠占空比来调整电压增益, 使系统能够根据输出电压自动切换运行模式, 系统可实现 3 倍增益扩展范围。理论推导表明, 系统所有开关管在宽增益范围内均实现软开关。结合状态平面轨迹图, 推导了电压增益方程及软开关边界条件。为验证所提方案, 搭建了一台 DC300 V 输入、DC20-60 V/500 W 输出的实验样机, 实验结果及分析验证了系统拓扑结构和控制策略的正确性和有效性。

关键词: Buck-LLC 级联变换器; 宽范围电压增益; 交叠导通; 软开关

中图分类号: TM46; TN702 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4031

An improved cascaded wide gain LLC converter

Zhao Dongdong^{1,2} Li Yudong¹ Li Xuejuan³ Zhao Wenzhe¹ Wang Fuhao¹

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454003, China;

2. Key Laboratory of Intelligent Detection and Control of Coal Mining Equipment, Henan Province, Jiaozuo 454003, China;

3. Audit Office of Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454003, China)

Abstract: In order to maintain the high efficiency operation of the LLC resonant converter, the LLC resonant converter usually works near the resonant frequency, which makes the converter gain range narrow. To address this problem, this paper proposes a topology of primary-side Buck-LLC cascade converter and secondary-side special full-bridge rectifier, which is capable of realizing a wide range of voltage gains. The primary side of this topology adopts a synergistic control strategy of the front-stage Buck unit control and the back-stage LLC resonant converter, namely, the front-stage realizes the closed-loop voltage stabilization function by PWM modulation, and the back-stage adopts the open-loop of the LLC to work at the point of resonance frequency. The overlapping conduction control method is introduced at the vice-side, and the voltage gain is adjusted by adjusting the overlapping duty cycle of the rectifier bridge switching tubes, so that the system can automatically switch the operation mode according to the output voltage, and the system can realize a 3-fold gain extension range. Theoretical derivation shows that all switching tubes of the system realize soft switching in a wide gain range. Combined with the state plane trajectory diagram, the voltage gain equation and soft-switching boundary conditions are derived. To validate the proposed scheme, an experimental prototype with DC300 V input and DC20-60 V/500 W output is built, and the experimental results and analysis verify the correctness and effectiveness of the system topology and control strategy.

Keywords: Buck-LLC cascaded converter; wide range voltage gain; overlapping conduction; soft switch

0 引言

在全球能源供需紧张形势和中国“双碳”目标下, 以煤炭、石油为代表的传统化石能源正在逐步退出主导地位, 由

风能、太阳能等绿色能源替代。其中, 风电、太阳能发电系统以及新能源电动汽车等绿色能源生产和应用正成为社会各界关注的焦点^[1-3]。风力和太阳能发电存在输出功率不稳定的特性^[4]。同时电动汽车市场车型多样化导致充电接

收稿日期: 2025-08-01

* 基金项目: 国家自然科学基金 (61703144)、河南省自然科学基金 (182300410480) 项目资助

口标准不统一,且当动力电池进行深度放电时,其工作电压可能跌落至标称电压值的 30% 甚至更低。非车载充电机需支持 50~500 V 的 10 倍宽电压输出。因此,研究宽增益 DC/DC 变换器非常必要。

LLC 谐振变换器凭借其软开关特性、优异的电磁兼容性以及高效率、高功率密度等优势,已成为宽增益 DC/DC 变换器研究的热点^[5-7]。传统的全桥 LLC 变换器通过脉冲频率调制(pulse frequency modulation, PFM)控制输出电压,在输出电压变化较大时,其开关频率变化范围过宽,此时变换器环流损耗增大,导致变换器效率下降^[8]。这种问题的存在限制了变换器的应用范围。为了使变换器同时具有宽增益和高效率的特性,国内外学者做了大量相关研究。文献[9]提出了原边串联型 LLC 拓扑,将同步 Buck 变换器的输出端与全桥 LLC 桥臂串联,通过调节 Buck 的输出电压来调控谐振腔的输入电压,实现了宽增益调节,然而增益 M 始终 ≤ 1 。文献[10]提出了一种不对称 LLC 拓扑结构,通过双谐振腔的协同作用实现多模式的宽增益输出,但其电压增益受工作模式限制,且关键参数设计复杂度较高,不利于变换器的优化设计。文献[11]通过融合 LLC 谐振腔与变压器,通过配置半桥、三电平和四分之一桥工作模式,达成了 2.57 倍宽范围电压增益,变换器桥臂采用复用技术有效减少了开关管数量,但是在三电平运行模式下,高关断电流将引发较大的关断损耗,制约效率的提升。文献[12]基于输入并联-输出串联架构,寄生电容对变换器运行模式的干扰被有效抑制。通过非对称参数配置的双变压器架构,减少了多模式运行下的增益波动,提升了整体效率。但是,该变换器在功率器件数量和模式优化方面仍有改进空间。文献[13]提出了一种基于 H5 桥开关模式配置的创新方案,使两个非对称 LLC 谐振回路能够在 4 种工作模式(空闲、半桥、混合桥和全桥)下灵活切换。该拓扑结构在有限的调频区间内,实现了宽范围输出电压调控。文献[14-15]提出了适用于宽电压范围运行的多电平 LLC 拓扑结构。然而,该变换器仍采用了变频控制策略,且工作频率范围较宽,这在一定程度上增加了磁性元件的设计难度,不利于变换器的拓扑优化。文献[16]提出一种采用三模式协同控制策略的半桥三电平 LLC 变换器拓扑,该拓扑在高、中、低不同增益区间分别采用变频控制、移相控制与脉冲串控制,具备宽电压增益范围与高轻载效率等优点,但其系统实现难度较大。

综上分析的优势与不足,本文提出一种定频控制的级联型 LLC 谐振变换器,变换器的原边将 Buck 变换器的输出端级联至全桥 LLC 谐振变换器的任意桥臂,副边将整流单元的两个二极管用开关管进行替换。当电压增益小于临界增益时,通过调节 Buck 单元的输出电压来改变 LLC 变换器的输入电压幅值,Buck 变换器仅承担部分传输功率,其功率值由输入-输出电压关系进行分配;当电压增益大于临界增益时,基于副边开关管交叠导通策略,实现谐振电感

可控充电,双重控制拓宽了增益范围,且该拓扑采用定频控制消除了励磁电感对增益的影响。给出系统变换器运行模式、电压增益特性及软开关约束条件,并通过实验平台验证了系统拓扑结构和控制策略的正确性和有效性。

1 系统拓扑电路分析

图 1 所示为级联型 LLC 谐振变换器拓扑结构。开关管 Q_1 占空比为 D 与 Q_2 互补导通,协同滤波电容 C_B 、滤波电感 L_B 共同组成同步 Buck 变换器, U_B 为其输出电压。开关管 Q_3 、 Q_6 与 Q_4 、 Q_5 互补导通,维持 50% 的固定占空比。谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 和励磁电感 L_m 构成谐振腔。变压器 T 变比为 $n:1$ 。Buck 变换器的输出端与逆变桥的第一桥臂级联连接。整流桥的两个二极管和开关管分别为 D_1 、 D_2 和 Q_7 、 Q_8 。 C_o 为输出电容, R 为负载。

