DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.4.26 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

基于多谐振结构的宽输入电压范围DC-DC变换器

秦 月(中国电源学会学生会员)，任春光(中国电源学会会员)，孔健生，
张佰富，韩肖清
(电力系统运行与控制山西省重点实验室(太原理工大学),太原 030024)

摘要：针对传统LLC谐振变换器电压增益范围窄，不能很好地适应宽电压增益的要求，提出1种基于多谐振结构的宽输入电压范围DC-DC变换器，其同时实现了对欠谐振和过谐振频段范围的宽电压增益。介绍所提出谐振变换器拓扑结构及其工作原理，建立其基波等效数学模型，并详细分析了电压增益特性和输入阻抗特性。在此基础上，分析各谐振参数对电压增益、输入阻抗和工作效率的影响，并给出500 W变换器参数设计流程。最后，搭建了额定功率为500 W的实验平台，实验结果表明，所提变换器不仅同时在欠谐振和过谐振频段范围具有较宽电压增益，而且可以传递基波和三次谐波功率，提高了变换器的工作效率，同时该变换器具有良好的软启动与短路限流能力。

关键词：DC-DC变换器；多谐振结构；宽输入范围；陷波滤波器；三次谐波

DC-DC Converter with Wide Input Voltage Range Based on Multi-resonant Structure

QIN Yue, *Student Member*, *CPSS*, REN Chunguang, *Member*, *CPSS*, KONG Jiansheng,
ZHANG Baifu, HAN Xiaoqing
(Shanxi Key Lab of Power System Operation and Control, Taiyuan University of Technology, Taiyuan 030024, China)

Abstract: In view of the problem that the traditional LLC resonant converters cannot well meet the requirements of wide voltage gain due to their narrow voltage gain range, a DC-DC converter with a wide input voltage range based on a multi-resonant structure is proposed, which achieves a wide voltage gain in both the under-resonant and over-resonant frequency ranges. The topology of the proposed resonant converter and its working principle are introduced, its fundamental wave equivalent mathematical model is established, and the voltage gain and input impedance characteristics are analyzed in detail. On this basis, the influences of each resonance parameter on the voltage gain, input impedance and working efficiency are analyzed, and the parameter design process of a 500 W converter is given. Finally, an experimental platform with rated power of 500 W was built. Experimental results show that the proposed converter not only had a wide voltage gain in both the under-resonance and over-resonance frequency ranges, but also can transmit the fundamental wave and third-order harmonic power, thus improving its working efficiency. In addition, this converter had good soft-start and short-circuit current limiting capabilities.

Keywords: DC-DC converter; multi-resonant structure; wide input range; notch filter; third-order harmonic

收稿日期：2022-06-22；**修回日期**：2022-08-10；**录用日期**：2022-08-22；**网络首发日期**：2022-10-11
基金项目：国家自然科学基金资助项目(51807130)；山西省重点研发计划资助项目(202102060301012)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 51807130; Key Research and Development Program of Shanxi Province under the grant 202102060301012

近年来，新能源技术发展迅速，然而以光伏、风电为代表的新能源易受环境等因素的影响导致出力不稳定。光照强度和温度的变化往往会引起光伏组件的输出电压在一定范围内波动[1-2]。此外，

在电动汽车方面，电池组的电压会随电池的电荷量变化而大范围波动，这对车载 DC-DC 变换器电压适应范围提出了较高的要求[3-4]。因此，亟需适用于宽输入电压范围条件的 DC-DC 变换器。

与传统的脉宽调制 PWM(pulse width modulation)型变换器相比，LLC 谐振变换器可在全负载范围内实现变换器一次侧开关管零电压开通 ZVS (zero voltage switching)和二次侧二极管的零电流关断 ZCS(zero current switching)[5-7]，使其在保证效率的同时提高开关频率，进而提高变换器的功率密度。此外，利用变压器的漏感充当谐振电感，可以利用磁集成技术进一步提高变换器的功率密度[8-9]。故 LLC 谐振变换器成为中小功率应用场合的首选拓扑。LLC 的增益特性表明，通过调节其开关频率可以实现电压调节，然而在开关频率大于谐振频率的部分，增益曲线随频率变化较为平缓，在低输出电压时需要很高的开关频率，导致损耗增加，效率降低。同时，谐振变换器通常采用变频控制，当增益范围较宽时，开关频率范围也会较宽，不利于磁性元件的设计[7]。因而，传统 LLC 谐振变换器不太适用于输入电压范围较宽的应用场景。

