

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2518018

新型宽增益 LLC 谐振变换器的研究与设计^{*}李玉东^{1,2} 王胜超¹ 王福豪¹ 史 澳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)

摘要:针对传统 LLC 谐振变换器增益范围较窄的问题,该文提出一种新型宽增益范围的 LLC 谐振变换器拓扑。该电路将四开关 Buck-Boost 变换器的输出端与 LLC 谐振变换器的前桥臂级联。全桥 LLC 谐振模块开关管工作在谐振频率点附近,通过改变四开关 Buck-Boost 模块开关管的占空比来改变 LLC 谐振模块的输入电压交流幅值。四开关 Buck-Boost 模块仅需承载部分负载功率即可实现对整机宽电压增益范围的调节。通过对该新型变换器进行模态分析、增益推导,得出所有开关管实现软开关的条件和宽增益的控制方法。最后搭建了一套 30 V/300 W 实验样机,变换器整机峰值效率为 95.27%,相较传统两级拓扑效率提升 2.13%。实验结果证明了所提拓扑电路的可行性和理论分析的正确性。

关键词:四开关 Buck-Boost; LLC 谐振变换器; ZVS; 宽增益范围

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

Research and design of a novel wide gain LLC resonant converter

Li Yudong^{1,2} Wang Shengchao¹ Wang Fuhao¹ Shi Ao¹

(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, Jiaozuo 454003, China)

Abstract: In response to the problem of narrow gain range of traditional LLC resonant converter, this paper proposes a novel LLC resonant converter topology with wide gain range. In this circuit, the output of a four-switch Buck-Boost converter is cascaded with the front bridge arm of the LLC resonant converter. The full-bridge LLC resonant module switching tubes operate near the resonant frequency point, and the input voltage AC amplitude of the LLC resonant module is varied by changing the duty cycle of the four-switch Buck-Boost module switching tubes. The four-switch Buck-Boost module only needs to carry part of the load power to realize the adjustment of the wide voltage gain range of the whole machine. Through the modal analysis and gain derivation of this new converter, the conditions for all switching tubes to realize soft switching and the control method of wide gain are derived. Finally, a 30 V/300 W experimental prototype is constructed, and the peak efficiency of the converter is 95.27%, which is 2.13% higher than that of the traditional two-stage topology. The experimental results prove the feasibility of the proposed topology circuit and the correctness of the theoretical analysis.

Keywords: four-switch Buck-Boost; LLC resonant converter; ZVS; wide gain range

0 引 言

作为第三代谐振功率变换技术的典型代表, LLC 谐振变换器凭借其零电压开关特性^[1]、高频磁集成优势及高效率功率传输能力,在 DC/DC 电能变换领域获得了广泛应用,典型应用场景包括分布式光伏储能系统、大功率 LED 恒流驱动装置及电动汽车车载充电机等^[2]。然而,受限于谐振网络固有频率特性, LLC 谐振变换器电压增益调节范

围相对有限(通常不超过 2:1),这在具有宽输入电压波动(如光伏板最大功率点跟踪)或宽输出调节需求(如直流充电桩恒压-恒流切换)的应用场景中尤为突出。当前学术界针对 LLC 宽增益运行主要沿两个技术路线展开研究:其一为基于单级结构的参数优化设计,通过拓扑结构重构(如引入辅助谐振支路或可变磁元件)或采用混合调制策略(如变频/移相混合控制)来扩展工作区间。然而,这类方法往往面临多目标参数协同优化难题,且模式切换过程中可能引

收稿日期:2025-02-05

^{*} 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

发暂态环流问题,影响系统可靠性^[3-7]。其二为采用两级式级联架构,前级配置 PWM Buck/Boost 变换器实现母线电压预调节,后级 LLC 工作在谐振频率固定模式,专司高频电气隔离与电压变换^[8-9]。

针对宽增益范围的两级式 LLC 拓扑,国内外学者进行了大量的研究。文献[10]提出将两相交错式 Buck 变换器与单相 LLC 谐振变换器级联的两级式拓扑,前级两相交错 Buck 变换器工作在电流临界连续模式,后级 LLC 谐振变换器工作在开环定频模式,其工作频率为谐振频率。文献[11]提出了一种基于单相 PWM 变换器和 LLC 谐振变换器级联拓扑的动态控制策略来拓宽增益范围。为了提高前级 PWM 变换器的效率和实现增益范围,控制后级 LLC 谐振变换器在全桥与半桥拓扑间切换且工作在开环定频模式,但 LLC 在全桥和半桥之间切换会使谐振腔产生较大的电压电流应力,严重影响变换器的可靠性。文献[12]将副边整流桥的两个二极管换成主动开关管,改变电路拓扑结构,通过控制 LLC 谐振变换器副边开关管交叠导通的时间使谐振电感充放电,进而达到调节电压的目的,其增益范围较宽,但是交叠导通时流过副边开关管的导通电流较大,增加了导通损耗,降低了变换器的效率。文献[13]提出了一种基于高频变压器的 LLC-Buck 级联式变换器,原边串联 LLC 谐振变换器,变压器副边级联交错并联 Buck 变换器,前级 LLC 变换器用以电气隔离和降压,开环定频工作在谐振频率点,后级配置相位交错分布的 Buck 变换器组,通过均流闭环控制实现输出电压精确稳压与纹波电流相互抵消。在宽增益运行工况下,前级 LLC 与后级 Buck 需同时承担全负载功率传输任务,导致两级功率器件均需承受完整负载电流应力。特别当系统运行于电压增益边界条件时,后级 Buck 变换器将被迫工作于深度降压模式或准直通模式,将导致功率开关管导通损耗与反向恢复损耗呈非线性增长且电感电流纹波率急剧上升导致磁芯损耗倍增。文献[14]采用同步 Buck 变换器的输出端与全桥 LLC 变换器的任意桥臂串联的方式。其中 LLC 谐振变换器开关管工作在谐振频率,通过控制 Buck 变换器开关管占空比调节电压增益,且同步 Buck 变换器只承担一部分传输功率,有利于提升效率拓宽电压增益,但 Buck 变换器的增益小于 1,调节范围有限。

综合上述的优势与不足,本文提出了一种原边级联型 LLC 变换器拓扑(FSBB-LLC),将四开关 Buck-Boost 变换器的输出端串联接入全桥 LLC 变换器的第一桥臂,利用四开关 Buck-Boost 变换器宽输入宽输出的特性,通过控制四开关 Buck-Boost 变换器的输出电压来调节 LLC 谐振腔输入电压的交流幅值,进而对整机输出电压进行调节,实现连续可调的宽增益范围的目的。相较于传统级联方案,FSBB-LLC 实现了功率传输路径的解耦优化,四开关 Buck-Boost 单元只需承担输入电压的差额功率,而非传统级联的全负载功率,这种动态功率分配特性使得 Buck-Boost 单

