# 变模态宽电压范围双向LC谐振变换器

## 袁义生<sup>1</sup>,黄翌琨<sup>1</sup>,曹晖<sup>1</sup>,黄志敏<sup>2</sup>

(1.华东交通大学 电气与自动化工程学院,江西 南昌 330013;2.国网江西上犹县供电有限公司,江西 赣州 341200)

摘要:提出了一种变模态宽电压范围双向隔离型谐振变换器,所提变换器具有升压电路及反激电流馈拓 扑的优势,通过复用谐振电感的预先储能和反激馈能,提高了电池侧向网侧输出的增益和变换器功率密度,减 小了电路无功环流。变换器采用定频脉冲宽度调制,根据不同的工况分别对应多种工作模式,适合宽范围输 出。首先介绍了变换器工作原理,分析了能量在不同方向流动时的输出增益,最后以满足在家庭分布式储能 系统中电池充放电为前提,对器件和控制参数进行了设计,验证了理论分析的正确性。

关键词:DC-DC变换器;电压增益;软开关;宽范围;变模态

中图分类号:TM28 文献标识码:A DOI:10.19457/j.1001-2095.dqcd24639

#### Bidirectional LC Resonant Converter with Variable Mode for Wide Voltage Range

YUAN Yisheng<sup>1</sup>, HUANG Yikun<sup>1</sup>, CAO Hui<sup>1</sup>, HUANG Zhimin<sup>2</sup>

(1.School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, Jiangxi, China; 2.State Grid Jiangxi Shangyou County Power Supply Co., Ltd., Ganzhou 341200, Jiangxi, China)

**Abstract:** A bidirectional isolated resonant converter with variable mode and wide voltage range was proposed. The proposed converter has the advantages of BOOST circuit and flyback current feed topology. By reusing the pre-storage and flyback energy feedback of the resonant inductor, it can improve the gain from the battery side to grid side and the power density of the converter, while also reducing the current circulation. The converter adopts fixed frequency pulse width modulation and has multiple working modes, which is suitable for wide range output. the working principle of the converter was first introduced and the output gain when the energy flows in different directions was analyzed. Finally, on the premise of meeting the charge and discharge of the battery in the home distributed energy storage system, the devices and control parameters were designed to verify the correctness of the theoretical analysis.

Key words: DC-DC converter; voltage gain; soft switch; wide range; variable mode

双碳战略的提出使得分布式能源应用越来 越广泛,在新能源与直流分布式系统接口交互 时,由于储能系统输出电压及电流范围较宽,对 电力电子变换装置的设计和实现不断提出新的 挑战<sup>III</sup>。在分布式储能系统中,双向隔离型变换 器因为通过高频变压器实现了电气隔离,获得了 较高的可靠性;同时变压器两侧的开关器件可实 现软开关控制,降低了开关损耗,得到了广泛的 应用。传统的双向有源桥(dual active bridge, DAB)结构简单,能自动实现双向功率传输,有比 较宽的电压转换范围,但是由于流过高频变压器 的电流为方波/三角波,增加了电流谐波和变压器 涡流损耗,限制了其向高频化发展。双向谐振变 换器以其优异的软开关性能,使其在高频、高效、 高密度电能变换领域得到了越来越多的关注<sup>[2]</sup>。 但是依然存在以下问题:1)传统频率调制有限、 难以兼顾宽范围调压与全工作范围高效率;2)在 轻载的情况下容易失去软开关。为了解决上述 问题,学者从拓扑结构和调制策略等方面进行了 研究,一般分为3类。

第1类是对谐振腔进行改进,文献[3]通过增加原边LLC谐振腔励磁电感,构建出LLCL对称

基金项目:国家自然科学基金(52067007);江西省自然科学基金重点项目(2023ACB204024);江西省教育厅科学技术研究项目(GJJ2200615) 作者简介:袁义生(1974—),男,博士,教授,主要研究方向为电力电子系统及其控制,Email;cloudstone\_yuan@aliyun.com

结构,使能量更好地双向流动;文献[4]采用结构 上完全的对称,使变换器在不同功率流向时具 有完全相同的电压增益,在高频高压场合得到 了一定的应用,但在电压宽范围变化下,CLLLC 在 PFM 调制下存在开关频率变化大、软开关实 现范围窄的不足,导致其效率和功率密度提高 受限。

第2类则是将不同电路进行组合,获得新的 结构,并根据条件划分区间,通过优化组合找到 区间内的最优拓扑。文献[5]提出了一种带辅助 双向开关单元的LLC谐振变换器,通过增加辅助 双向开关,达到高增益效果;文献[6]在电路低压 侧增加了BOOST电路,通过与非隔离电路级联的 方式提高输出增益。这两种方法一定程度上实 现了宽增益,但是额外的辅助开关和其他器件提 高了成本,级联后的谐振电路降低了效率且增加 了控制难度。文献[7]提出一种集升压、LCL谐 振、反激于一体的复合型电路,通过复用的谐振 电感在宽范围输出的条件下提高了功率密度。