为了解决上述问题，部分学者在 LLC 谐振变换器的基础上提出了一系列改进措施。一种思路是通过更改谐振变换器的传输架构提高电压增益范围。文献[10]研究出 1 种集成的 Buck-Boost LLC 级联电路，通过调节占空比从而调节电压增益。此外，还有学者通过添加谐振分支[11]或者利用二次侧辅助绕组[12]来提高电压增益。虽然这些方法可以拓宽输入电压范围，但是额外组件的添加使配置变得复杂。另一种思路是改变控制方式来拓宽增益区间。传统 LLC 多采用变频控制 PFM(pulse frequency modulation)，文献[13]在 PFM 控制的基础上加入移相 PWM 控制，即通过控制超前与滞后桥臂之间的相位改变等效占空比。但占空比较小时，ZVS 易丢失，降低了可靠性。还有一种思路是改变谐振槽的电路结构，如增加 LC 绕组[14]和采用多谐振等。文献[15-16]提出五元件多谐振变换器，不仅可以实现宽增益，而且可以利用高次谐波传输有功功率，实现效率的提高。然而，以上多谐振变换器主要针对过谐振时的电压增益特性进行改善，没有实现欠谐振频段的宽电压增益，而 LLC 变换器在欠谐振时可以同时实现一次侧的 ZVS 和二次侧的 ZCS，因此 LLC 谐振变换器大多工作在欠谐振状态。

综上，本文提出 1 种六元件的多谐振变换器，其可以同时在欠谐振和过谐振的频率范围内实现宽电压增益，并给出了详细的分析过程及参数设计方法，最后通过实验验证了本文理论分析的正确性和有效性。

1　工作原理及传输特性

本文所提六元件多谐振变换器结构如图 1 所示。图中：开关管 Q_1、Q_2、Q_3、Q_4 构成一次侧 H 桥，寄生二极管和寄生电容 C_1、C_2、C_3、C_4 均与开关管并联，作为开关网络，工作时同一桥臂的开关管 Q_1 和 Q_3、Q_2 和 Q_4 以 50%的占空比互补导通，不同桥臂对角的开关管 Q_1 和 Q_4、Q_2 和 Q_3 以 50%的占空比同时导通；D_1、D_2、D_3、D_4 构成二次侧 H 桥，作为整流网络；C_o 为输出滤波电容，R_L 为负载电阻；L_r 为谐振电感；L_m 和 C_m 为并联励磁支路的电感和电容，其可等效为可变电感[17]；在 LLC 谐振变换器的基础上，增加元件 L_p 和 C_p 构成多谐振变换器；谐振元件 L_p、C_r 和 C_p 并联，形成具有陷波功能的谐振槽。

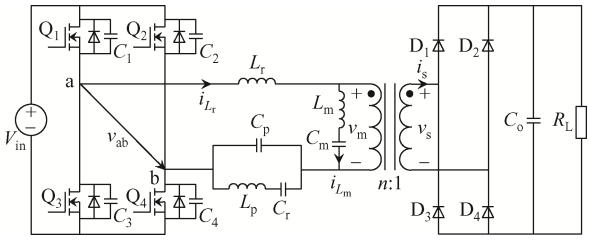


图 1　所提六元件多谐振变换器

Fig. 1 Proposed 6-component multi-resonant converter

1.1　工作原理

所提多谐振变换器采用传统变频控制方式，工作方式分为 2 种：工作频率小于等于串联谐振频率和工作频率大于串联谐振频率。其中，串联谐振频率为变换器谐振腔中的元件共同谐振时对应的开

关频率。当工作在小于等于串联谐振频率时，变换器可以实现一次侧的 ZVS 和二次侧的 ZCS，此时工作的主要波形如图 2 所示，图中：V_{gs} 为开关管驱动脉冲；v_s 为变压器次级侧电压；v_{ab} 为谐振槽输入电压；i_{L_r} 为谐振电感 L_r 的电流；i_{L_m} 为励磁支路的电流；i_s 为二次侧电流。所提多谐振变换器各阶段工作的电路如图 3 所示。

工作阶段 a[t_0, t_1]：此阶段 Q_1 和 Q_4 导通。在 t_0 时刻励磁电流 i_{L_m} 由负变为正。二次侧二极管 D_1 和 D_4 导通，励磁支路的 L_m 和 C_m 被输出电压钳位，i_{L_m}

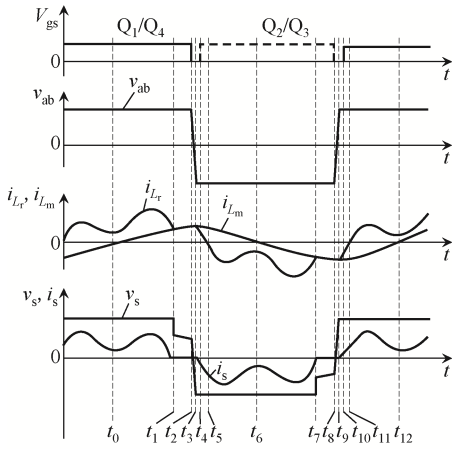
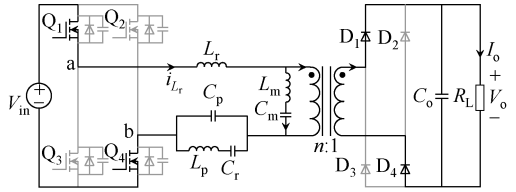
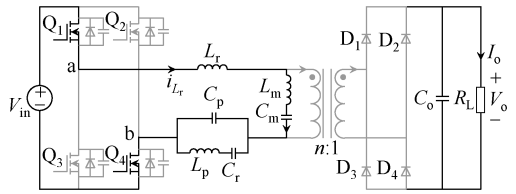