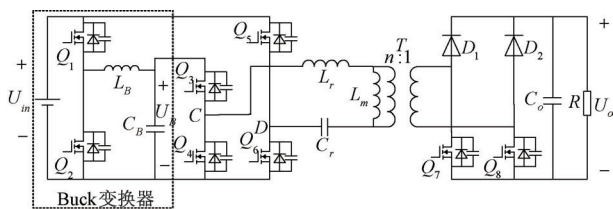


图 1 级联型 LLC 拓扑

Fig. 1 Tandem LLC topology

级联型 LLC 变换器为定频控制,且 Buck 变换器和逆变全桥的开关管相互独立,互不影响。为简化控制与分析,使所有开关管的开关频率均等于谐振频率 f_r ,即:

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

定义临界增益 M_{lim} 为本文两种模式的临界切换点,当电压增益大于临界增益 M_{lim} 时,开关管 Q_1 占空比 D 固定为最大值 D_{max} ,输出电压的调节通过改变副边开关管 Q_7 、 Q_8 的交叠导通时间实现,记为升压模式;当电压增益 \leq 临界增益 M_{lim} 时,变换器采用 PWM 控制,通过调节开关管 Q_1 占空比 D ($0 < D < D_{max}$) 调节输出电压,记为降压模式。

变换器传输功率按 Buck 输出电压与输入电压关系进行分配,其中 U_{nom} 为临界输出电压, n 为变压器变比。因此临界增益表达式为:

$$M_{lim} = \frac{nU_{nom}}{U_{in}} \quad (2)$$

同步 Buck 变换器工作在三角电流模式(triangular current mode, TCM)时,其滤波电感电流处于连续导通状态,并存在反向流动现象。为了使变换器在全范围内实现软开关, Q_1 开关管最大占空比 D_{max} 需小于 1,但为满足宽增益调节需求并确保两种工作模式平滑切换, D_{max} 需要趋近于 1。本文后续以 $D_{max} = 0.8$ 进行分析。

1.1 升压模式

级联型 LLC 谐振变换器的升压模式下主要波形如图 2 所示。本文主要分析 $[t_1, t_8]$ 中 7 个模式,其余 $[t_8, t_{16}]$ 中

8 个模式与之类似,在此不做赘述。各模式相应的模式电路图如图 3 所示。

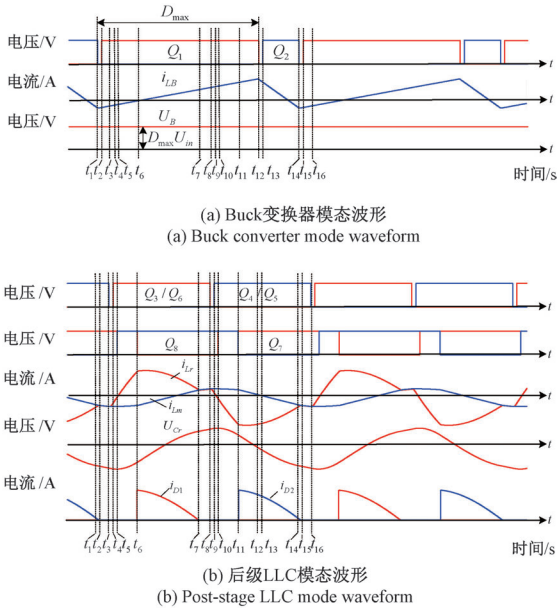


图 2 升压模式主要模式波形

Fig. 2 Primary mode waveform in boost operation

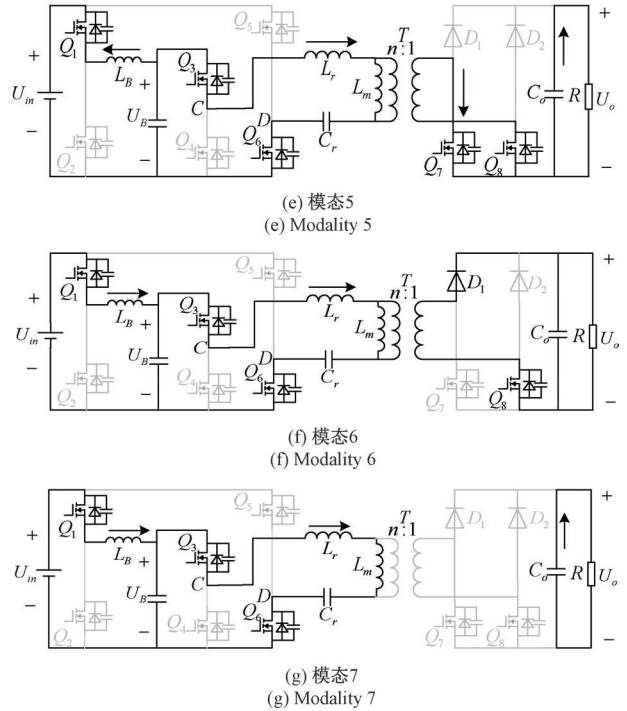


图 3 升压模式各模式电路

Fig. 3 Boost mode circuit for various modalities

模式 1 $[t_1, t_2]$:如图 3(a)所示, t_1 时刻开关管 Q_2 关断,滤波电感 L_B 电流 i_{LB} 开始给 Q_1, Q_2 结电容分别进行放、充电,此时电流 i_{LB} 为谷值,且在 t_2 时刻之前 Q_1 结电容放电至 0。逆变全桥的开关管 Q_1 和 Q_5 保持导通,谐振腔的输入电压由输入电压 V_{in} 提供。 i_{LB} 表达式为:

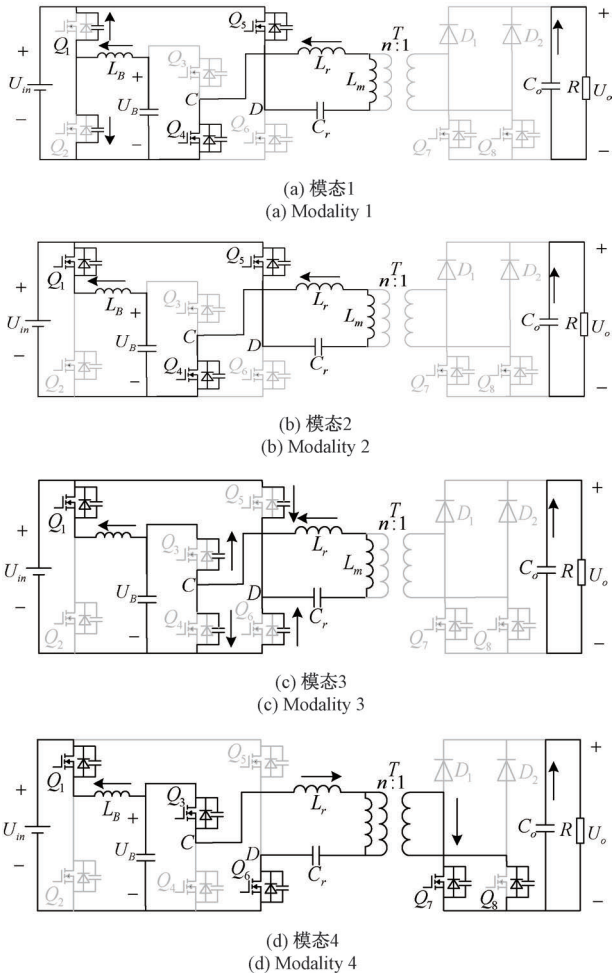
$$i_{LB} = i_{LB}(t_2) + \frac{U_m - U_B}{L_B}(t - t_2) \quad (3)$$