第3类则是通过优化电路的调制方法,实现 多自由度控制。文献[8]通过PWM方式在低输入 电压时短路谐振腔,实现对谐振腔的预充能,而 次级侧充当交流开关,降低了损耗;文献[9]采用 调频+固定频率移相的方法在L-LLC拓扑上实现 了宽增益输出,但是容易丢失滞后桥臂的软开 关,且增益范围仍然有限;文献[10]通过增加零电 平,实现了半/全桥之间的切换,同时减小了辅助 电感的偏磁。以上几种方案虽然能拓宽增益,但 普遍存在励磁电流变大带来的开关管关断损耗 和通态损耗加大的问题。在低电压输出时,开关 频率f,远高于谐振频率f,增加了器件的损耗。

本文通过简化谐振腔,将谐振电感复用反激 变压器,通过对输出电压的线性调节及适应不同 负载模态工况的分区,提出了一种变模态宽电压 范围双向隔离型谐振变换器。所提变换器通过 定频调制,使电路具有宽增益及多模式的特点, 且电路控制简单,不存在环流。

1 工作原理

## 1.1 电路结构

图1为提出的变模态宽电压范围双向LC谐振变换器,该拓扑由一个原副边匝比为k的辅助变压器T<sub>1</sub>、谐振电感L<sub>r</sub>、一个原边H桥电路、一个串联谐振电容C<sub>r</sub>、一个原副边匝比为1:n的高频

主变压器 T<sub>2</sub>、一个副边 H 桥电路和输入输出滤波 电容组成,其中 D<sub>1</sub>~D<sub>9</sub>分别为开关管 S<sub>1</sub>~S<sub>9</sub>的体二 极管,C<sub>1</sub>~C<sub>9</sub>为 S<sub>1</sub>~S<sub>9</sub>的寄生电容,L<sub>m</sub>为变压器在低 压侧的励磁电感。



所提变换器与传统LLC双向变换器相比,在 电池侧向网侧馈送能量时,将输入侧电感设计成 复用型辅助变压器同时增加串联谐振电容C,,复 用的辅助电感增加升压阶段,在相同的情况下拥 有更高的增益,实现LC谐振和轻载Flyback工作。 变换器在正向工作阶段可以实现电路的BOOST 储能、LC谐振和Flyback3个电路模态,在不同工 况下,组合各模态可使电路在不同电压增益模式 输出。采用定频PWM调制,开关频率设置在谐 振点频率处,由于L<sub>m</sub>不参与谐振,励磁电感理论 可取无穷大,减小了原副边工作电流的有效值, 降低了导通损耗,利于磁性器件设计。

相关参数定义如下:特征阻抗 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ ,品 质因数 $Q_r = \pi^2 Z_r / (8n^2 R_o)$ ,谐振频率 $f_r = 1/2\pi \sqrt{L_rC_r}$ , 开关角频率 $\omega_s = 2\pi f_s$ ,谐振角频率 $\omega_r = 2\pi f_{ro}$ 

1.2 正向工作

变换器在能量正向传输时对应3种模态,即 放电高增益(high discharge gain,HDG)模式、放电 中增益(meduim discharge gain,MDG)模式、放电 低增益(low discharge gain,LDG)模式。均通过 PWM控制,在全负载范围内,均可实现软开关。 1.2.1 放电高增益(HDG)模式

本模式采用PWM方式,工作在准谐振状态, 驱动脉冲及主要波形如图2所示,通过固定电池 侧H桥臂上管S<sub>1</sub>,S<sub>2</sub>脉宽,调节S<sub>3</sub>,S<sub>4</sub>与桥臂直通 的时间改变增益,副边开关管S<sub>5</sub>~S<sub>8</sub>工作在同步整 流状态。[t<sub>0</sub>,t<sub>4</sub>]为上半周期的4个工作模态,各阶 段具体描述如下:

开关模态  $0[t_0, t_1]$ : BOOST 储能阶段, 对应图

 $3a, t_0$ 时刻之前 $S_3$ 管导通, $i_{Lr}$ 初始值为0,桥臂间电 压 $U_{AB}$ 值为初始谐振电容电压。 $t_0$ 时刻开通 $S_1, S_4$ , 上下桥臂直通,给辅助电感充能,因为L<sub>i</sub>的作用  $S_1, S_4$ 可等效零电流开通(zero current switching, ZCS)。 $t_1$ 时刻 $i_{Lr}$ 的值为