图 2 变换器主要工作波形

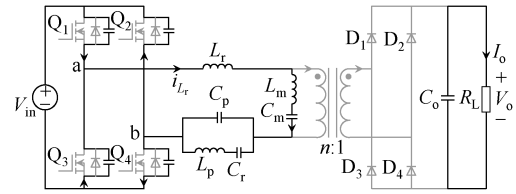
Fig. 2 Key operating waveforms of proposed converter



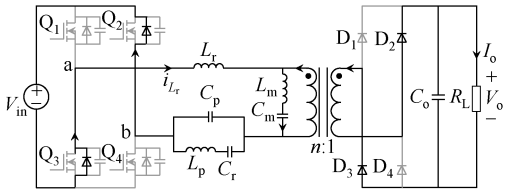
(a) 工作阶段a



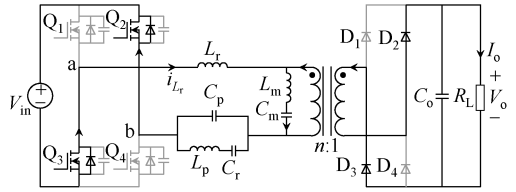
(b) 工作阶段b



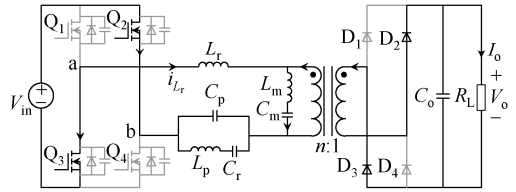
(c) 工作阶段c



(d) 工作阶段d



(e) 工作阶段e



(f) 工作阶段f

图 3 不同工作阶段的电路

Fig. 3 Circuits at different operational stages

线性上升。一次侧的 L_r、C_r、L_p、C_p 共同谐振，能量从电源侧传输至负载。

工作阶段 b[t_1, t_2]：此阶段 Q_1 和 Q_4 仍然保持导通状态。在 t_1 时刻，谐振电流 i_{L_r} 等于励磁支路电流 i_{L_m}，二次侧二极管 D_1 和 D_4 实现 ZCS。L_r、C_r、L_p 和 C_p、L_m、C_m 共同谐振，一次侧与二次侧分离，负载由输出电容 C_o 提供能量。

工作阶段 c[t_2, t_3]：在 t_2 时刻，Q_1 和 Q_4 关闭。i_{L_r} 给 C_1、C_4 充电，C_2、C_3 通过 i_{L_r} 放电。在 t_3 时刻，C_2、C_3 的电压降至 0，C_1、C_4 电压升至 V_{in}，v_{ab} 由 $+V_{in}$ 变为 $-V_{in}$。为了确保 ZVS 的实现，死区时间须大于开关管充放电完成的时间。

工作阶段 d[t_3, t_4]：在 t_3 时刻，开关管均关断，i_{L_r} 与 i_{L_m} 开始减小，且 i_{L_r} 下降速度比 i_{L_m} 快，因而 $i_s<0$，D_2 和 D_3 导通。此外，开关管电容充放电完成，i_{L_r} 通过 Q_2 和 Q_3 的反向并联二极管续流，Q_2 和 Q_3 可以实现 ZVS 导通。

工作阶段 e[t_4, t_5]：在 t_4 时刻，i_{L_r} 和 i_{L_m} 继续减小，且 i_{L_r} 仍小于 i_{L_m}，即 i_s 仍小于 0，二次侧 D_2 和 D_3 导通，能量从电源侧传输至负载。在 t_5 时刻，i_{L_r}

减小至 0。

工作阶段 f[t_5, t_6]：在 t_5 时刻，i_{L_r} 在负方向上从 0 开始增加，i_{L_m} 逐渐减小。在 t_6 时刻，i_{L_m} 减小至 0。