模式 2 $[t_2, t_3]$:如图 3(b)所示, t_2 时刻,开关管 Q_1 实现零电压开通(zero voltage switching, ZVS),滤波电感电流 i_{LB} 继续线性增大。开关管 Q_4 和 Q_5 仍然保持导通,并在此阶段结束的 t_3 时刻关断,谐振腔状态维持不变。

模式 3 $[t_3, t_4]$:如图 3(c)所示, t_3 时刻,开关管 Q_4, Q_5 关断, Q_3, Q_6 进入死区阶段,此时 D_1, D_2 尚未导通;谐振电流与励磁电流均小于零且呈现差值。在死区阶段, Q_3, Q_6 的结电容电荷完全释放,电流流经其体二极管,使其管压下降至零电位,在 t_4 时刻脉冲信号触发时实现 ZVS。

模式 4 $[t_4, t_5]$:如图 3(d)所示, t_4 时刻,开关管 Q_3, Q_6 实现 ZVS。副边电流流通回路为:变压器绕组上端 $\rightarrow Q_7 \rightarrow Q_8$ 体二极管 \rightarrow 变压器绕组下端,此时 Q_8 的管压降为 0,在 t_5 时刻脉冲信号触发时实现软开关。

模式 5 $[t_5, t_6]$:如图 3(e)所示, t_5 时刻,开关管 Q_3, Q_6 维持导通;副边 Q_7 导通且 Q_8 实现 ZVS,副边进入交叠导通模式。由图 3(e)可知,变压器副边电压被箝位为零,使励磁电感 L_m 被旁路。图 4 所示为该模式下谐振腔等效电路拓扑。



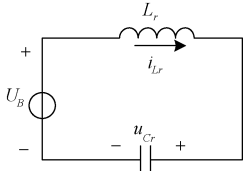


图 4 模式 5 的谐振腔等效电路

Fig. 4 The equivalent circuit of the resonator of mode 5

根据图 4 可列写以下电路方程:

$$C_r \frac{du_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \quad (4)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = U_B - u_{Cr} \quad (5)$$

$$U_B = D_{max} U_{in} \quad (6)$$

联立式 (4) ~ (6), 可解得谐振电流与谐振电容电压为:

$$u_{Cr}(t) - U_B = i_{Lr}(t_4) Z_0 \sin[\omega_r(t - t_4)] + [u_{Cr}(t_4) - U_B] \cos[\omega_r(t - t_4)] \quad (7)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_4) \cos[\omega_r(t - t_4)] - \frac{u_{Cr}(t_4) - U_B}{Z_0} \sin[\omega_r(t - t_4)] \quad (8)$$

式中: Z_0 为等效阻抗, $Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$, ω_r 为谐振角频率, $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ 。

由式 (7)、(8) 可知模式 5 状态下的轨迹方程为:

$$[u_{Cr}(t) - U_B]^2 + [i_{Lr}(t) Z_0]^2 = r_1^2 \quad (9)$$

式中: r_1 为轨迹圆半径, 表达式为:

$$r_1 = \sqrt{[i_{Lr}(t_4) Z_0]^2 + [u_{Cr}(t_4) - U_B]^2} \quad (10)$$

模式 6 [t_6, t_7]: 如图 3(f) 所示, 在 t_6 时刻, 功率开关管 Q_1, Q_3 及 Q_6 维持导通状态, 而 Q_7 实现关断操作, Q_8 仍处于导通阶段。此时整流二极管 D_1 在正向偏置下进入导通状态, 使 Q_7 和 Q_8 退出交叠模式。励磁电感两端电压被约束为 nU_o 。图 5 为该阶段对应的简化谐振电路拓扑。

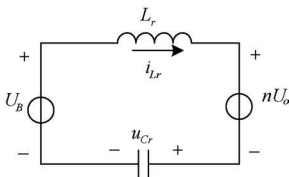


图 5 模式 6 的谐振腔等效电路

Fig. 5 The equivalent circuit of the resonator of mode 6

模式 6 的状态轨迹曲线方程为:

$$[u_{Cr}(t) - U_B + nU_o]^2 + [i_{Lr}(t) Z_0]^2 = r_2^2 \quad (11)$$

其中,

$$r_2 = \sqrt{[i_{Lr}(t_6) Z_0]^2 + [u_{Cr}(t_6) - U_B + nU_o]^2} \quad (12)$$

在变压器副边导通期间, 励磁电感两端电压被约束为 nU_o , 基于伏秒平衡原理可进行相应推导。

$$L_m \frac{i_{Lm}(t) - i_{Lm}(t_6)}{t - t_6} = nU_o \quad (13)$$

模式 7 [t_7, t_8]: 如图 3(g) 所示, t_7 时刻, 开关管 Q_1, Q_3 与 Q_6 保持导通。此阶段, 谐振电流 i_{Lr} 衰减至励磁电流 i_{Lm} 的幅值, 二极管 D_1 流经的电流 i_{D1} 在 t_7 时刻下降为零, D_1 实现零电流关断 (zero current switching, ZCS), 励磁电感解除 nU_o 的箍位状态。图 6 为该模式的谐振腔简化拓扑。

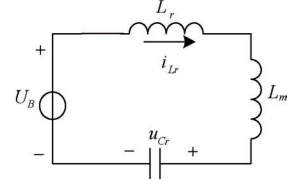


图 6 模式 7 的谐振腔等效电路

Fig. 6 The equivalent circuit of the resonator of mode 7

模式 7 的状态轨迹曲线方程可表示为:

$$[u_{Cr}(t) - U_B]^2 + [Z_1 i_{Lr}(t)]^2 = [Z_1 i_{Lr}(t_7)]^2 + [u_{Cr}(t_7) - U_B]^2 \quad (14)$$

式中:

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_r + L_m}{C_r}} \quad (15)$$

模式 5~7 状态轨迹分别对应图 7 的 AB、BC、CD 段椭圆弧, 观察图 7 可知, DE 段圆弧的圆心坐标为 (0, 0), 几何半径为 r_1 ; EF 段圆弧圆心坐标为 ($nU_o, 0$), 几何半径为 r_2 ; FA 段轨迹为椭圆弧。在开关器件的运行周期中, 后半周期的工作过程与前半周期类似, 在此不再赘述。