$$i_{\rm Lr}(t) = \frac{D_{\rm b}U_{\rm i}L_{\rm r}}{2f_{\rm s}} \tag{1}$$

式中: $D_b$ 为S<sub>1</sub>和S<sub>4</sub>管共同导通的时间。



开关模态  $1[t_1, t_2]$ :谐振阶段, $t_1$ 时刻,此模态 工作方式如图 3b 所示,开关管 S<sub>3</sub>关断,由于 $L_m$ 很 大,此时 C<sub>r</sub>和 L<sub>r</sub>谐振, $t_1$ 时刻谐振电流 $i_{L_r}$ 初始值为  $i_b$ ,以正弦形式增加,通过变压器耦合,流经 D<sub>6</sub>, D<sub>7</sub> 给寄生电容放电,此时给 S<sub>6</sub>, S<sub>7</sub>触发信号,实现两 管零电压开通(zero voltage switching, ZVS), $U_{AB}$ 值 为 $U_o/n-U_{ero}$ 谐振电流和电压的时域表达式为

$$i_{\rm Lr}(t) = I_{\rm b} \cos[\omega_{\rm r}(t-t_{\rm l})] + \frac{n(U_{\rm i} + \Delta U_{\rm cr}) - U_{\rm o}}{nZ_{\rm r}} \sin[\omega_{\rm r}(t-t_{\rm l})]$$
(2)

$$U_{\rm cr}(t) = U_{\rm i} - \frac{U_{\rm o}}{n} - (U_{\rm i} + \Delta U_{\rm cr} - \frac{U_{\rm o}}{n})\cos\left[\omega_{\rm r}(t - t_{\rm i})\right] + i_{\rm b}Z_{\rm r}\sin\left[\omega_{\rm r}(t - t_{\rm i})\right]$$

开关模态 2[t<sub>2</sub>, t<sub>3</sub>]:反激模态,对应图 3c, t<sub>2</sub>时 刻S<sub>1</sub>管关断,S<sub>4</sub>管继续导通,侧谐振电感电流 i<sub>1</sub>转 移到辅助变压器 T<sub>2</sub>原边给负载供能。U<sub>AB</sub>值为0, 此阶段反激电流为

$$i_{\rm f} = \frac{i_{\rm Lr}(t_2)}{k} - \frac{k^2 U_{\rm i}}{L_{\rm r}} \left(t - t_2\right) \tag{4}$$

开关模态 3[t<sub>3</sub>,t<sub>4</sub>]:t<sub>3</sub>时刻,T<sub>2</sub>绕组能量释放完毕,反激电流置零,为下半周期开关管 S<sub>2</sub>,S<sub>3</sub>的 ZCS开通做准备,至此,半个工作阶段结束。



1.2.2 放电中增益(MDG)模式

MDG模式同放电高增益模式相比,没有桥臂 直通的储能阶段,两桥臂开关管交错导通,通过 S<sub>1</sub>,S<sub>4</sub>,S<sub>2</sub>和S<sub>3</sub>的脉冲宽度改变输出电压。[*t*<sub>0</sub>,*t*<sub>3</sub>]为 上半周期的3个工作模态,相关波形如图4所示, 各阶段具体描述如下:

开关模态  $0[t_0, t_1]$ :类似 HDG 模态  $1, i_{Lr}$ 无初始 储能, $t_0$ 时刻,开关管  $S_1 和 S_4 实现 ZCS 开通。钳位$  $二极管 <math>D_1 和 D_4$ 导通, $S_6, S_7 实现 ZVS 开通,以同步$ 整流工作,电路开始 LC 谐振。

开关模态 1[t<sub>1</sub>, t<sub>2</sub>]:类似 HDG 模态 2, 开关管 13  $S_1, S_4$ 关断,谐振电感  $L_r$ 上的能量以反激形式传递 到负载一侧。

开关模态2[t<sub>2</sub>,t<sub>3</sub>]:为防止桥臂直通,本阶段为 死区时间,t<sub>3</sub>时刻之后电路进入下半个周期工作 模态。



1.2.3 放电低增益(LDG)模式

功率正向传输时,LDG模式同反激电路工作 模式类似,给同一桥臂相同开关信号,控制开关 管通断的时间调整输出增益。开关开通时L,储 能,*i*L线性上升,D,处于关断状态,当开关关断时, L,的能量转移到T<sub>2</sub>绕组,*i*式性下降到零,由于*i*L 断续,S<sub>1</sub>~S<sub>4</sub>可实现ZCS开通,D<sub>9</sub>可实现ZCS关断。

#### 1.3 反向工作

在电池充电时变换器有充电中增益(medium charge gain, MCG)和充电低增益(low charge gain, LCG)两种模式。

## 1.3.1 MCG模式

该模式通过固定  $S_7$ ,  $S_8$ 的脉宽, 调整  $S_5$ ,  $S_6$ 占 空比改变正向电压增益, 副边 H桥  $S_6/S_7$ ,  $S_5/S_8$ 与  $S_1/S_4$ ,  $S_2/S_3$ 同时导通工作在同步整流模式, 该模式 主要通过桥口电压  $U_{cp}$ 的大小传递能量, 当功率 反向传输时, 各开关管驱动信号及电路主要波形 如图 5 所示, 各阶段等效电路如图 6 所示。