1.2 传输特性

励磁电感 L_m 仅在 1 个开关周期的短时间内参与谐振，其余时间被输出电压钳位，因而谐振变换器的工作特性主要由 L_m 以外的其他谐振元件决定。LLC 等效输入阻抗 Z_r、所提变换器等效输入阻抗 Z_{rp} 与特征阻抗 Z_0 分别为

$$Z_r=\left|\mathrm{j}\omega_s L_r+\frac{1}{\mathrm{j}\omega_s C_r}\right| \tag{1}$$

$$Z_{rp}=\left|\mathrm{j}\omega_s L_r+\left(\mathrm{j}\omega_s L_p+\frac{1}{\mathrm{j}\omega_s C_r}\right)//\frac{1}{\mathrm{j}\omega_s C_p}\right| \tag{2}$$

$$Z_0=\sqrt{L_r/C_r} \tag{3}$$

式中，ω_s 为开关角频率。当变换器工作在谐振频率，谐振槽的阻抗为 0，此时第一谐振频率 f_{r1} 和第二谐振频率 f_{r2} 分别表示为

$$f_{r1}=\sqrt{\frac{h+p+1-\sqrt{(h+p+1)^2-4ph}}{2ph}}f_{r0} \tag{4}$$

$$f_{r2}=\sqrt{\frac{h+p+1+\sqrt{(h+p+1)^2-4ph}}{2ph}}f_{r0} \tag{5}$$

式中：p 为并联电感与谐振电感的比值；h 为并联电容与谐振电容的比值；f_{r0} 为谐振频率。其表达式分别为

$$\begin{cases}p=L_p/L_r\\ h=C_P/C_r\\ f_{r0}=1/(2\pi\sqrt{L_rC_r})\end{cases} \tag{6}$$

此外，并联谐振槽的阻抗为

$$Z_p=\left|\left(\mathrm{j}\omega_s L_p+\frac{1}{\mathrm{j}\omega_s C_r}\right)//\frac{1}{\mathrm{j}\omega_s C_p}\right| \tag{7}$$

当陷波滤波器的 L_p、C_r、C_p 并联谐振时，陷波谐振频率为

$$f_p=\sqrt{\frac{h+1}{ph}}f_{r0} \tag{8}$$

基于式(1)~式(3)，可以得到归一化谐振阻抗 Z_r/Z_0 和 Z_{rp}/Z_0 随开关频率变化的情况如图 4 所示。可以看出，当 $f_s<f_{r1}$ 时，Z_{rp} 和 Z_r 均随着频率上升而迅速下降；当 $f_{r1}<f_s<f_p$ 时，Z_{rp} 随着频率上升而迅速上升；当 $f_s=f_p$ 时，阻抗无穷大，此时多谐振变换器的输出电压将降至 0，意味着如果电路发生了短路，将频率设置为 f_p 可以起到保护电路的作用。

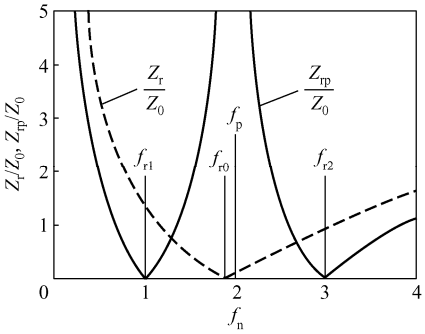


图 4　归一化谐振阻抗

Fig. 4 Normalized resonant impedance

采用基波分析法 FHA(first harmonic approximation)对所提变换器进行分析，得到简化模型，如图 5 所示。图中，R_{eq} 为负载的交流等效电阻，可表示为

$$R_{eq}=\frac{8n^2}{\pi^2}R_L \tag{9}$$

式中，n 为变压器的绕组匝数比，$n=n_1/n_2$。

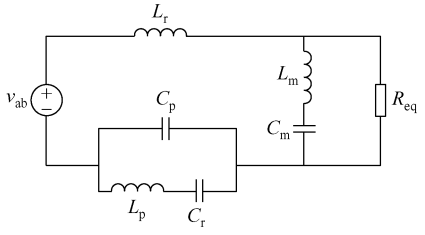


图 5　所提变换器的简化模型

Fig. 5 Simplified model of proposed converter

基于基波分析法，可以得到所提变换器的电压增益传递函数为

$$H(\mathrm{j}\omega_s)=\frac{\left(\mathrm{j}\omega_s L_m+\frac{1}{\mathrm{j}\omega_s C_m}\right)//R_{eq}}{\mathrm{j}\omega_s L_r+\left(\mathrm{j}\omega_s L_p+\frac{1}{\mathrm{j}\omega_s C_r}\right)//\frac{1}{\mathrm{j}\omega_s C_p}+\left(\mathrm{j}\omega_s L_m+\frac{1}{\mathrm{j}\omega_s C_m}\right)//R_{eq}} \tag{10}$$

进一步得到增益表达式为

$$M=\frac{1}{\sqrt{A^2+(B+1)^2}} \tag{11}$$

$$A=-Q\left[\eta f_{\mathrm{n}}-\frac{1}{h\eta f_{\mathrm{n}}}\left(1+\frac{1}{ph\eta^2 f_{\mathrm{n}}^2-h-1}\right)\right] \tag{12}$$

$$B=\frac{q}{h}\left[\frac{h\eta^2 f_{\mathrm{n}}^2-1}{kq\eta^2 f_{\mathrm{n}}^2-1}-\frac{1}{\left(ph\eta^2 f_{\mathrm{n}}^2-h-1\right)\left(kq\eta^2 f_{\mathrm{n}}^2-1\right)}\right] \tag{13}$$

$$\begin{cases} Q=\sqrt{L_{\mathrm{r}}/C_{\mathrm{r}}}\,/R_{\mathrm{eq}} \\ f_{\mathrm{n}}=f_{\mathrm{s}}/f_{\mathrm{r1}} \\ q=C_{\mathrm{m}}/C_{\mathrm{r}} \\ k=L_{\mathrm{m}}/L_{\mathrm{r}} \end{cases} \tag{14}$$

$$\eta=\frac{f_{\mathrm{r1}}}{f_{\mathrm{r0}}}=\sqrt{\frac{h+p+1-\sqrt{(h+p+1)^2-4ph}}{2ph}} \tag{15}$$