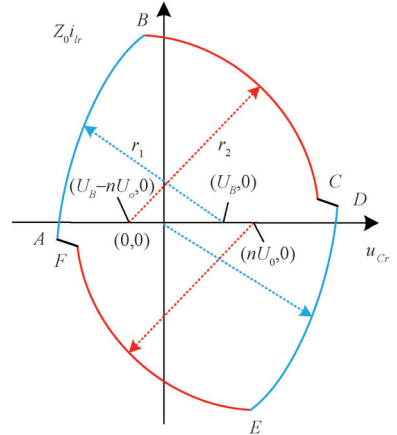


图 7 升压模式下谐振腔的状态轨迹图

Fig. 7 State trajectory diagram of resonant cavity in boost mode

1.2 降压模式

在降压模式下, 开关管 Q_7, Q_8 无交叠导通模式, Q_7, Q_8 互补导通且占空比均为 0.5, 后级变换器起直流变压器作用。工作于谐振频率时, 励磁电流呈三角波, 谐振电流为正弦波, 图 8 展示了降压的模式波形。

模式 1 [t_1, t_2]: t_1 时刻, 开关管 Q_1 持续开通, Q_2, Q_4, Q_5 与副边 Q_7 均处于关断状态。谐振电流对 Q_3 和 Q_6 的

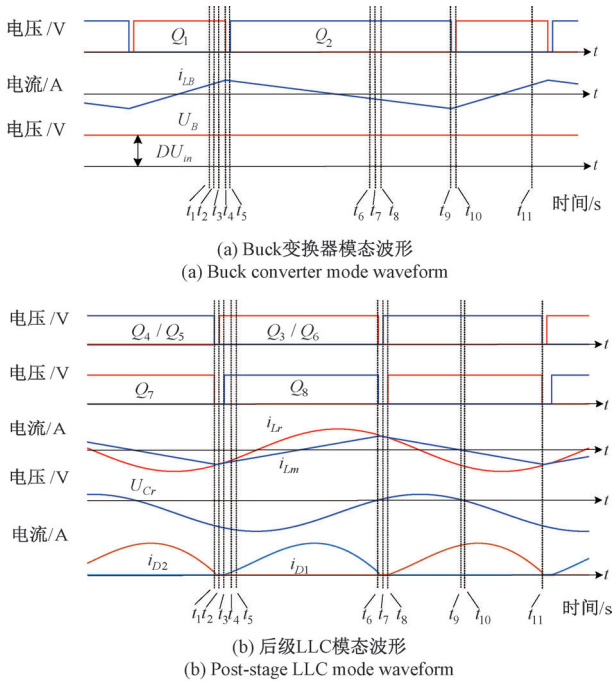


图 8 降压模式主要模式波形

Fig. 8 Primary mode waveform in buck operation

结电容进行放电,对 Q_4 、 Q_5 结电容充电。电感电流 i_{LB} 线性上升。

模式 2 [t_2, t_3]: t_2 时刻,开关管 Q_1 维持导通状态, Q_2 保持关断, Q_3 和 Q_6 实现 ZVS 导通。

模式 3 [t_3, t_4]: t_3 时刻,开关管 Q_1 维持导通, Q_2 保持关断, Q_3 和 Q_6 处于导通状态。二次侧开关管 Q_8 导通,二极管 D_1 因正向偏置而导通。

模式 4 [t_4, t_5]: t_4 时刻, Q_1 关断使电感电流 i_{LB} 进入线性衰减阶段,并对 Q_1 、 Q_2 结电容充放电, Q_3 和 Q_6 及二次侧开关管 Q_8 保持导通,二极管 D_1 持续正向导通。

模式 5 [t_5, t_6]: t_5 时刻,开关管 Q_1 保持关断, Q_2 实现零电压导通, Q_3 、 Q_6 及 Q_8 维持导通,二极管 D_1 仍处于正向导通状态。电感电流 i_{LB} 呈线性下降趋势。

模式 6 [t_6, t_7]: t_6 时刻, Q_2 继续导通, Q_3 、 Q_6 和 Q_8 关断,二极管 D_1 零电流关断。在开关器件的运行周期中,后半周期开关模式与前半周期类似,故不再赘述。

2 增益和软开关分析

2.1 增益特性分析

在升压模式中,在固定开关周期 T_s 下,开关管 Q_1 的占空比 D 固定为 D_{max} ,增益 M 通过调整 Q_7 、 Q_8 的交叠占空比 D_{boost} 的大小实现控制。 D_{boost} 定义为:

$$D_{boost} = \frac{t_6 - t_4}{T_s} = \frac{t_{11} - t_9}{T_s} \quad (16)$$

在定频工作状态下,因为谐振电感显著小于励磁电感,所以 $t_7 \sim t_8$ 时间间隔极小。该工作阶段励磁电流近似恒定

为 I_m 。

$$L_m \frac{2I_m}{t_7 - t_6} = nU_o \quad (17)$$

在理论分析简化中,励磁电流忽略不计, t_4 与 t_7 时刻谐振电感电流和谐振电容电压的关联式为:

$$i_{Lr}(t_4) = i_{Lr}(t_7) = 0 \quad (18)$$

$$u_{Cr}(t_4) + u_{Cr}(t_7) = U_B \quad (19)$$

假设输出功率为 P_o ,输出功率可表示为:

$$P_o = \frac{C_r U_B [2u_{Cr}(t_7) - U_B]}{T_s} \quad (20)$$

根据式(18)、(19)推导,结合图 7 状态轨迹曲线分析可知,在 t_6 运行时刻,谐振回路电流与电容电压的工作点位于轨迹 AB 弧线的端点 B 处。该时刻的电气参数可通过建立的数学模型进行求解。对应的数学模型分别为:

$$i_{Lr}(t_6) = \frac{r_1}{Z_0} \sin[\omega_r(t_6 - t_4)] \quad (21)$$

$$u_{Cr}(t_6) = U_B - r_1 \cos[\omega_r(t_6 - t_4)] \quad (22)$$

根据电路模式切换特性,当工作点 B 位于 BC 圆弧运行轨迹时, t_6 时刻对应的谐振网络电流与电容电压重构为不同数学模型。 β 为该阶段起始角度, n 为变压器变比。该表达式为:

$$i_{Lr}(t_6) = \frac{r_2}{Z_0} \sin\beta \quad (23)$$

$$u_{Cr}(t_6) = U_B - nU_o + r_2 \cos\beta \quad (24)$$

基于式(12)、(16)及式(18)~(24)构建的方程组,经数学推导建立电压增益 M 与重叠占空比 D_{boost} 之间的关系为:

$$D_{boost} = \frac{1}{2\pi} \arccos\left(1 + \frac{2P_o T_s M - 2P_o T_s M^2}{P_o T_s M^2 + 4M^2 U_{in}^2 C_r}\right) \quad (25)$$