元在宽增益范围内始终工作于高效率区间。同时,LLC 谐振单元开环定频工作在谐振频率下,保持开关管的 ZVS 工作状态,相较于传统变频控制的单级 LLC 变换器,在保障宽增益范围的前提下有效避免了因调制策略带来的磁性元件偏置饱和风险和软开关特性退化、增益阶跃等问题。

1 FSBB-LLC 拓扑及工作原理

1.1 FSBB-LLC 电路拓扑

FSBB-LLC 谐振变换器电路拓扑结构如图 1 所示。开关管 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 ,与储能电感 L_b ,滤波电容 C_b 构成四开关 Buck-Boost(four-switch buck-boost,FSBB)模块,其开关频率为 f_B 。其中,开关管 Q_1 与 Q_2 互补导通,令 Q_1 的占空比为 d_1 , Q_2 的占空比为 $1-d_1$; Q_3 与 Q_4 互补导通, Q_3 的占空比为 d_2 , Q_4 的占空比为 d_2 ^[15]。开关管 S_1 、 S_4 与 S_2 、 S_3 分别互补导通,占空比固定为 50%(忽略死区时间),开关频率为 f_s ,谐振频率为 f_r ; L_r 为谐振电感; C_r 为谐振电容; L_m 为励磁电感; T 为变压器,匝数比为 $N:1:1$;副边二极管 D_1 、 D_2 构成整流电路; C_o 为输出滤波电容。FSBB 模块的输出端与 LLC 谐振模块的第一桥臂串联连接。

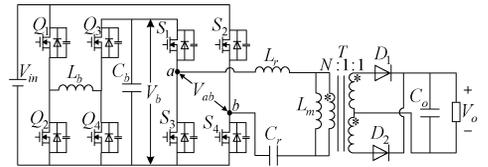


图 1 FSBB-LLC 谐振变换器拓扑电路

Fig. 1 FSBB-LLC resonant converter topology circuit

1.2 工作原理

FSBB-LLC 谐振变换器工作波形如图 2 所示。FSBB 模块工作在恒频定移相角模式,开关频率固定为 f_B 。

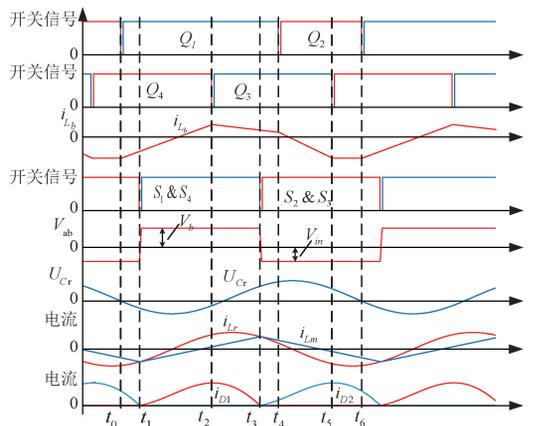


图 2 FSBB-LLC 谐振变换器稳态工作波形

Fig. 2 FSBB-LLC resonant converter steady state operating waveforms

基于开关管 Q_1 驱动信号 $V_{GS,Q1}$ 上升沿的时序参考点,定义 Boost 桥臂上开关管 Q_3 驱动信号的相位滞后角为 δ

($0 < \delta < 180^\circ$), 令移相角 δ 为固定值, 且占空比 d_2 取固定值。根据 FSBB 模块输入输出增益关系 M_F ($M_F = d_1/d_2$), 通过调节 d_1 实现对 V_b 的调节。LLC 谐振模块工作在定频模式, 设置开关管 S_1, S_2, S_3, S_4 的工作频率为谐振频率 f_r ($f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$)。为了简化分析, 稳态分析仅讨论

FSBB 模块与 LLC 谐振模块开关频率相同的工况, 其他情况与上述类似。

模式 1 (t_0-t_1) 如图 3(a) 所示, t_0 时刻, 开关管 Q_2 关断, 在死区时间内储能电感 L_b 的电流 i_{Lb} 完成对开关管 Q_1 的结电容放电和对开关管 Q_2 的结电容的充电, Q_1 完成零电压开通 (zero voltage switching, ZVS)。该时段内, 开关管 Q_1, S_2, S_3 和 D_2 保持导通, 开关管 Q_3, S_1, S_4 和 D_1 保持关断, 电感 L_b 两端电压等于 V_{in} , 电感 L_b 的电流 i_{Lb} 以斜率 k_{Lb} 线性增加, t_1 时刻模式 1 结束。 i_{Lb}, k_{Lb} 可表示为:

$$k_{Lb} = \frac{V_{in}}{L_b} \quad (1)$$

$$i_{Lb} = i_{Lb}(t_0) + k_{Lb}(t - t_0) \quad (2)$$

$$V_{ab} = -V_{in} \quad (3)$$

模式 2 (t_1-t_2) 如图 3(b) 所示, FSBB 模块工作状态保持不变。 t_1 时刻, 谐振电流 i_{Lr} 等于励磁电流 i_{Lm} , 二极管 D_2 零电流关断 (zero current switching, ZCS), 开关管 S_2, S_3 关断, 在死区时间内, 谐振电感电流 i_{Lr} 完成对开关管 S_1, S_4 的结电容放电和的开关管 S_2, S_3 的结电容充电, 开关管 S_1, S_4 实现 ZVS, 该时段内, V_{ab} 等于 FSBB 模块的输出电压 V_b 。励磁电感 L_m 被输出电压钳位, 励磁电流 i_{Lm} 时域表达式可表示为:

$$i_{Lm} = i_{Lm}(t_1) + \frac{NV_o}{L_m}(t - t_1) \quad (4)$$

谐振电感电流 i_{Lr} 时域表达式可表示为:

$$i_{Lr} = I_{Lr} \cdot \sin(\omega_r t + \varphi) \quad (5)$$

其中, N 为变压器变比; I_{Lr} 为谐振电感电流幅值; ω_r 为谐振角频率; φ 为电压 V_{ab} 与谐振电流的相位差。

模式 3 (t_2-t_3) 如图 3(c) 所示, LLC 谐振模块工作状态保持不变。 t_2 时刻, 开关管 Q_4 关断, 在死区时间内电感 L_b 的电流 i_{Lb} 完成对开关管 Q_3 的结电容放电和对开关管 Q_4 的结电容充电, 开关管 Q_3 实现 ZVS。此时段内, 储能电感 L_b 的电流 i_{Lb} 的变化率 k_{Lb} 随着 FSBB 模块的工作模式不同而变化: 当 V_{in} 大于 V_b 时, $k_{Lb} = (V_{in} - V_b)/L_b$; 当 V_{in} 等于 V_b 时, k_{Lb} 为零; 当 V_{in} 小于 V_b 时, $k_{Lb} = (-V_{in} + V_b)/L_b$ 。电感 L_b 两端电压 V_{Lb} 和电流 i_{Lb} 的时域表达式可表示为:

$$V_{Lb} = V_{in} - V_b \quad (6)$$

$$i_{Lb} = i_{Lb}(t_2) + k_{Lb}(t - t_2) \quad (7)$$

模式 4 (t_3-t_4) 如图 3(d) 所示, FSBB 模块工作状态保持不变。 t_3 时刻, 谐振电流 i_{Lr} 等于励磁电流 i_{Lm} , 二极管 D_1 实现 ZCS, 开关管 S_1, S_4 关断, 在死区时间内, 谐振电感电