根据增益表达式绘制出增益曲线如图 6 所示。

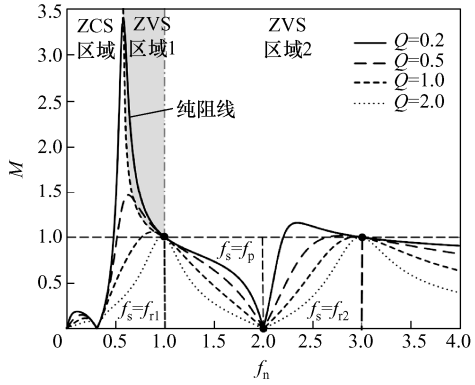


图 6 所提变换器的增益曲线

Fig. 6 Gain curves of proposed converter

LLC 谐振变换器与本文所提谐振变换器的电压增益对比如图 7 所示。从增益曲线可以看出，所提谐振变换器具有更好的电压调节特性。当$f_{\mathrm{r1}}<f_{\mathrm{s}}<f_{\mathrm{p}}$时，由于引入了陷波滤波器，多谐振变换器的增益随着频率的增加而显著降低，意味着直流增益对频率变化的响应幅度较大。因此，与传统的 LLC 变换器相比，在相同频率范围内，所提多谐振变换器在过谐振区域可以实现窄频段内更宽的增益范围调节。

此外，当 $f_{\mathrm{s}}<f_{\mathrm{r1}}$ 时，所提谐振变换器相对于 LLC 能够在更窄的频率范围内实现更高的电压增益。这得益于所提变换器利用励磁电感与电容串联形成并联励磁支路代替LLC的励磁支路。传统LLC需要通过减小 k 来获得更高增益，此时无论工作在高增益还是低增益，k 都很小，励磁电感减小，励磁电流增大，循环功率与损耗增大，导致效率降低。而所提变换器的并联励磁支路等效为 1 个可变电感，正常工作时电感值较大，需要更高电压增益时，降低工作频率，其值减小，避免了较大的循环功率与损耗，提高了效率。

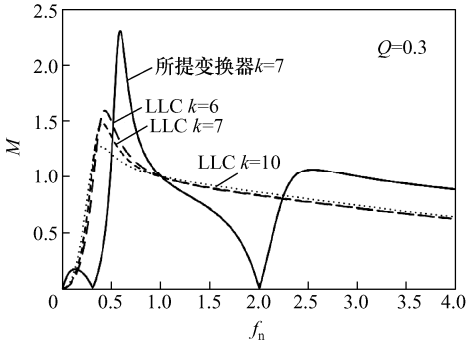


图 7 所提变换器与 LLC 电压增益对比

Fig. 7 Comparison of voltage gain between proposed converter and LLC resonant converter

由图 6 与图 7 的理论分析可以得出，所提谐振变换器在$f_{\mathrm{r1}}<f_{\mathrm{s}}<f_{\mathrm{p}}$的过谐振区域与$f_{\mathrm{s}}<f_{\mathrm{r1}}$的欠谐振区域均可实现窄频段的宽范围电压增益。

2 关键参数设计

2.1 谐振频率匹配

所提谐振变换器有 6 个谐振元件，分别为 L_{r}、C_{r}、L_{p}、C_{p}、L_{m}、C_{m}。根据式(4)、式(5)、式(9)和式(11)可以计算出

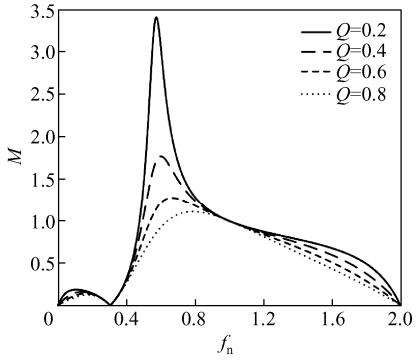
$$\begin{cases} L_{\mathrm{r}}=QR_{\mathrm{eq}}/(2\pi f_{\mathrm{r0}}) \\ L_{\mathrm{m}}=kL_{\mathrm{r}} \\ L_{\mathrm{p}}=pL_{\mathrm{r}} \\ C_{\mathrm{r}}=1/(2\pi f_{\mathrm{r0}}QR_{\mathrm{eq}}) \\ C_{\mathrm{m}}=qC_{\mathrm{r}} \\ C_{\mathrm{p}}=hC_{\mathrm{r}} \end{cases} \tag{16}$$