开关模态 $0[t_0, t_1]$ :对应图 $6a, t_0$ 时刻触发副边 开关管 $S_6, S_7,$ 开关管 $S_6, S_7, S_1, S_4$ 实现ZVS导通,



谐振电容电感进行LC谐振,谐振电感电流上升, 谐振电容储能开始减少。此阶段谐振电感电流如 下式:

$$i_{\rm r}(t) = \frac{nU_{\rm i} - U_{\rm o} + \Delta U_{\rm cr}}{Z_{\rm r}} \sin(\omega_{\rm r} t)$$
(5)

开关模态 1[ $t_1$ , $t_2$ ]: $t_1$ 时刻关断开关管 S<sub>6</sub>,S<sub>4</sub>,S<sub>1</sub>, 变压器 T<sub>1</sub>副边被短路,谐振电容电压右正左负,*B* 点电压大于*A*点电压,副边二极管 D<sub>2</sub>,D<sub>3</sub>导通,电 流由- $i_p$ 向 $i_p$ 瞬间换流,此时  $U_{cr}$ 电压近似不变,副 边漏感折算到原边远远小于 L<sub>r</sub>,因此忽略漏感影 响,谐振电感承受电压- $U_{cr}$ - $U_i$ , $i_r$ 开始减小,由于 T<sub>2</sub>副边电流 $i_p$ 减小,T<sub>2</sub>原边感应出下正上负的反 电动势,此时考虑 T<sub>2</sub>原边漏感与励磁电感并联, 变压器 T<sub>2</sub>原边 $i_m$ 减小至0开始反向增大。

开关模态  $2[t_2,t_3]:t_2$ 时刻时,关断开关管  $S_7$ ,此 电流  $i_m$ 给  $S_5$ 和  $S_8$ 的寄生电容放电。 $t_3$ 时刻给  $S_5$ 和  $S_8$ 触发信号,实现 ZVS 开通,至此半周期工作模式 结束。

1.3.2 LCG模式

能量反向传输在反激工况下工作于电流断续 模式,采用PWM方式控制S。的开通占空比,当S。 开通时,变压器T<sub>1</sub>储能,当S。关断时,电路通过原 边L,将能量馈送至负载端,适用于低功率输出。

14



## 2 谐振变换器的增益特性

## 2.1 正向增益计算

由 HDG 模式时域状态分析可知负载电压的 变化量由 LC 谐振模态和反激模态向负载馈能产 生,两模态电流平均值分别为 I<sub>t</sub>和 I<sub>a</sub>,忽略变换器 工作的其他损耗,反向传输下输出电压增益为

$$G_{\rm HDG} = \frac{(I_{\rm d} + I_{\rm f})R_{\rm o}}{U_{\rm o}}$$
(6)

忽略励磁电流,*I*<sub>d</sub>的平均值等于谐振电流的积分:

$$I_{\rm d} = \frac{2U_{\rm i}}{n^2 \pi Z_{\rm r} [1 + \cos \pi (1 - D_{\rm d} - D_{\rm b})]} \cdot [n \pi D_{\rm b} \sin \pi (1 - D_{\rm d} - D_{\rm b}) + (n - G_{\rm HDG}) \cdot [1 - \cos \pi (1 - D_{\rm d} - D_{\rm b})]$$
(7)

*I*<sub>t</sub>为*t*<sub>2</sub>时间后,在反激阶段变压器T<sub>2</sub>高压侧耦 合电感向负载释放能量的平均电流:

$$I_{\rm f} = f_{\rm s} L_{\rm r} i_{\rm Lr}^2(t_2) / U_{\rm o}$$
 (8)

将式(6)、式(7)代人式(5)可得反向增益 $G_{HDC}$ 与 $D_{b}$ ,1- $D_{d}$ ,Q之间的隐函数:

$$f_{\text{HDC}}(G_{\text{HDC}}, D_{b}, D_{d}, Q) = \frac{\pi}{8n^{2}Q \left\{1 + \cos\left[\pi(1 - D_{d} - D_{b})\right]\right\}} \cdot \left\{2n\pi D_{b} \sin\left[\pi(1 - D_{d} - D_{b})\right] + 4n\pi D_{b} \left\{1 - \sin\left(\pi(1 - D_{d})\right)\right\} + 2n(1 - nG_{\text{HDC}}) \left\{1 - \cos\left[\pi(1 - D_{d} - D_{b})\right]\right\} + \frac{1}{2kG_{\text{HDC}} \left\{1 + \cos\left[\pi(1 - D_{d} - D_{b})\right]\right\}} \cdot \left\{\pi D_{b} \left\{1 + \cos\left[\pi(1 - D_{d} - D_{b})\right]\right\} + 2(1 - kG_{\text{HDC}})\sin\left[\pi(1 - D_{d} - D_{b})\right]\right\} + 2\pi D_{b} \left\{1 - \sin\left[\pi(1 - D_{d} - D_{b})\right] + 2\pi D_{b} \left\{1 - \sin\left[\pi(1 - D_{d} - D_{b})\right]\right\} \cdot \sin\left[\pi(1 - D_{d} - D_{b})\right]\right\}$$