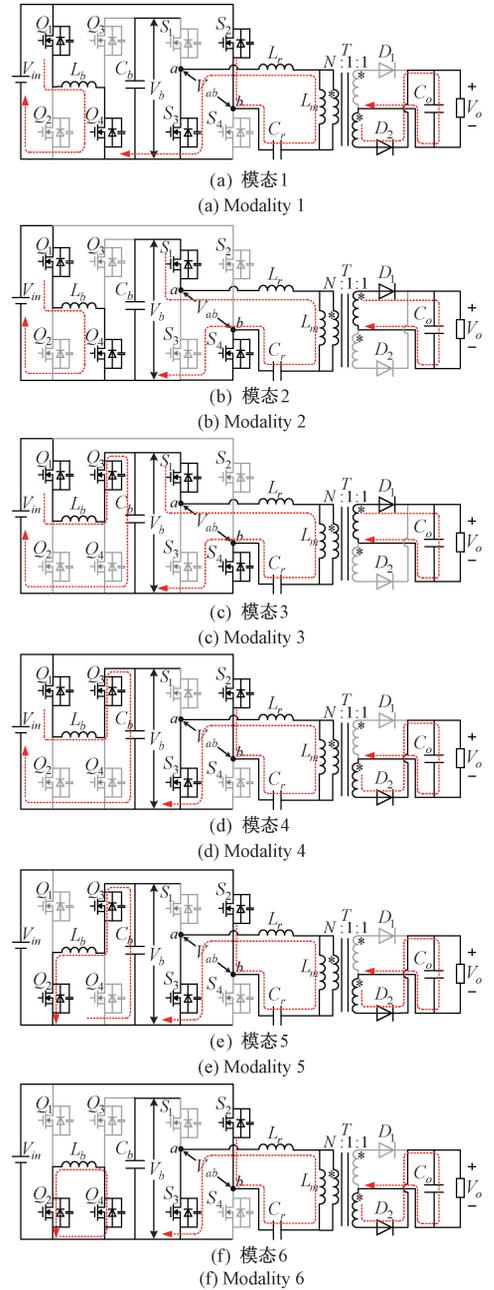


图 3 FSBB-LLC 谐振变换器各工作阶段

Fig. 3 FSBB-LLC resonant converter stages of operation

流 i_{Lr} 完成对开关管 S_2, S_3 的结电容放电和对开关管 S_1, S_4 的结电容充电, 开关管 S_2, S_3 实现 ZVS, 该时间段内, V_{ab} 等于 $-V_{in}$, 二极管 D_2 导通, 励磁电感 L_m 被输出电压钳位, 励磁电流 i_{Lm} 的时域表达式可表示为:

$$i_{Lm} = i_{Lm}(t_3) - \frac{NV_o}{L_m}(t - t_3) \quad (8)$$

谐振电感电流 i_{Lr} 表达式与阶段 2 一致。

模式 5 (t_4-t_5) 如图 3(e) 所示, LLC 谐振模块工作状态保持不变。 t_4 时刻, 开关管 Q_1 关断, 在死区时间内电感 L_b 的电流 i_{Lb} 完成对开关管 Q_2 的结电容放电和对开关管 Q_1

的结电容充电,开关管 Q_2 实现 ZVS。此时段内,开关管 Q_3 保持导通,储能电感 L_b 两端电压 V_{Lb} 等于 $-V_b$,储能电感 L_b 的电流 i_{Lb} 以斜率 $-k_{Lb}$ 线性减小, t_5 时刻阶段 5 结束。 i_{Lb}, k_{Lb} 的时域表达式可表示为:

$$k_{Lb} = \frac{-V_b}{L_b} \quad (9)$$

$$i_{Lb} = i_{Lb}(t_4) + k_{Lb}(t - t_4) \quad (10)$$

模态 6($t_5 - t_6$)如图 3(f)所示,LLC 谐振模块工作状态保持不变。 t_5 时刻,开关管 Q_3 关断,在死区时间内电感 L_b 的电流 i_{Lb} 完成对开关管 Q_4 的结电容放电和对开关管 Q_3 的结电容充电,开关管 Q_4 实现 ZVS。此模态内, Q_2, Q_4 导通, Q_1, Q_3 关断,整个模态,反向电流 i_{Lb} 流经开关管 Q_2, Q_4 及电感 L_b 形成回路。此时,电感两端电压 V_L 的时域表达式为:

$$V_L = L \frac{di_{Lb}}{dt} = 0 \quad (11)$$

2 FSBB-LLC 谐振变换器特性分析

2.1 FSBB-LLC 谐振变换器增益特性分析

FSBB-LLC 谐振变换器中 FSBB 模块与 LLC 模块是相对独立的两部分,FSBB 模块只是调节全桥 LLC 模块输入侧电压的交流幅值。对于 FSBB 模块而言,当工作在定移相角 δ 且 d_2 固定的条件下时,其输出电压 V_b 仅由开关管 Q_1 的占空比 d_1 决定,FSBB 模块的输出电压 V_b 关于占空比的表达式为:

$$V_b = V_{in} \cdot \frac{d_1}{d_2} \quad (12)$$

基于上文的 LLC 谐振变换模块的模态分析,采用基波近似法(first harmonic approximation, FHA)构建其简化等效模型。通过忽略开关频率二次及以上谐波分量,推导出图 4 所示的简化谐振网络等效电路。

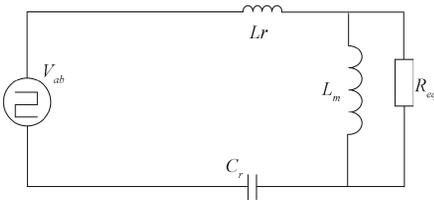


图 4 LLC 模块 FHA 等效电路

Fig. 4 LLC module FHA equivalent circuit

LLC 模块输入电压 V_{ab} 波形如图 5 所示。在开关管 S_1, S_4 导通的时候,谐振腔的输入电压 V_{ab} 工作在正半周期,其值为 FSBB 模块的输出电压 V_b ;开关管 S_2, S_3 导通的时候,谐振腔的输入电压 V_{ab} 工作在负半周期,其值为 $-V_{in}$ 。将谐振腔输入电压 V_{ab} 进行傅里叶分解,可表示为:

$$V_{ab} = \frac{d_1/d_2 - 1}{2} \cdot V_{in} + \frac{2(d_1/d_2 + 1)}{\pi} \cdot V_{in} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(n\omega t) \quad (13)$$