在降压模式下, Q_7 、 Q_8 两个开关管和二极管作用相同,副边为全桥整流。Buck 变换器与 LLC 谐振变换器采用级联架构,其中 Buck 电路主要承担电压调节功能,通过调整开关管 Q_1 占空比 D 来改变后级 LLC 谐振变换器的供电。Buck 单元输出端电压 U_B 为:

$$U_B = DU_{in} \quad (26)$$

通过基波分量法分析电压增益,假设谐振腔输入电压为 U_{CD} 通过计算和分析可得:

$$U_{CD} = \frac{D-1}{2} U_{in} + \frac{2(D+1)}{\pi} U_{in} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(n\omega t) \quad (27)$$

式中: n 为奇数, $\omega = \omega_r$ 。谐振腔输入电压 U_{CD} 的基波幅值可表示为:

$$U_{CD-FHA} = \frac{2(D+1)}{\pi} U_{in} \quad (28)$$

降压模式下谐振变换器的增益为 $M = \frac{nU_o}{U_{in}}$,经基波近似等效法分析可得:

$$M = \frac{k f_n^2 \cdot (D+1)}{2 \cdot \sqrt{(f_n^2(1+k)-1)^2 + (f_n Q (f_n^2-1)k)^2}} \quad (29)$$

$$\text{其中, } f_n = \frac{f_s}{f_r}, k = \frac{L_m}{L_r}, Q = \frac{1}{R_{eq}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}, R_{eq} = \frac{8n^2 R}{\pi^2}.$$

因为工作在谐振频率下,所以 $f_n=1$ 。增益 M 可以等效为:

$$M = \frac{D+1}{2} \quad (30)$$

根据式(2)、(30)和 $D_{max}=0.8$ 可知 $U_{nom}=30$ V。

根据增益表达式可知,此时增益仅与 Buck 变换器 Q_1 占空比有关。

由模式 5、6 可知谐振阶段谐振电感电流变化率 $\frac{|U_B - u_{Cr}|}{L_r}$, 能量传输阶段谐振电感电流变化率 $\frac{|U_B - u_{Cr} - nU_o|}{L_r}$ 。如果要保持系统稳定则在半个周期内谐振电感储存的能量要 \leq 谐振电感释放的能量,又因为 $\frac{|U_B - u_{Cr}|}{L_r} > \frac{|U_B - u_{Cr} - nU_o|}{L_r}$, 所以交叠占空比 D_{boost} 要小于 $\frac{T_s}{4}$ 。

在参数固定的情况下,绘制在各个功率下级联型 LLC 谐振变换器的增益曲线,如图 9 所示。当 $D_{boost}=0$ 时,增益最大值为 1。当 $D_{boost}>0$ 时,增益范围扩大,当输出功率 $P_o \leq 200$ W 时,增益可以达到 3,当 $P_o > 200$ W 时因为 D_{boost} 的限制增益不能达到 3。

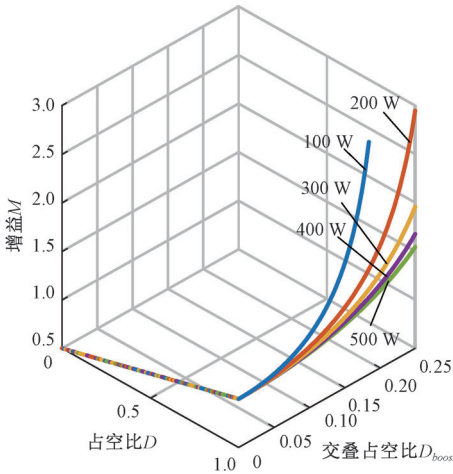


图 9 混合模式下的增益特性曲线

Fig. 9 Gain characteristic curve in mixed mode

2.2 软开关特性分析

当 $M > M_{lim}$ 时,系统处于升压模式。为实现一次侧开关管零电压导通,在死区阶段需要维持充足的电感电流,实现开关管结电容的能量转移。为了提升系统效率,应在满

足软开关的条件下,尽可能的增大 L_m 。其中 $\Delta i_{Lm-0.5T}$ 是励磁电流的在半个周期的变化量, t_{dx} 是死区时间 (x 为正整数)。 C_{oss} 为开关管结电容。软开关表达式为:

$$2 \cdot \frac{\Delta i_{Lm-0.5T}}{2} \cdot t_{d1} \geq (2C_{oss}U_B + 2C_{oss}U_{in}) \quad (31)$$

在 LLC 谐振变换器工作模式分析中,因 $[t_3, t_6]$ 与 $[t_8, t_{11}]$ 时间段远小于于导通时间。认为在该时间区间内励磁电流的幅值偏移量可以忽略不计,即:

$$\begin{cases} i_{Lm}(t_3) = i_{Lm}(t_6) \\ i_{Lm}(t_8) = i_{Lm}(t_{11}) \end{cases} \quad (32)$$

由分析可知,在 $t_6 \sim t_7, t_{11} \sim t_{15}$ 时间段对励磁电感充电,即:

$$\begin{cases} L_m \frac{2i_{Lm}(t_7)}{t_7 - t_6} = nU_o \\ L_m \frac{2i_{Lm}(t_{11})}{t_{15} - t_{11}} = nU_o \end{cases} \quad (33)$$

因为 L_m 远大于 L_r 所以认为在时间间隔 $t_7 \sim t_8, t_{15} \sim t_{16}$ 阶段, i_{Lm} 维持恒定。

$$\begin{cases} i_{Lm}(t_7) = i_{Lm}(t_8) \\ i_{Lm}(t_{15}) = i_{Lm}(t_{16}) \end{cases} \quad (34)$$

联立以上各式,可得到升压模式下的死区时间表达式为:

$$t_{d1} \geq \max(U_B, U_{in}) \cdot \frac{4C_{oss}L_m}{nU_o(0.5 - D_{boost})T_s} \quad (35)$$