由于在正向传输时, MDG模式缺少 HDG模式电压抬升阶段,因此将 D<sub>b</sub>=0代入式(9)可得反向中增益 G<sub>MDG</sub>的函数:

$$f_{\rm MDG}(G_{\rm MDG}, D_{\rm d}, Q) = G_{\rm MDG} - \frac{\pi (1 - nG_{\rm MDG})}{4kn^2 QG_{\rm MDG}} \cdot \frac{1 - \cos\left[\pi (1 - D_{\rm d})\right]}{1 + \cos\left[\pi (1 - D_{\rm d})\right]}$$
(10)

LDG模式为单端反激电路,为防止磁饱和, 电路工作在电流断续模式,该模式 G<sub>LDG</sub>增益为

$$G_{\rm LDG} = (D_{\rm f}/k) \sqrt{R_{\rm o} T_{\rm s}/(2L_{\rm r})}$$
(11)

由式(9)和式(10)可绘制反向传输时以 $D_{\rm b}$ 和  $1-D_{\rm a}$ 为坐标的增益曲线,如图7所示。



#### 2.2 反向增益计算

变换器反向传输能量时U<sub>cp</sub>为正负交替的方 波电压,导通时间受S<sub>4</sub>/S<sub>6</sub>管占空比D影响,增益为

$$G_{\rm MCG} = nU_{\rm i}/U_{\rm o} = nR_{\rm i}I_{\rm r}/U_{\rm i}$$
(12)

忽略死区的影响,对 $t_0$ — $t_2$ 电流积分,代入式 (12)可得关于 $G_{MCG}$ ,D,Q的隐函数:

$$f_{MCG}(G_{MCG}, D, Q) = 8QG_{MCG}[1 + \cos(\pi D)] - \pi(1 - G_{MCG}) \cdot [3 + \cos(\pi D)] \cdot \{1 - \cos(\pi D) + \frac{\sin^2(\pi D)(1/n - G_{MCG})[3 + \cos(\pi D)]}{2[2/n - G_{MCG} + \cos(\pi D)]}\}$$
(13)
由式(13)可得反向过程中MCC模式下的由

由式(13)可得反问过程中 MCG 模式下的电

压增益曲线如图8所示。LCG模式下的增益类似 在断续模态工作下的反激电路,增益为

$$G_{\rm LCG} = kD_{\rm cf}\sqrt{R_{\rm i}T_{\rm s}/(2L_{\rm r})}$$
(14)



图8 所提变换器MCG模式电压增益曲线

Fig.8 Voltage gain curve of proposed converter in MCG mode

## 3 关键参数设计

## 3.1 D<sub>b\_max</sub>的设计

在正向 HDG 模式下,桥臂直通的时间影响了 增益的大小, D<sub>b</sub>时间太长, BOOST 阶段电流增加, 开关管的关断损耗急剧增加, 不利于电磁干扰的 优化; D<sub>b</sub>时间太短则达不到最高增益要求, 综合 考虑 D<sub>b</sub>\_max</sub>预设为0.3~0.4。

## 3.2 谐振参数设计

由变换器正反向的增益特性可知,应尽量使 变换器工作在谐振点附近,以获得直流电压最大 增益。同时在正向工作模式下,谐振腔参数应当 满足最大功率输出时最大负载电流的工作状态, 根据选取的 D<sub>b\_max</sub>,结合图 7 可知符合最大增益 G<sub>dmax</sub>的品质因数 Q<sub>m</sub>,由最大输出电流 I<sub>opeak</sub>、额定输 入电压 U<sub>i</sub>可得谐振参数 L<sub>r</sub>和 C<sub>r</sub>:

$$\begin{cases} L_{\rm r} = \frac{8Q_{\rm m}G_{\rm dmax}U_{\rm i}}{n\pi^2\omega_{\rm r}I_{\rm opeak}} \\ C_{\rm r} = \frac{n^2\pi^2I_{\rm opeak}}{8U_{\rm i}G_{\rm dmax}\omega_{\rm r}Q_{\rm m}} \end{cases}$$
(15)

## 3.3 模式切换设计

3.3.1 D<sub>dmin</sub>的设计

对于 $D_{dmin}$ 的设计应考虑变换器最大增益条件下, $i_{L}$ 电流仍为断续状态,辅助变压器 $T_2$ 能充分释能,原边开关管保持ZCS开通,由此 $D_{dmin}$ 参数的设计需满足 $T_2$ 副边反激电流 $i_f$ 半周期内能自动复位,由式(2)、式(4)可得:

$$\frac{1 - D_{\text{dmin}}}{2f_{\text{s}}} \ge t_{\text{f}} = \frac{L_{\text{r}}i_{\text{Lr}}(t_2)}{kU_{\text{o}}}$$
(16)