其中, n 为奇数;直流分量叠加在谐振电容 C_r 两端;忽略高次谐波影响,谐振腔输入电压 V_{ab} 的基波分量表达式为:

$$V_{ab-FHA} = \frac{2(d_1/d_2 + 1)}{\pi} \cdot V_{in} \cdot \sin\omega t \quad (14)$$

定义 FSBB-LLC 谐振变换器的电压增益为 M ($M = NV_o/V_{in}$, N 为变压器变比),基于 FHA 得到的变换器电压增益表达式为:

$$M = \frac{1}{\sqrt{[1 + \frac{1}{\lambda}(1 - \frac{1}{f_n^2})]^2 + [Q(f_n - \frac{1}{f_n})]^2}} \times \frac{d_1/d_2 + 1}{2} \quad (15)$$

其中, $f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}, f_n = \frac{f_s}{f_r}, Q = \frac{1}{R_{eq}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}, \lambda =$

$$\frac{L_m}{L_r}, R_{eq} = \frac{8N^2}{\pi^2} R_{LD}, R_{LD} = \frac{V_o}{i_o}$$

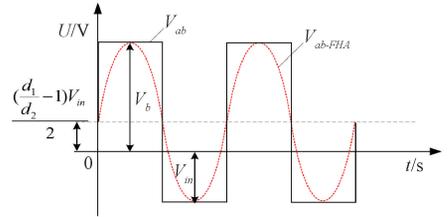


图 5 电压 V_{ab} 的 FHA 波形

Fig. 5 FHA waveform of voltage V_{ab}

FSBB-LLC 谐振变换器中,LLC 谐振模块工作于调频控制模式且 FSBB 模块工作在定频定移相角模式时,当变压器的激磁电感和谐振电感之比 λ 值和品质因数 Q 值为定值时,该拓扑电路电压增益函数具有归一化开关频率 f_n 和开关管 Q_1 的占空比 d_1 两个自由度,其电压增益特性曲面如图 6 所示。在优化系统效率并简化控制的条件下,LLC 谐振单元实施开环定频控制($f_s = f_r$)以消除频率调制损耗,FSBB 单元采用定频-移相控制(开关管 Q_3 占空比 $d_2 = 0.45$)以实现软开关与功率调节。此时变换器增益不受频率、负载影响,仅与 FSBB 单元开关管 Q_1 的占空比 d_1 有关。此时输出电压增益的表达式如式(16)所示,输出电压增益特性如图 7 所示。

$$M = \frac{d_1/0.45 + 1}{2} \quad (16)$$

2.2 软开关特性分析

基于上述多模态电路分析可知,FSBB-LLC 变换器在全负载范围内具备软开关工作特性。为实现原边功率开关器件零电压开关(ZVS)的可靠建立,需确保各桥臂在死区时间内完成非线性结电容的电荷转移过程。

由于该级联电路前级 FSBB 变换器单元与后级 LLC 变换器单元相对独立,故前级功率开关管实现软开关仅与储能电感电流 i_{Lb} 有关,后级功率开关管实现软开关仅受谐

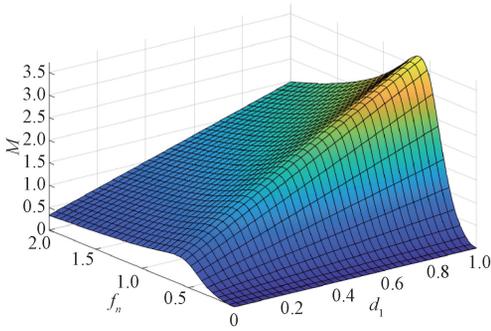


图 6 FSBB-LLC 谐振变换器调频变占空比增益曲面
Fig. 6 FSBB-LLC resonant converter FM variable duty cycle gain surface

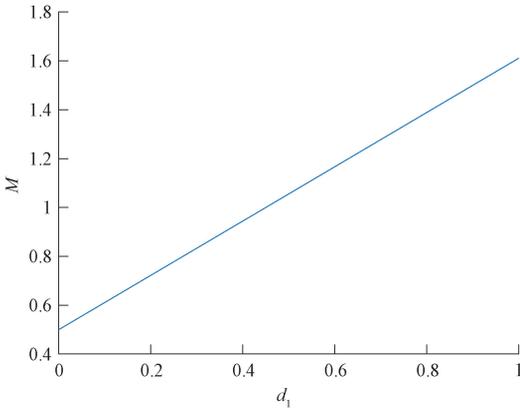


图 7 FSBB-LLC 谐振变换器定频变占空比增益曲线
Fig. 7 Fixed frequency variable duty cycle gain curve of FSBB-LLC resonant converter

振电流 i_{L_r} 影响。因此可分别考虑前后级开关管实现软开关的条件。

1) FSBB 变换器单元软开关的实现

FSBB 模块中,由 2.1 节分析可知,开关管 Q_1 驱动信号超前 Q_3 的相位为 δ ,设开关管开关周期为 T_s , Q_1 驱动信号超前 Q_3 的时间 t_p 表达式为:

$$t_p = t_2 - t_0 = \frac{\delta T_s}{2\pi} \quad (17)$$

以图 2 所示的 FSBB 模块工作波形可知,电感 L_b 的电流表达式为:

$$i_{L_b}(t) = \begin{cases} i_{L_b}(t_0) + \frac{V_{in}}{L_b}t, t_0 \leq t \leq t_2 \\ i_{L_b}(t_0) + \frac{V_{in}}{L_b}t_2 + \frac{V_{in} - V_b}{L_b}t, t_2 \leq t \leq t_4 \\ i_{L_b}(t_0) + \frac{V_{in}}{L_b}t_2 + \frac{V_{in} - V_b}{L_b}t_4 - \frac{V_b}{L_b}t, t_4 \leq t \leq t_5 \\ i_{L_b}(t_0), t_5 \leq t \leq t_6 \end{cases} \quad (18)$$

依据 ZVS 软开关条件及死区范围中间电感 L_b 电流变化情况,FSBB 电路的功率开关在不同阶段需要满足 ZVS

软开关条件为:

$$\begin{cases} i_{L_b(t_2)}(t), i_{L_b(t_4)}(t) \geq \Delta I_{ZVS} \\ i_{L_b(t_5)}(t), i_{L_b(t_6)}(t) \leq -\Delta I_{ZVS} \end{cases} \quad (19)$$