当 $M \leq M_{lim}$ 时,系统处于降压模式。为了实现原边开关管零电压导通,需要保证电感中的电流能使开关管结电容中的电荷在死区时间内完成转移,其中 f_s 为开关频率, I_{Lm-p} 为励磁电感峰值,即:

$$(L_r + L_m)I_{Lm-p}^2 \geq 2C_{oss}(U_B^2 + U_{in}^2) \quad (36)$$

$$t_{d2} \geq 16C_{oss}L_m f_s \quad (37)$$

在 Buck 模式下, I_{Lm-p} 可以表示为:

$$I_{Lm-p} = \frac{nU_o}{4f_s L_m} \quad (38)$$

根据前级 Buck 变换器可以知道,要实现 Buck 电路的软开关,电感电流 i_{LB} 必须工作在 TCM 模式下。让电流反向流过二极管对开关管结电容进行放电来实现开关管的 ZVS。要想实现开关管的 ZVS,只需要让 i_{LB} 的谷值,在死区时间内能完成对开关管结电容电荷的转移即可。 I_{LB-v} 为 i_{LB} 的谷值。即:

$$I_{LB-v} \geq \sqrt{\frac{2C_{oss}U_{in}^2}{L_B}} \quad (39)$$

$$t_{d3} \geq \frac{2C_{oss}U_{in}}{I_{LB-v}} \quad (40)$$

根据分析可以知道 i_{LB} 为线性变化, I_{LB-a} 是 I_{LB} 的平均值。 I_{LB-v} 可以表示为:

$$I_{LB-v} = I_{LB-a} - \frac{U_B(1-D)T_s}{2L_B} \quad (41)$$

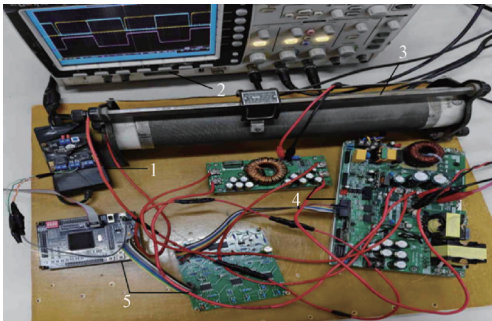
3 实验验证

为了验证上文中理论推导的正确性,搭建一台基于 TMS320F28335 数字处理器的 500 W 实验平台,实验平台的主要实验参数如表 1 所示,实验样机如图 10 所示。

表 1 级联型 LLC 实验参数

Table 1 Series LLC experimental parameters

参数	数值
输入电压 U_{in}/V	300
输出电压 U_o/V	20~60
临界输出电压 U_{nom}/V	30
前级电感 $L_B/\mu H$	56
前级电容 $C_B/\mu F$	4 000
谐振电感 $L_r/\mu H$	519
谐振电容 $C_r/\mu F$	19.515
励磁电感 $L_m/\mu H$	1 817
变压器变比 n	9
额定功率 P_o/W	500
输出电容 $C_o/\mu F$	800



1.辅助电源 2.示波器 3.直流负载
4.级联型LLC主功率电路 5.驱动模块

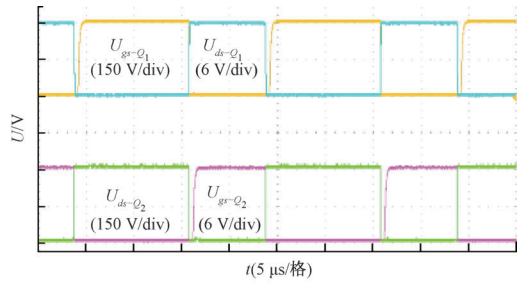
图 10 实验样机

Fig. 10 Experimental prototype

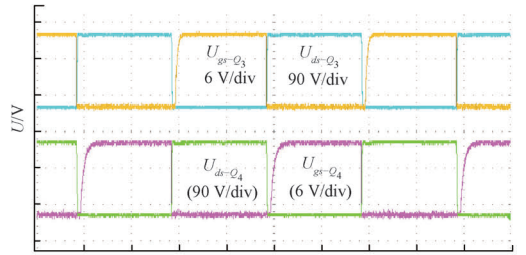
输出电压为 25 V 时,变换器工作在降压模式,输出电压工作在 35 V 时,变换器工作在升压模式。输出电压为 30 V 时,该电压值被定义为变换器降压模式和升压模式之间切换的理论临界点。为了防止系统出现抖振效应引入滞环控制,当输出电压超过 30.5 V 时,变换器切换至升压模式,副边开关管进入交叠导通模式,通过改变交叠占空比来调节输出电压;反之则当输出电压低于 29.5 V 时切换至降压模式,副边开关管返回整流模式。通过调节开关管 Q_1 的占空比调节输出电压。

3.1 降压模式下实验验证

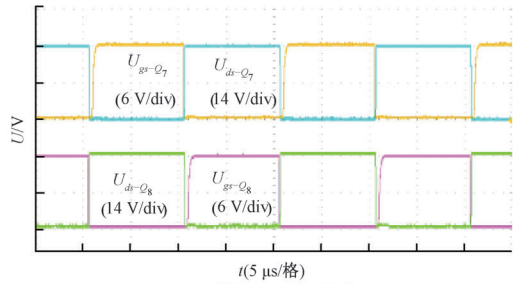
图 11(a)~(e)为输出电压 25 V 的实验波形,电路工作于降压模式。由图可知,开关管均实现了软开关特性。副边为全桥整流模式,为了抑制负载突变导致输出电压失稳,系统通过调节开关管 Q_1 的占空比实现闭环稳压控制。



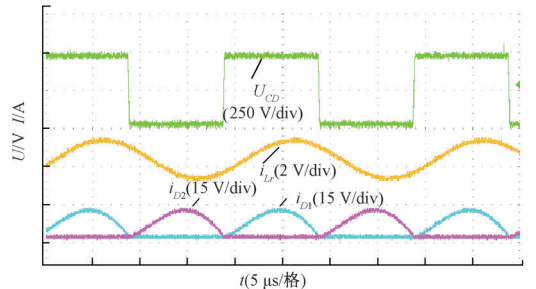
(a) 开关管 Q_1, Q_2 软开关波形
(a) Soft switching waveform of switch tubes Q_1 and Q_2



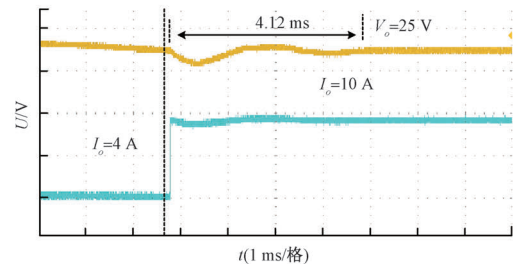
(b) 开关管 Q_3, Q_4 软开关波形
(b) Soft switching waveform of switch tubes Q_3 and Q_4



(c) 开关管 Q_7, Q_8 软开关波形
(c) Soft switching waveforms for switch tubes Q_7 and Q_8



(d) 谐振电压、谐振电流与二极管电流波形
(d) Resonant voltage, resonant current and diode current waveform



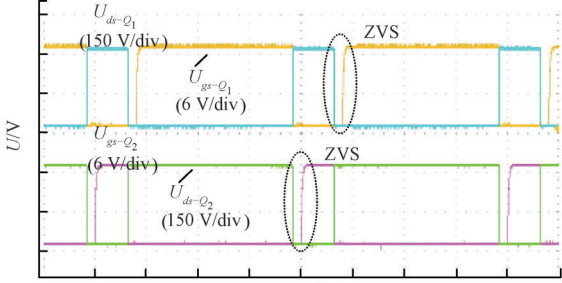
(e) 负载切换波形
(e) Load switching waveform

图 11 输出电压为 25 V 的实验波形

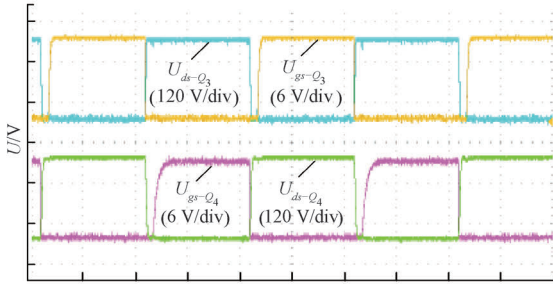
Fig. 11 Experimental waveform with output voltage 25 V