交流等效电阻 R_{eq} 由传输功率和输出电压决定，串联谐振频率 f_{r0} 可以在设计时根据开关频率

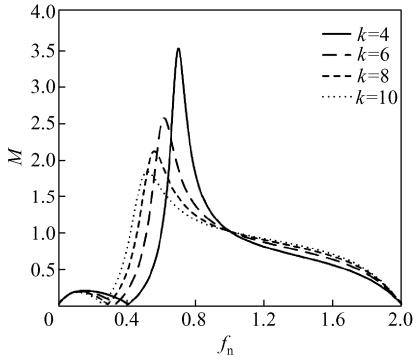
选择。从式(16)可以看出，6 个谐振元件的参数实际只与 k、q、p、h、Q 有关。所提谐振变换器具有 3 个谐振频率 f_{r1}、f_{r2} 和陷波器的 f_p。将 f_{r2} 设置为 $3f_{r1}$，基波和三次谐波的能量会传递给负载，有利于降低无功循环造成的损耗。由于引入陷波滤波器是为了在 $f_s > f_{r1}$ 的部分改善增益特性，因此 f_p 应高于 f_{r1}，同时为了不影响三次谐波的传输，f_p 应低于 f_{r2}。因此频率可以设置为 $f_{r2}=3f_{r1}$ 和 $f_p=2f_{r1}$，在此基础上可以得到 $p=2.4$，$h=0.6$，$\eta=0.527$。

2.2 k、q 和 Q 的影响

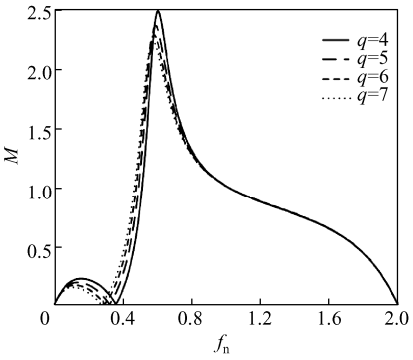
增益相对于 k、q 和 Q 的变化趋势如图 8 所示。可以看出，随着 Q 值的增加，变换器的峰值增益降低，这可能导致变换器输出电压无法达到要求，Q 的取值需要尽可能小。随着 k 的增加，变换器的峰值增益降低。实现相同的增益范围，k 较小时需要更窄的频率范围，利于宽范围变换器的设计，k 的取值尽可能小。随着 q 的变化，变换器的增益特性相差不大，q 较小时，峰值增益略有上升，q 取值尽可能小。



(a) Q对增益的影响



(b) k对增益的影响



(c) q对增益的影响

图 8　k、q 和 Q 对增益的影响

Fig. 8 Influences of k, q and Q on gain

3　实验验证

根据设计结果搭建 1 个如图 9 所示的 500 W 实验平台以验证所提谐振变换器的可行性，主要包含主功率电路部分和控制电路部分。其中，主电路一次侧开关管选用 CREE 公司型号为 C2M0025120D 的 SiC MOSFET，二次侧二极管选用意法半导体公司的 STPS80H100C 肖特基二极管。控制器选用 TI 公司的 DSP TMS320F28377D，负载部分采用 RXLG 铝壳制动电阻通过串并联以获得所需阻值。此外，变换器输入电压由 Chroma 62150H-1000 直流电源提供，实验波形由力科 HDO8058 高分辨率示波器进行观测。实验平台其他参数见表 1。

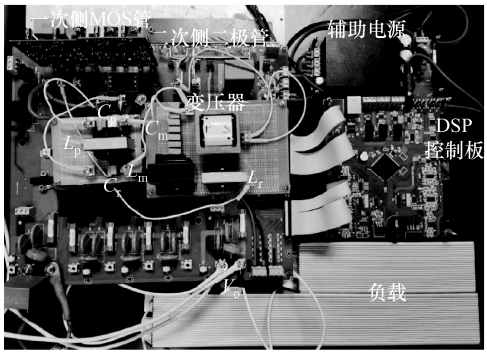


图 9　实验平台

Fig. 9 Experimental platform

所提谐振变换器在 V_{in}=200、288、400 V 时的实验波形分别如图 10、图 11、图 12 所示。可以看出，一次侧开关管均可实现 ZVS 开通，二次侧电流由于基波和三次谐波的叠加呈现马鞍形，V_{in}=

表 1 变换器参数

Tab. 1 Parameters of proposed converter

参数	数值
输入电压 V_{in}/V	200~400
输出电压 V_o/V	48
输出功率 P_o/W	500
开关频率 f_s/kHz	60~105
谐振频率 f_{r1}/kHz	80
变压器匝比 n	6:1
谐振电感 L_r/μH	43
谐振电容 C_r/nF	26
谐振电感 L_p/μH	103.2
谐振电容 C_p/nF	15.6
励磁支路电感 L_m/μH	301
励磁支路电容 C_m/nF	143