其中, ΔI_{ZVS} 为开关管能够实现 ZVS 开通所需的最小电流,其表达式为:

$$\Delta I_{ZVS} = \frac{2\max(V_{in}, V_b)C_{oss}}{t_{dead1}} \quad (20)$$

其中, t_{dead1} 为开关管 Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 的死区时间。

2) LLC 变换器单元软开关的实现

基于 LLC 谐振变换器的拓扑对称性,本文重点分析开关管 S_1 与 S_4 的零电压开通(ZVS)实现机理。当 S_2, S_3 进入关断状态时,在死区时间内,谐振电流将对 S_1, S_4 的非线性寄生电容进行放电,同时对 S_2, S_3 的进行反向充电。因此实现 ZVS 需要满足条件:

$$\begin{cases} \frac{1}{2}(L_m + L_r) \cdot I_{Lm_pk}^2 \geq \frac{1}{2}(2C_{oss}V_{in}^2 + 2C_{oss}V_b^2) \\ t_{dead2} \geq 16C_{oss} \cdot f_s \cdot L_m \end{cases} \quad (21)$$

其中, t_{dead2} 为开关管 S_1, S_2, S_3, S_4 的死区时间; f_s 为开关管 S_1, S_2, S_3, S_4 的工作频率; I_{Lm_pk} 为励磁电流峰值,其表达式为:

$$I_{Lm_pk} = \frac{NV_o}{4f_s L_m} \quad (22)$$

3 实验验证

为了验证所提新型拓扑 FSBB-LLC 谐振变换器的正确性和分析的有效性,设计并搭建一套基于 TMS320F28335 数字处理器的 300 W 实验样机,实验样机如图 8 所示。该系统中设置 FSBB 模块的开关频率为 150 kHz、移相角 δ 为 0.3, LLC 模块开关管的工作频率为谐振频率 52 kHz,选择开关器件为意法半导体 STW24NM60 N,其通态电阻为 0.168 Ω 。系统主要参数如表 1 所示。

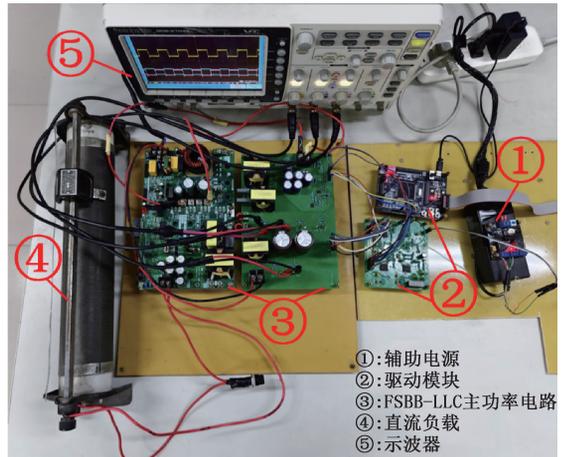


图 8 实验样机

Fig. 8 Experimental prototype

表 1 FSBB-LLC 样机参数

Table 1 FSBB-LLC prototype parameters

参数	数值
输入电压 V_{in}/V	260~380
输出电压 V_o/V	30
额定功率 P_o/W	300
前级电感 $L_b/\mu H$	51.6
滤波电容 $C_r/\mu F$	100
谐振电感 $L_r/\mu H$	371
谐振电容 C_r/nF	25
励磁电感 $L_m/\mu H$	1 900
变压器变比 N	10:1:1
输出电容 $C_o/\mu F$	1 450

输入电压分别为 260 V 和 380 V 且变换器工作在满载状态时,各开关管稳态下的 ZVS 导通状态波形。其中图 9(a)为输入电压为 260 V 时开关管 Q_1 和 Q_3 的 ZVS 导通波形,图 9(b)为输入电压为 380 V 时开关管 Q_1 和 Q_3 的 ZVS 导通波形。图 10(a)为输入电压为 260 V 时开关管 Q_2 和 Q_4 的 ZVS 导通波形,图 10(b)为输入电压为 380 V 时开关管 Q_2 和 Q_4 的 ZVS 导通波形。图 11 为输入电压为 260 V 时开关管 S_1 和 S_4 的 ZVS 导通波形(由于 LLC 模块全桥结构的对称性,开关管 S_2 和 S_3 的导通情况不再单独列出)。

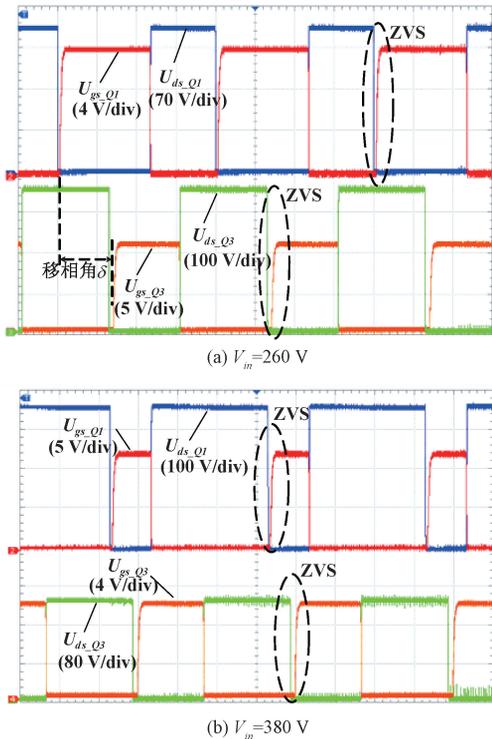


图 9 不同输入电压下 Q_1 和 Q_3 的软开关

Fig. 9 Soft switching of Q_1 & Q_3 at different voltages

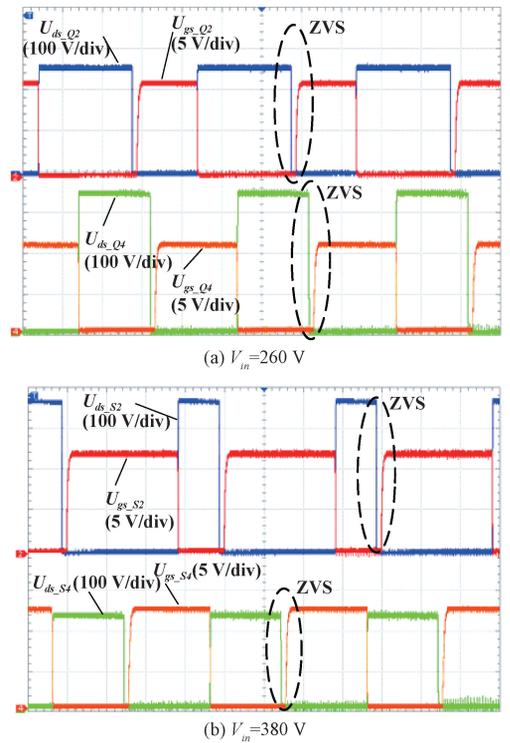


图 10 不同输入电压下 Q_2 和 Q_4 的软开关

Fig. 10 Soft switching of Q_2 & Q_4 at different voltages

由图 9 和 10 可以看出在全输入电压范围内,储能电感 L_b 的反向电流在死区时间内能够分别完成对 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 管寄生电容的充放电,实现其 ZVS 开通。