3.2 升压模式下实验验证

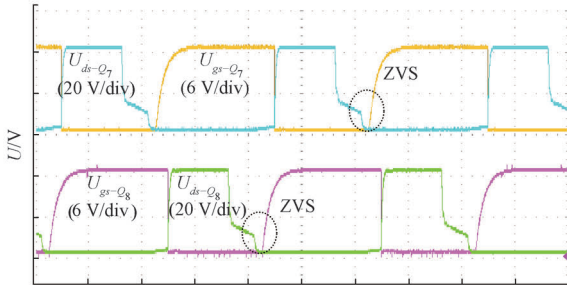
图 12(a)~(e)为输出电压为 35 V 的实验波形,此时电路工作在升压模式。开关管均实现软开关, Q_7 、 Q_8 工作在交叠模式,因为存在续流,所以开关管两端电压突变。负载突变时,因为前级 Q_1 占空比已达到最大值,所以通过调整副边 Q_7 、 Q_8 的交叠占空比来实现闭环稳压。



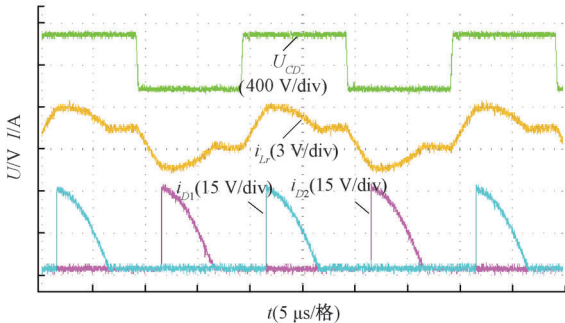
(a) 开关管 Q_1 、 Q_2 软开关波形
(a) Soft switching waveform of switch tubes Q_1 and Q_2



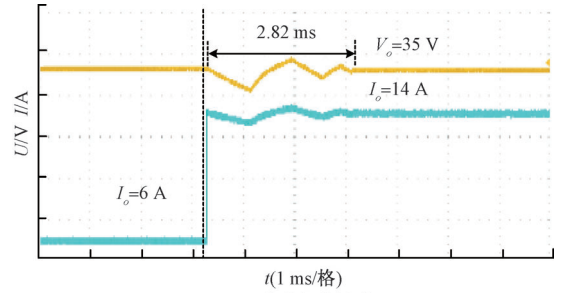
(b) 开关管 Q_3 、 Q_4 软开关波形
(b) Soft switching waveform of switch tubes Q_3 and Q_4



(c) 开关管 Q_7 、 Q_8 软开关波形
(c) Soft switching waveforms for switch tubes Q_7 and Q_8



(d) 谐振电压、谐振电流与二极管电流波形
(d) Resonant voltage, resonant current and diode current waveform



(e) 负载切换波形
(e) Load switching waveform

图 12 输出电压为 35 V 的实验波形

Fig. 12 Experimental waveform with output voltage 35 V

图 13 为在相同输入电压条件下,两种 LLC 谐振变换器拓扑输出电压增益的对比。

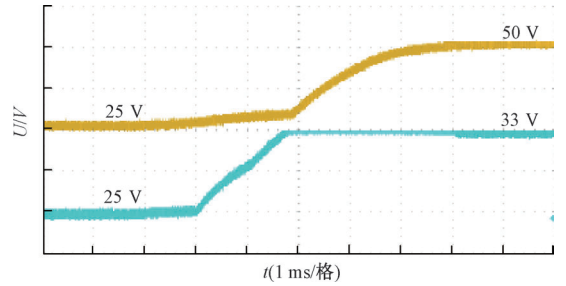


图 13 不同拓扑下输出电压增益

Fig. 13 Output voltage gain under different topologies

相较于原边采用 Buck+LLC 串联、副边配置常规全桥整流器的拓扑结构,本改进方案显著拓展了输出电压增益范围,具备宽增益调节能力。

4 功率损耗和效率分析

4.1 开关管损耗分析

工作在 TCM 模式下的同步 Buck 变换器和级联的 LLC 谐振变换器,其开关管均能实现 ZVS。因此,损耗集中于通态损耗和关断损耗。

同步 Buck 变换器开关管的通态损耗表达式为:

$$P_{con,B} = I_{rms, LB}^2 \cdot R_{ds(on)} \quad (42)$$

升降压模式下,LLC 谐振变换器的开关管通态损耗表达式为:

$$P_{con,P} = I_{rms, Lr}^2 \cdot R_{ds(on)} \quad (43)$$

$$P_{con,SS} = \left(\frac{I_{rms, Lr}}{n} \right)^2 \cdot R_{ds(on)} \cdot D_{boost} + I_o^2 \cdot R_{ds(on)} \cdot (1 - D_{boost}) \quad (44)$$

$$P_{con,SJ} = I_o^2 \cdot R_{ds(on)} \quad (45)$$

开关管的关断损耗表达式为:

$$P_{off} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{off}} U_s i_s dt = \frac{1}{2} U_s i_s f_s t_{off} \quad (46)$$

式中: $P_{con,B}$ 、 $P_{con,P}$ 、 $P_{con,SS}$ 、 $P_{con,SJ}$ 分别是同步 Buck 开关管、LLC 谐振变换器原边开关管、升降压模式下 LLC 谐振

变换器副边开关管的通态损耗、 P_{off} 是开关管的关断损耗。 $I_{rms, LB}$ 和 $I_{rms, Lr}$ 分别为流过对应电感电流的有效值、 I_o 是输出电流有效值、 i_s 为流过对应开关管电流的有效值。 t_{off} 是关断时间, $R_{ds(on)}$ 是开关管的导通电阻。

4.2 电感损耗分析

电感损耗主要包括绕组损耗与磁芯损耗, 其绕组损耗和磁芯损耗表达式为:

$$P_{wl} = R_{LB, dc} \cdot I_{rms, LB}^2 \quad (47)$$

$$P_{cl} = P_{cv} \cdot V_e \quad (48)$$

其中, $R_{LB, dc}$ 是电感的直流电阻, 磁芯损耗系数 P_{cv} 取决于工作频率和磁通摆幅, 其数值需要参考磁性材料文档, V_e 是磁芯参数。

4.3 效率分析

图 14 为级联 LLC 变换器在 20~60 V 输出电压区内, 不同功率水平下的效率曲线。随着负载从低功率状态逐步增加至满功率状态, 其效率始终维持在较高水平。