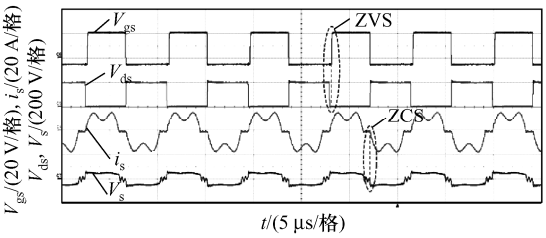


图 10 V_{in} =200 V 时所提多谐振变换器的观测波形

Fig. 10 Observed waveforms of proposed multi-resonant converter at V_{in} =200 V

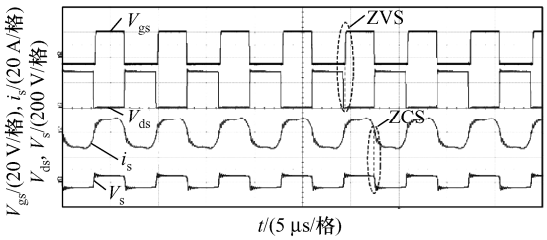


图 11 V_{in} =288 V 时所提多谐振变换器的观测波形

Fig. 11 Observed waveforms of proposed multi-resonant converter at V_{in} =288 V

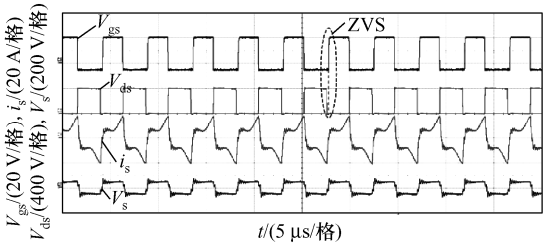


图 12 V_{in} =400 V 时所提多谐振变换器的观测波形

Fig. 12 Observed waveforms of proposed multi-resonant converter at V_{in} =400 V

200 V 与 V_{in} =288 V 时二次侧整流二极管工作在不连续导通与临界导通模式，可以实现 ZCS，与分析一致。

图 13 为软启动与短路实验波形，启动时开关频率设为陷波频率且逐渐降低，可以看出启动瞬间没有冲击电流，输出电压平缓上升达稳态值，所提变换器具有良好的软启动性能。短路时将开关频率提高至陷波器频率可以很好地限制谐振电流。图 14 为不同输入电压下变换器的效率，可以看出所提变换器在输入电压为 288 V(即谐振工作点处)时获得最高效率。此外，可以看出 LLC 与所提变换器的效率在谐振频率点附近没有显著差异，但是在高输入电压的情况下，与传统 LLC 变换器相比，所提变换器在效率上有明显优势。

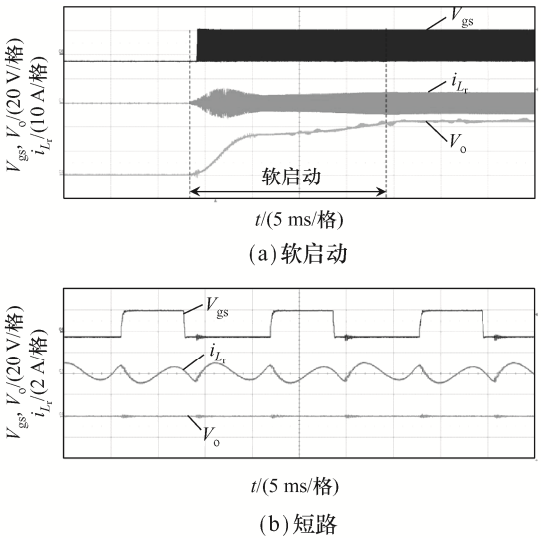


图 13 软启动与短路实验波形

Fig. 13 Soft-start waveforms and short-circuit experimental waveforms

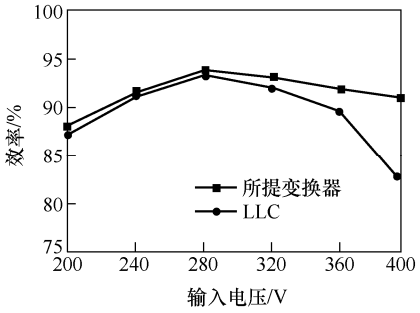


图 14 不同输入电压时所提谐振变换器的效率曲线

Fig. 14 Efficiency curves for proposed resonant converter under different input voltages

4　结语

本文提出 1 种具有宽输入电压范围的六元件谐振变换器，通过建立基波等效模型推导出增益公式，分析谐振参数对增益特性的影响，并基于此进行了参数设计。最后通过 500 W 样机验证理论分析的正确性与所提拓扑结构的可行性与有效性。实验结果证明，在较宽输入电压范围情况下，所提谐振变换器的开关管可以实现整个工作范围内的 ZVS，传输相同功率的情况下减小电流的峰值和有效值，从而降低开关损耗与导通损耗，且其可以同时传输基波和三次谐波功率，减少了无功循环造成的损耗，提高了效率。