将 D<sub>b\_max</sub>代人式(1),联立式(2),可得 D<sub>dmin</sub>为 0.18。 3.3.2 D<sub>df max</sub>的设计

在模态的变化时应充分考虑切换的平滑性, 16 从HDG到MDG变化时由于临界点的增益相同, 且只需调整原边桥臂下管占空比连续变化;在 MDG向LDG过渡过程中,主变压器T<sub>2</sub>和谐振电 容C<sub>4</sub>不参加工作,考虑切换模式时两者增益相同 且关断损耗相同时,相关模式切换条件如下:

$$\begin{cases} G_{\rm MDG} = G_{\rm LDG} \\ 2 [i_{\rm Lr-MDG} (1 - D_{\rm d_max})] = \frac{D_{\rm df_max} U_i}{L_r f_s} \end{cases}$$
(17)

可得 $D_{d_{max}}=0.49, D_{df_{max}}=0.32_{\circ}$ 

图9所示为模式切换时,变换器增益同负载 以及不同模态下控制量的关系。可得:由3.1节 设计的最大增益点定义在G<sub>1</sub>点。将额定品质因 数下HDG和MDG增益曲线的连接点a定义为两 者切换点。由式(17)在最小增益b点做水平线交 同Q<sub>min</sub>下的MDG增益曲线于c点作为两者临界点。



#### 3.4 谐振器件应力分析

3.4.1 谐振电容电压应力

能量在正向传输时,忽略死区时间励磁电流,谐振电容C,电压只在谐振阶段周期性变化, 谐振初始时刻谐振电容电压为-U<sub>e</sub>,谐振阶段结 束后电压为U<sub>e</sub>,谐振电容电压应力为

$$2\Delta U_{\rm er} = \frac{1}{C_{\rm r}} \int_{t_{\rm r}}^{t_{\rm r}} i_{\rm Lr}(t) \,\mathrm{d}t$$
 (18)

将式(3)代入式(18)得:

$$U_{\rm cr} = U_{\rm o} \{ n \pi D_{\rm b} \sin \pi (1 - D_{\rm d} - D_{\rm b}) +$$

$$(n - G)[1 - \cos \pi (1 - D_{\rm d} - D_{\rm b})] \} /$$

$$n \cdot [1 + \cos \pi (1 - D_{\rm d} - D_{\rm b})]$$
 (19)

可得C<sub>r</sub>的最高电压电压应力为80.3 V。

3.4.2 谐振电感峰值电流

由谐振电感时域表达式可知谐振电流峰值 在DHG电流峰值最高,由式(2)可知峰值为

$$I_{\rm dpeak} = \sqrt{I_{\rm b}^2 + \left[\frac{n(U_{\rm o} - \Delta U_{\rm er}) - U_{\rm i}}{nZ_{\rm r}}\right]^2} \qquad (20)$$

代入参数计算得谐振电流峰值为25.9 A。

#### 3.5 闭环控制策略

所提电路闭环控制框图如图 10 所示,变换器 工作时通过单电压环控制,对 PI 控制器输出的信 号限幅后进行分区,当 u<sub>con</sub>小于阈值 u<sub>dt</sub>时调节 D<sub>df</sub>使 其工作在低增益模式,反之工作在另一个区间,负 载较重时,调节 D<sub>b</sub>控制电压。将所提变换器同其 他3类双向变换器进行了对比,结果如表1 所示。





表1 拓扑比较

Tab 1 Topological or

	对比	DAB变换器 <sup>[11]</sup>	LLC 双向谐振变换器 <sup>[12]</sup>	CLLLC 双向谐振变换器[4]	所提变换器	
	磁性元件数量/个	1	2	3	2	
	开关管软开关(正向)	一、二次侧ZVS开通	一次侧ZVS开通	一次侧ZVS开通	一、二次侧ZVS开通	
	开关管软开关(反向)	一、二次侧ZVS开通	二次侧ZVS开通	一次侧ZVS开通	二次侧ZVS开通	
	开关频率范围	固定	宽	宽	固定	
	励磁电流	中	大	大	小	
	回馈电流	大	大	大	小	
	实验正反向增益乘积	1	1.33	1.43	1.81	

由上文知, DAB 变换器正反向增益乘积最低。CLLLC 双向谐振变换器正反向电压增益乘 积较高, 但磁性元器件数量多, 且仍然有较大的 励磁电流, 增加了通态损耗和开关管关断损耗 等。而所提变换器正反向电压增益最高, 且励磁 电流最小, 开关频率固定, 理论上能具有更高的 效率和更小的体积重量。