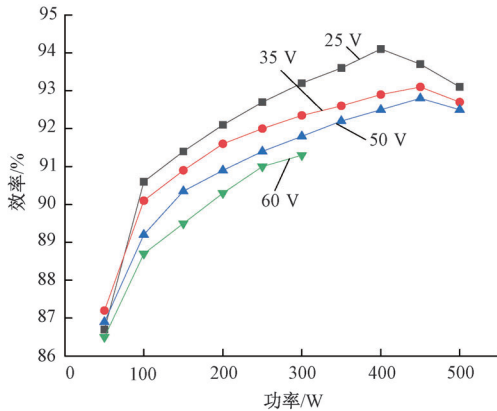


图 14 效率随输出电压变化的特性曲线

Fig. 14 Efficiency characteristic curve as a function of output voltage

在升压模式下, 变换器后级进入交叠模式时, 原边能量无法直接传递至副边, 这使得原边向副边直接传输能量的时间缩短, 导致开关管电流应力增大, 最终造成变换器效率出现一定程度的下降。 Q_7 、 Q_8 交叠时间越长输出电压越高, 功率损耗的越多, 效率越低。降压模式下, 变换器后级无需进入交叠模式, 因此能量传输的有效持续时间大于升压模式, 开关管电流应力减小, 效率有所提升。

5 结 论

针对电能变换系统中所需要的宽增益 DC/DC 变换器, 提出了一种基于定频控制策略的复合型 Buck-LLC 变换器拓扑结构, 通过上述分析可得出以下结论:

所提拓扑结构中, 前级 Buck 变换器仅分担部分传输功率, 有效降低了功率器件的损耗与热应力。同时, 通过对 Buck 单元占空比 D 进行控制实现了系统宽范围电压增益的灵活调控。

所提系统拓扑结构通过副边两个模态切换实现了宽输

出电压范围下的高效能量转换, 其电压增益调节能力达到传统拓扑的 3 倍以上。

系统在整个工作范围内, 原副边开关管均能实现 ZVS 特性, 副边二极管实现零电流关断, 有效提升了系统的效率。

参考文献

- [1] 张家瑜, 张政权, 刘庆想, 等. 基于交流链接技术的 LLC 谐振变换器及控制算法[J]. 电子测量技术, 2023, 46(3):12-18.
ZHANG J Y, ZHANG ZH Q, LIU Q X, et al. LLC resonant converter and control algorithm based on AC link technology [J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(3):12-18.
- [2] 周国华, 范先焱, 许多, 等. 具有宽范围输入和高效率的改进型 LLC 谐振变换器[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(10):9-18.
ZHOU G H, FAN X Y, XU D, et al. Improved LLC resonant converter with wide range input and high efficiency[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(10):9-18.
- [3] WU ZH M, LOU T, ZHAO H L, et al. Design of bidirectional half-bridge three-level LLC converter[C]. 2022 IEEE 5th International Electrical and Energy Conference(CIEEC), 2022: 2604-2608.
- [4] 赵秀秀, 雷鸣, 王崇杰, 等. 对称式谐振腔双变压器半桥 LLC 效率优化设计[J]. 电子测量技术, 2024, 47(20): 7-14.
ZHAO Y X, LEI M, WANG CH J, et al. Efficiency optimization design of symmetric resonant cavity dual-transformer half-bridge LLC[J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(20):7-14.
- [5] 王伟健, 李鑫, 张文雅. 高效率全桥 LLC 谐振变换器参数设计研究[J]. 电子测量技术, 2024, 47(24):1-11.
WANG W J, LI X, ZHANG W Y. Parametric design study of high efficiency full-bridge LLC resonant converter [J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(24):1-11.
- [6] WANG J N, FU D L, YANG ZH Q, et al. Three-phase LLC small-signal modeling and fast-response control design [C]. 2022 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), 2022:1234-1239.
- [7] 封泽龙, 石勇, 王宇婷, 等. 一种低占空比丢失的移相全桥 ZVZCS 变换器[J]. 电源学报, 2025, 23(1):32-43.
FENG Z L, SHI Y, WANG Y T, et al. Phase-shifted full-bridge ZVZCS converter with low duty cycle loss [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(1):32-43.
- [8] LIN J Y, YUE X, LIN Y F, et al. Variable-frequency

- and phase-shift with synchronous rectification advance on-time hybrid control of LLC resonant converter for electric vehicles charger[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2023, 1: 348-356.
- [9] 刘宝泉, 韩猛, 王伟. 原边串联型 LLC 变换器拓扑及其频率自适应追踪方法[J]. 高电压技术, 2023, 49(12): 5114-5125.
LIU B Q, HAN M, WANG W. Primary-side series-type LLC converter topology and its frequency adaptive tracking method[J]. High Voltage Technology, 2023, 49(12): 5114-5125.
- [10] 张杰, 杨淋, 肖辞, 等. 限制调频范围的不对称多模式宽输出 LLC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(3): 149-156.
ZHANG J, YANG L, XIAO C, et al. Asymmetric multi-mode LLC resonant converter with limited FM range for wide output voltage range application[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(3): 149-156.
- [11] WEI Y Q, MANTOOTH A. Multiple operation modes based stacked structure LLC converter for very wide range operation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 32(6): 11111-11124.
- [12] 何圣仲, 代东雷, 何晓琼, 等. 一种交错级联多模式变频宽输出 LLC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(6): 54-62.
HE SH ZH, DAI D L, HE X Q, et al. Interleaved cascaded multi-mode variable frequency wide output LLC converter [J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(6): 54-62.
- [13] CHENG L, ZHOU M D, WANG H Y. An H5-bridge based asymmetric LLC resonant converter with an ultrawide output voltage range[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(11): 9503-9514.
- [14] YU Z, PAN X W, WANG C. A reconfigurable bidirectional isolated LLC resonant converter for ultra-wide voltage-gain range applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(6): 5713-5723.
- [15] 李浩昱, 李振伟, 赵雷, 等. 宽输入 LLC 谐振变换器多电平控制策略[J]. 电工技术学报, 2017, 32(4): 48-57.
LI H Y, LI ZH W, ZHAO L, et al. Multi-level control strategy of wide input LLC resonant converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(4): 48-57.
- [16] ZHU L L, SHENG ZH C, FU P, et al. Control strategy of half-bridge three-level LLC resonant converters with wide output voltage range[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2022, 11: 4381-4386.

作者简介

赵冬冬, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子与电气传动、LLC 谐振变换器的拓扑结构及控制策略。

E-mail: 484641458@qq.com

李玉东(通信作者), 硕士研究生导师, 主要研究方向为电力电子及电能变换、新能源发电及并网等。

E-mail: lyd@hpu.edu.cn

李学娟, 硕士, 主要研究方向控制理论与控制工程等。

E-mail: 874975013@qq.com

赵文哲, 硕士研究生, 主要研究方向为 LLC 谐振变换器的拓扑结构及控制策略。

E-mail: 1416896981@qq.com

王福豪, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子与电力传动, LLC 谐振变换器的拓扑结构。

E-mail: 2634189204@qq.com