参考文献：

[1] 李山, 宋立风, 章治国, 等. 基于变拓扑的超宽输入范围直流变换器及调制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(2): 326-336.
Li Shan, Song Lifeng, Zhang Zhiguo, et al. Wide input range DC converter based on variable topology and its modulation strategy [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(2): 326-336. (in Chinese)

[2] 吕玉坤, 周庆文, 魏子安, 等. 积灰对光伏组件性能影响的试验研究及数值模拟[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 175-182.
Lü Yukun, Zhou Qingwen, Wei Zian, et al. Experimental study and numerical simulation of influence of ash deposition on performance of photovoltaic modules [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 175-182. (in Chinese)

[3] Cassani P A, Williamson S S. Design, testing, and validation of a simplified control scheme for a novel plug-in hybrid electric vehicle battery cell equalizer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57 (12): 3956-3962.

[4] 董雨坤, 刘俊峰, 周浩, 等. 一种应用于车载辅助电源的 DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 20-18.
Dong Yukun, Liu Junfeng, Zhou Hao, et al. DC-DC converter applied to vehicle auxiliary power supply [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 20-18. (in Chinese)

[5] Feng Weiyi, Lee F C, Mattavelli P. Optimal trajectory control of LLC resonant converters for LED PWM dimming [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2): 979-987.

[6] Yang Gang, Dubus P, Sadarnac D. Double-phase high-efficiency, wide load range high-voltage/low-voltage LLC DC/DC converter for electric/hybrid vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(4): 1876-1886.

[7] Kim J W, Park M H, Lee B H, et al. Analysis and design of LLC converter considering output voltage regulation under no-load condition [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 522-534.

[8] Kim H S, Ryu M H, Baek J W, et al. High-efficiency isolated bidirectional AC-DC converter for a DC distribution system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1642-1654.

[9] 赵兴宇, 万会雄. 基于二极管钳位磁集成 Boost 变换器[J]. 电源学报, 2025, 23(1): 44-50.
Zhao Xingyu, Wan Huixiong. Magnetic integrated Boost converter based on diode clamping [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(1): 44-50. (in Chinese)

[10] 孙孝峰, 仇江峰, 栗晓华, 等. 一种具有宽输入电压范围的集成 Buck-Boost LLC 级联变换器[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(6): 1667-1673.
Sun Xiaofeng, Qiu Jiangfeng, Li Xiaohua, et al. An integrated Buck-Boost LLC cascaded converter with wide input voltage range [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(6): 1667-1673. (in Chinese)

[11] Kim C E, Baek J, Lee J B. Three-switch LLC resonant converter for high-efficiency adapter with universal input voltage [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 630-638.

[12] Yang Bo, Xu Peng, Lee F C. Range winding for wide input range front end DC/DC converter [C]// APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Anaheim, CA, USA, 2002: 476-479.

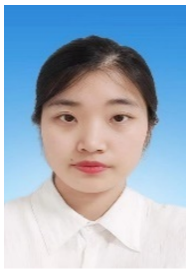
[13] Zong Sheng, Fan Guoxing, Yang Xiaobo. Double voltage rectification modulation for bidirectional DC/DC resonant converters for wide voltage range operation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 6510-6521.

[14] Kim D K, Moon S, Yeon C O, et al. High-efficiency LLC resonant converter with high voltage gain using an auxiliary LC resonant circuit [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(10): 6901-6909.

[15] Zhang Xiangjun, Jing Jiachen, Guan Yueshi, et al. High-efficiency high-order CL-LLC DC/DC converter with wide input voltage range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(9): 10383-10394.

[16] Zhao Qinglin, Liu Wei, Wang Yujie, et al. A novel multiresonant DC-DC converter with wide output-voltage range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6): 5625-5638.

[17] Chen Yang, Wang Hongliang, Hu Zhiyuan, et al. LCLC resonant converter for hold up mode operation [C]// 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Montreal, QC, Canada, 2015: 556-562.



秦月

作者简介：

秦月(1998—)，女，中国电源学会学生会员，通信作者，硕士研究生。研究方向：谐振变换器。E-mail：qin_yue143@163.com。

任春光(1989—)，男，中国电源学会会员，博士，副教授。研究方向：电力电子变换器，微电网运行与控制。E-mail：rechunguang55@163.com。

孔健生(1997—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子变换器。E-mail：kjs0126@163.com。

张佰富(1992—)，男，博士。研究方向：微电网运行与控制。E-mail：zhangbaifu92@163.com。

韩肖清(1964—)，女，博士，教授。研究方向：微电网运行与控制。E-mail：hanxiaoqing@tyut.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)



公益广告来源：中国全民阅读网