由图 11 可以看出在全输入电压范围内,谐振电流 i_{Lr} 在死区时间内能够完成对 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 管寄生电容的充放电,实现零电压导通。

如图 12 所示,为输入电压分别为 260 V 和 380 V 且变换器工作在满载状态时,电感 L_b 的电流 i_{Lb} , LLC 模块输入电压 V_{ab} , 输出电压 V_o 和谐振电流 i_{Lr} 的稳态波形。由图可知,随着输入电压 V_{in} 由 260 V 变化到 380 V, FSBB 模块的输出电压减小,使得 LLC 模块的输入电压 V_{ab} 的交流幅值恒为定值;当输入电压 $V_{in} = 260 V$ 时, V_{ab} 正向半周幅值为 340V(对应 +130% V_{in}), 负向半周幅值维持 260 V(-100% V_{in}), 其峰值保持 600 V;对应地,在 $V_{in} = 380 V$ 工况下, V_{ab} 正向/负向半周幅值呈现对称性反转特性,分别为 220 V(+58% V_{in})与 -380 V(-100% V_{in}), 峰值仍稳定于 600 V。实验结果表明,输出电压 V_o 始终维持在 30 V \pm 0.8% 的精度范围内,与前文理论分析一致(稳态最大偏差 < 1.5%)。

图 13(a)展示了 FSBB-LLC 谐振变换器在输入电压阶跃扰动(260~380V)工况下所捕获的输出电压 V_o 瞬态响应特性测试波形;对应地,图 13(b)展示了输出功率在宽范围负载跳变(30~300W, 即 10%~100% 额定负载)过程中输出电压 V_o 与谐振腔电流 i_{Lr} 的动态响应。实验结果表

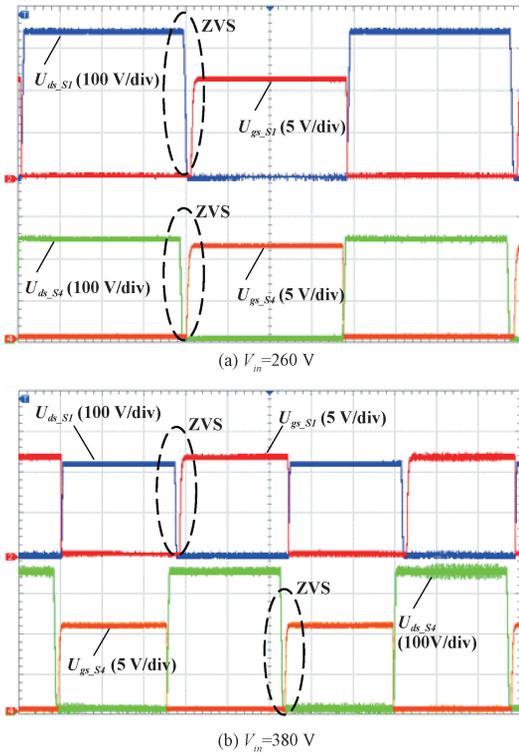


图 11 不同输入电压下 S_1 和 S_4 的软开关
Fig. 11 Soft switching of S_1 & S_4 at different voltages

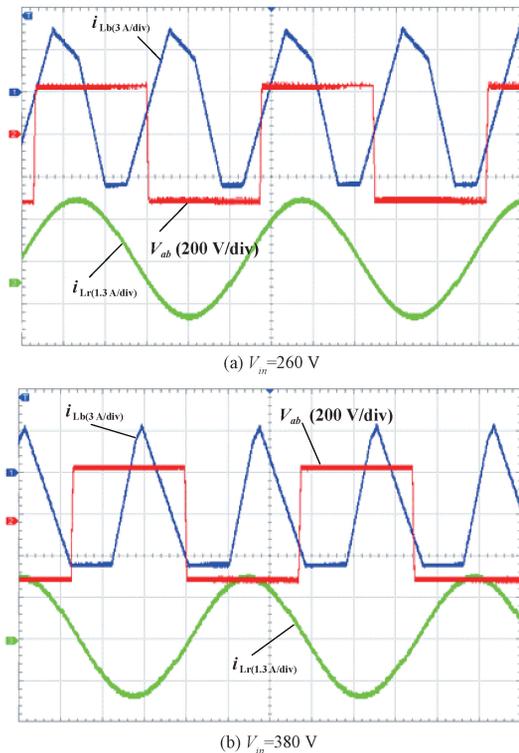


图 12 不同输入电压下 i_{Lb} , V_{ab} 和 i_{Lr} 的稳态波形
Fig. 12 Steady-state operating waveforms of i_{Lb} , V_{ab} , and i_{Lr} under various input voltage conditions

明,该变换器拓扑表现出卓越的动态调节能力:针对输入端电压突变及负载端功率阶跃两类型扰动工况,其输出电压超调量为 8%,动态调节时间低于 3 ms。

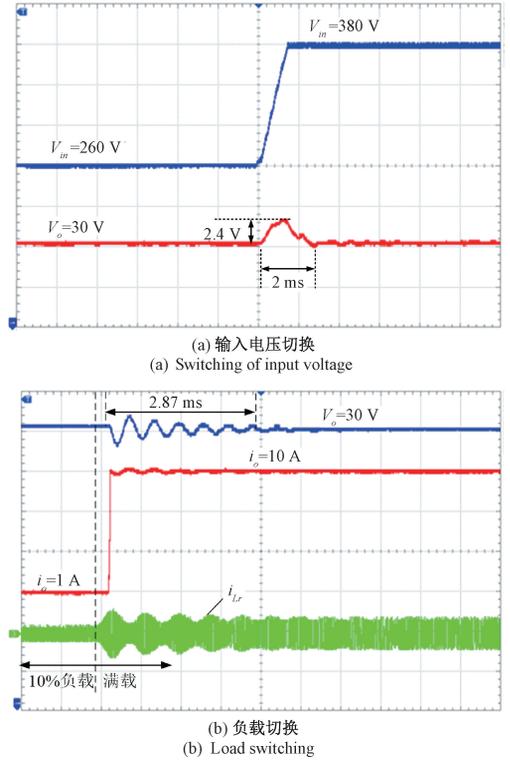


图 13 不同工况下变换器的动态波形
Fig. 13 Dynamic waveforms of the converter under different operating conditions

图 14 为系统输入电压 260 V、负载为 300 W 时的谐振电流以及副边二极管电流的稳态波形,FSBB-LLC 变换器波形(图 14(a))与传统单极 LLC 谐振变换器调频控制波形(图 14(b))。由图 14 可以看出,输入电压为 260 V 时,传统单极 LLC 谐振变换器工作在欠谐振状态($f_s < f_r$),副边整流二极管工作在电流断续状态,当谐振电流 i_{Lr} 等于励磁电流 i_{Lm} 时变换器负载端与谐振网络脱离,此时谐振腔中的无功环流较大,同理变压器原副边电流有效值也较大,从而增加开关管的通态损耗;而 FSBB-LLC 变换器在相同工况下,仍能稳定工作在谐振频率点附近,保持高效运行。

图 15 为输入电压 380 V、负载为 300 W 时的谐振电流以及副边二极管电流的稳态波形,FSBB-LLC 变换器波形(图 15(a))与传统单极 LLC 谐振变换器调频控制波形(图 15(b))。由图 15 可以看出,此工况下传统 LLC 变换器工作在过谐振状态($f_s > f_r$),此时副边整流二极管 ZCS 条件被破坏,工作在硬开关状态,关断损耗增大,效率降低。而 FSBB-LLC 变换器在相同工况下,仍能工作在谐振频率点附近,保持高效稳定运行。

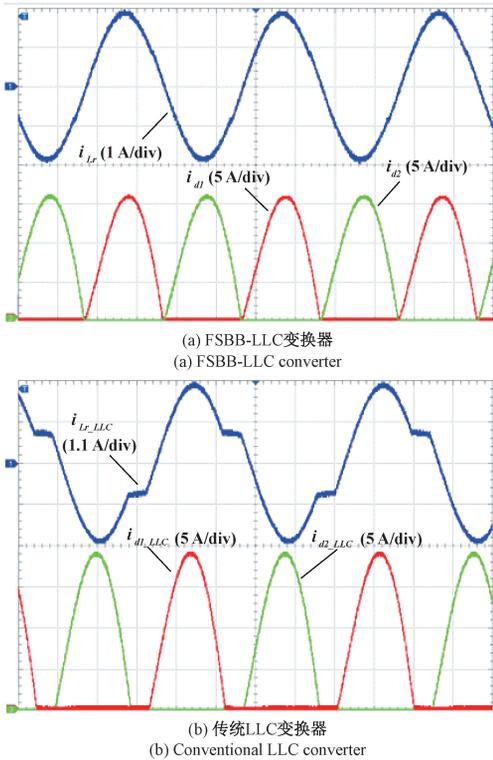


图 14 260 V 输入电压不同拓扑 i_{Lr} , i_{D1} 和 i_{D2} 稳态波形

Fig. 14 Steady state waveforms for different topologies i_{Lr} , i_{D1} and i_{D2} for 260 V input voltage

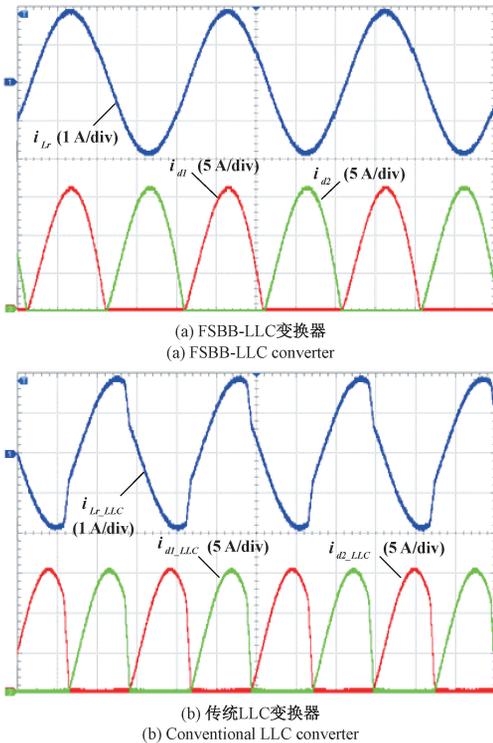


图 15 380 V 输入电压不同拓扑 i_{Lr} , i_{D1} 和 i_{D2} 稳态波形

Fig. 15 Steady state waveforms for different topologies i_{Lr} , i_{D1} and i_{D2} for 380 V input voltage

4 效率分析

传统两级式为四开关 Buck-Boost 变换器直接与 LLC 谐振变换器串联,现对传统式与本文所提功率传输路径解耦式(后文简称解耦式)两种方案的损耗及效率进行对比分析。

对于 LLC 谐振单元,两种级联方式的参数相同,开关管工作在谐振频率点,原边和副边开关管实现软开关,开关损耗近似为 0,相同负载功率条件下,磁性元件损耗与传统式近似相同。LLC 单元开关管导通损耗计算式为:

$$P_{con} = I_{Lr,ms}^2 R_{DS(on)} \quad (23)$$

其中, $I_{Lr,ms}$ 为谐振电流有效值, $R_{DS(on)}$ 为开关管导通电阻。

本实验选用的开关管为意法半导体 STW24NM60 N, 其 $R_{DS(on)}$ 为 168 mΩ。传统式和解耦式开关管均工作在谐振频率时损耗结果如图 16 所示,两种方案的开关管通态损耗差异不大。

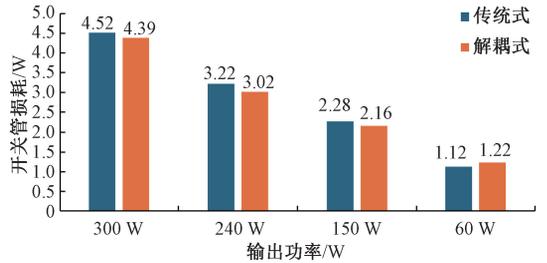


图 16 LLC 单元开关管损耗对比

Fig. 16 Comparison of switching tube losses in LLC unit

对于前级 FSBB 单元,由于解耦式 FSBB 仅需承担部分传输功率,当后级 LLC 单元输出相同的功率时,假设传统式 FSBB 传输的功率为 P_c ,则解耦式传输的功率 P_j 与之的关系可表示为:

$$P_j = P_c \cdot \frac{d_1}{0.45 + d_1} \quad (24)$$

1) 开关管损耗计算

由于 FSBB 单元开关管均能实现 ZVS,在此仅考虑通态损耗和关断损耗。一个开关周期内开关管的通态损耗 P_{mos_on} 和关断损耗 P_{mos_off} 分别为:

$$P_{mos_on} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} i_{Lb}^2(t) \cdot R_{DS(on)} dt \quad (25)$$

$$P_{mos_off} = \frac{1}{T_S} \int_0^{t_{off}} U_s i_s dt = \frac{1}{2} U_s i_s f_s t_{off} \quad (26)$$

其中, $R_{DS(on)}$ 为开关管导通内阻; U_s 为开关管漏源电压; i_s 为导通状态下流过开关管的电流; t_{off} 为关断时间即开关管从开始关断到完全关断的时间,其与漏源电压变化率、开关管寄生电容、温度等因素有关。

2) 电感损耗计算

电感损耗可分为铜耗和磁芯损耗,其中铜耗的计算公

式为^[16]:

$$P_{Lb_copper} = R_{Lb_dc} \cdot I_{Lb_rms}^2 \quad (27)$$

磁芯损耗计算公式为:

$$P_{core} = V_e \cdot P_{cv} \quad (28)$$

其中, R_{Lb_dc} 为电感的直流电阻, I_{Lb_rms} 为电感电流有效值, V_e 为磁芯参数, P_{cv} 为某磁芯材质在不同频率与磁通摆幅下的损耗系数, 可通过磁材文档查阅。

图 17 为 FSBB-LLC 变换器的效率曲线, 可以看出在不同输入电压和不同负载情况下, 效率均高于传统两级式变换器, 并且随着输出功率的增加, 效率提升效果越明显。与理论分析一致。

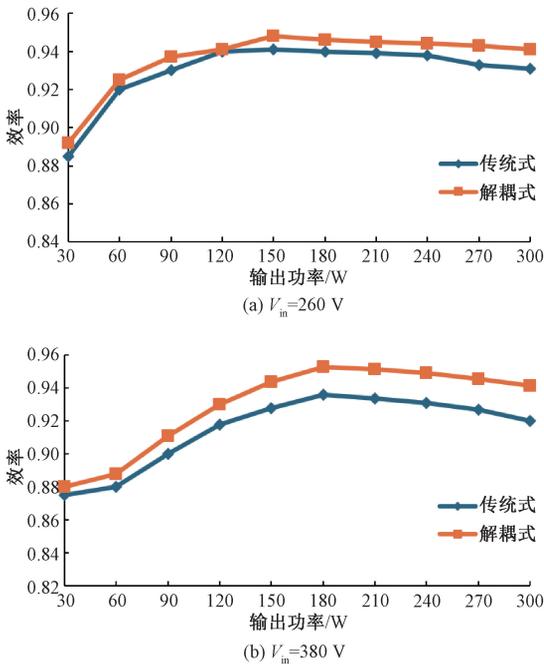


图 17 FSBB-LLC 变换器效率曲线

Fig. 17 FSBB-LLC converter efficiency curve

5 结 论

针对传统 LLC 谐振变换器增益范围较窄的问题, 该文提出一种新型原边级联式 FSBB-LLC 谐振变换器拓扑。通过理论分析与实验验证, 证明所提拓扑能够在宽输入电压范围内保持输出电压稳定。同时, 能够确保原边功率开关器件在全负载范围内实现 ZVS 导通以及副边二极管实现 ZCS 关断。该拓扑电路相较于传统级联方式, 传输效率明显提升, 最高可达 2.13%。本文主要研究了 FSBB-LLC 变换器的稳态性能, 后续可结合先进的控制策略或算法, 进一步研究系统在负载切换、输入电压波动等工况下的暂态特性, 确保系统在复杂不稳定工况下依然保持良好的性能。

参 考 文 献

[1] 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.

[2] 赵永秀, 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. Parameter optimization of symmetrical resonator double transformer half-bridge LLC converter[J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(20):7-14.

[3] 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.

[4] SHA D SH, YANG X. Wide voltage input fullbridge (FB)/half bridge (HB) morphing-based LLC DC-DC converter using numerical optimaltrajectory control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(4):3697-3707.

[5] 刘瑞欣, 王议锋, 韩富强, 等. 应用于宽输入电压范围的两模式切换型软开关谐振直流变换器[J]. 电工技术学报, 2020, 35(22):4739-4749.

LIU R X, WANG Y F, HAN F Q, et al. Two-mode switching soft-switchin gresonant dc-dcconverter for wide input voltage rang [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(22): 4739-4749.

[6] 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 withwide range inputand high efficienc [J]. Journal of Electrical Machines and Control, 2020, 24(10):9-18.

[7] 赵清林, 郭栋, 张达, 等. 宽输出电压范围的三相多谐振变换器[J]. 电网技术, 2022, 46(10):4085-4094.

ZHAO Q L, GUO D, ZHANG D, et al. Three-phase multi-resonant converter with wide output voltage range [J]. Power Grid Technology, 2022, 46(10):4085-4094.

[8] 王玉德, 李杰, 于建萍, 等. 基于 LCC 谐振变换器的脉冲等离子体推力器优化充电技术[J]. 高电压技术, 2021, 47(1):360-367.

WANG D Y, LI J, YU J P, et al. Optimized charging technology of pulsed plasma thruster based on LCC

- resonant converter [J]. High Voltage Technology, 2021, 47(1):360-367.
- [9] YU D, XIE X, DONG H. A novel quasi-single-stage boost-LLC AC/DC converter with integrated boost cells for achieving low bus voltage for LED driver[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 10(4): 4413-4424.
- [10] FU M F, FEI CH, YANG Y CH, et al. Optimal design of planar magnetic components for a two-stage GaN-based DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(4): 3329-3338.
- [11] WANG W K, LIU Y, ZHAO J, et al. Adynamic control method for Buck + LLC cascaded converter with a wide input voltage rang[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023,38(2):1522-1534.
- [12] 周国华,邱森林,张小兵. 宽增益高效率级联式四开关 Buck-Boost LLC 变换器[J]. 电工技术学报,2024,39(4):1103-1115.
ZHOU G H, QIU S L, ZHANG X B. Wide gain and high efficiency cascaded four-switch Buck-Boost LLC converter[J]. Journal of Electrical Technology, 2024, 39(4): 1103-1115.
- [13] 刘鑫,郑祥杰,侯庆会,等. 变压器串-并联 LLC+Buck 级联 DC-DC 变换器的均流特性[J]. 浙江大学学报(工学版),2018, 52(4): 806-818.
LIU X, ZHENG X J, HOU Q H, et al. Current sharing characteristics of transformer series-parallel LLC+Buck cascaded DC-DC converter[J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Edition), 2018, 52(4): 806-818.
- [14] 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 LLC converter topology and its frequency adaptive tracking method[J]. High Voltage Technology, 2023, 49(12): 5114-5125.
- [15] 节帅. 高效率非隔离四开关 Buck-Boost 变换器的研究与设计[D]. 成都:西南交通大学,2018.
JIE SH. Research and design of high efficiency non-isolated four-switch Buck-Boost converter [D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2018.
- [16] 周宗杰. 四开关 Buck-Boost 变换器 ZVS 控制策略研究[D]. 杭州:浙江大学,2019.
ZHOU Z J. Research on ZVS control strategy of four-switch Buck-Boost converter[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2019.

作者简介

李玉东,教授,硕士生导师,主要研究方向为电力电子与电气传动、电能变换等。

E-mail:lyd@hpu.edu.cn

王胜超(通信作者),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:2548121555@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

史澳,硕士研究生,主要研究方向为 LLC 谐振变换器的数学建模及分析。

E-mail:2624447459@qq.com