## 4 实验验证

按照第3节设计了一台能在低压电池与高压 母线侧之间拥有充放电功能,最大功率500W的双向 变换器样机,样机图片如图11所示。同时为了进 一步验证所提变换器的优势,对传统LLC双向谐 振变换器进行了设计,两台样机相关参数见表2。



图 11 样机图片 Fig.11 Photograph of the experimental prototype

#### 4.1 能量正向传输关键波形

当变换器从低压侧电池 36 V 向母线释放能量,输出电压 340 V,正向最高增益为 1.81 时输出

功率500W的HDG模式如图12所示。

表2 新拓扑实验元器件参数

Tab.2 Experimental parameters of the new topology

	器件规格参数			
实验元器件	所提变换器	传统LLC双向谐振 变换器		
低压电池侧/V	36~72	36~72		
高压母线侧/V	340~380	340~380		
谐振电感L/μH	5	3.6		
谐振电容 $C_r$	550 nF/630 V	706 nF/630 V		
谐振频率f_/kHz	100	100		
开关管S1~S9型号	STW65N80K5	STW65N80K5		
主变压器T <sub>1</sub> 型号	PC40PQ40(10:52)	PC40PQ40(10:52)		
磁化电感 L <sub>m</sub> /µH	100	9		
辅变压器 T2	PC40PQ40(6:24)	—		
输入输出电感/uH	3×470	3×470		

图 12 中, U<sub>gs1</sub>, U<sub>gs3</sub>为同一桥臂 S<sub>1</sub>, S<sub>3</sub>管的驱动 信号; U<sub>AB</sub>为 T<sub>2</sub>原边桥口电压; U<sub>cr</sub>为谐振电容电 压; U<sub>o</sub>为输出电压; i<sub>Lr</sub>, i<sub>p</sub>为流过 L, C, 的电流。如 图 12a、图 12b 所示, 此时 D<sub>b</sub>约为 0.41, 输出电压 340 V, i<sub>Lr</sub>在 BOOST 阶段线性上升, 随后谐振传输 能量, U<sub>cr</sub>电压开始呈周期性变化, S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>关断后进 入反激阶段, 电路通过 T<sub>2</sub>释放能量给负载。图 12c 为 HDG 模式软开关波形, 在升压阶段, S<sub>1</sub>开通 后电流从零开始上升, 电路实现了 ZCS 开通。图 13 为 MDG 模式电路主要波形, 由于额外的反激 阶段存在, 电路回流很小。

图 14 为传统 LLC 双向谐振变换器在 U<sub>i</sub>=36 V、 输出电压 340 V时的关键波形,其中 I<sub>i</sub>为一次侧输 入电流。为了达到相同增益,此时f<sub>s</sub>为 64 kHz,励 磁电感感值为 9 μH,关断峰值电流为 17 A,而所



Fig.13 Key waveforms in MDG medium voltage gain mode

提变换器在相同情况下,关断峰值电流为5A,如 图12a所示;相较而言,传统LLC双向谐振变换器 18

开关管的关断损耗和变压器磁损较大,较小的励 磁电感也增加了原边所有器件的通态损耗。



图 15~图 17 为所提变换器在 380 V 电压输 入、低压侧输出 72 V 及 36 V 的关键波形。

图 15 为 380 V 电压输入、高压侧输出 72 V、 功率为 350 W 时的关键波形,由图可知,在半个 周期内,电路在 S<sub>6</sub>,S<sub>7</sub>关断后,经过短暂的换流,谐 振电容电流由负变正,由于谐振电感承受反压电 流下降,当S<sub>2</sub>管开通时,电路开始重复谐振过程, 谐振电容电流再次上升。



图 16为 MCG 模式下,以最大功率 500 W 向 电池侧充电,低压电池侧输出 36 V 的关键波形。

图 17为 LCG 模式下输出 72 V 的电压波形, 适合低功率输出场合。

### 4.3 热成像图及效率曲线

图 18a、图 18b分别为功率500 W时,样机在正向60 V输入、输出电压380 V和反向380 V输入、 60 V输出时的热成像图。由图可知变换器主要





Fig.16 Key waveforms in MCG medium voltage





Fig.17 Key waveforms in LCG low voltage gain mode





(a)正向输入60 V

图18 样机正、反向热成像图

Fig.18 Forward and reverse thermal imaging of the prototype

图 19 为充放电状态下,低压侧电池电压保持 在 60 V时两种变换器效率对比的曲线,由图可知 所提变换器在 500 W 左右效率最高,正向峰值为 95.2%,反向峰值为 95%,相较于传统 LLC 双向谐 振变换器提升了约 1.1% 和 0.96%,最大输出功率 在 600 W 左右,且在全负载范围内效率均优于传 统 LLC 双向谐振电路。



Fig.19 Efficiency curves under different loads

5 结论

针对家庭等分布式电池储能系统中电动

车充放电控制器存在高母线电压和低电池电 压之间双向电能传输的需求,提出了一种变模 态宽电压范围双向隔离型谐振变换器,其特点和 优点如下:

1)复用的谐振电感通过反激阶段,额外增加 了轻载条件下的工作模式,提高了电路的功率 密度。

2)工作在定频模式,控制简单,有利于磁性 元器件设计。

3)励磁电感不参与谐振,减小了主变压器体积,在条件允许的范围内励磁电感可取较大值, 减小了环流。

本文为复用器件谐振型双向变换器应用在 家用型储能系统提供了设计参考,并通过实验搭 建样机模仿网侧母线电压对电池充放电,验证了 拓扑的可行性。

#### 参考文献

- IBANEZ F M, ECHEVERRIA J M. A step-up bidirectional series resonant DC/DC converter using a continuous current mode
   IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(7): 2972–2979.
- [2] HUA Bai, NIE Ziling, CHRIS C M. Experimental comparison of traditional phase-shift, dual-phase-shift, and model-based control of isolated bidirectional DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(6):1444-1449.
- [3] JIANG T, CHEN X, ZHANG J, et al. Bidirectional LLC resonant converter for energy storage applications[C]//Twentyeighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, USA, 2013: 1145– 1151.
- [4] 郑诗程,刘松梅,王杰,等.CLLLC谐振式双向全桥DC-DC 变换器[J].电力系统及其自动化学报,2019,31(4):83-90.
   ZHENG Shicheng,LIU Songmei,WANG Jie, et al. CLLLC resonant bidirectional full-bridge DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSU-EPSA,2019,31(4):83-90.
- [5] 杨东江,段彬,丁文龙,等.一种带辅助双向开关单元的宽输 入电压范围 LLC 谐振变换器[J].电工技术学报,2020,35
   (4):775-785.

YANG Dongjiang, DUAN Bin, DING Wenlong, et al. An improved LLC resonant converter with auxiliary bi-directional switch for wide-input-voltage range applications[J]. Transctions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(4):775–785.

[6] SUN X, SHEN Y, ZHU Y, et al. Interleaved Boost-integrated LLC resonant converter with fixed-frequency PWM control for renewable energy generation application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(8):4312-4326.

(下转第79页)

technology assessment on power quality part 5: power quality monitoring and data management[J]. Electric Power Automation Equipment, 2004(2):1-4.

- [16] 罗定志,江军,邱冬,等.电能质量监测平台95概率大值的 算法优化[J].智能电网,2017,5(7):651-655.
  LUO Dingzhi, JIANG Jun, QIU Dong, et al. The algorithm optimiation of 95% probability values for the power quality monitoring platform[J]. Smart Grid, 2017,5(7):651-655.
- [17] 李斌,郭雅娟,陈锦铭,等.电能质量监测系统95概率大值的top-k优化研究[J].电力信息化,2013,11(1):20-24.
  LI Bin, GUO Yajuan, CHEN Jinming, et al. Research on the top-k optimization method of 95% probability values for the power quality monitoring system[J]. Electric Power Information Technology,2013,11(1):20-24.
- [18] 范慧芳,咸日常,刘兴华,等.基于能量系数的电力变压器热 故障严重性评估方法[J]. 电测与仪表,2024,61(2):83-88.
  FAN Huifang, XIAN Richang, LIU Xinghua, et al. Evaluation method of thermal fault severity of power transformer based on energy coefficient[J]. Electrical Measurement & Instrumentation,2024,61(2):83-88.

- [19] XIE Wenjun, ASADI Mokgan, WARSHEL Arieh. Enhancing computational enzyme design by a maximum entropy strategy
   [J]. Proceedings of the National Academy of Sciences, 2022, 119(7);e2122355119.
- [20] 王涛,李正良,范文亮.基于改进统计矩点估计法和最大熵 原理的结构整体可靠度分析[J].工程力学,2022,39(3): 193-200,211.

WANG Tao, LI Zhengliang, FAN Wenliang. Global reliability analysis of structures based on improved statistical moment point estimation method and maximum entropy principle[J]. Engineering Mechanics, 2022, 39(3):193–200, 211.

[21] 门宝辉,常溶溶.基于局部均值分解和最大熵谱估计的径流 分析[J].水力发电学报,2021,40(9):27-34.
MEN Baohui, CHANG Rongrong. Runoff analysis based on local mean decomposition and maximum entropy spectrum estimation[J]. Journal of Hydroelectric Engineering, 2021,40(9): 27-34.

tion,2024,61(2):83-88. 收稿日期:2022-11-17 修改稿日期:2022-12-08

## (上接第19页)

[7] 袁义生,赖立.一种多模式电流馈LCL谐振变换器[J].中国 电机工程学报,2020,40(10):3259-3270.

YUAN Yisheng, LAI Li. A multi-mode current-fed LCL resonant converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(10): 3259–3270.

- [8] ZHAO X, ZHANG L, BORN R, et al. A high-efficiency hybrid resonant converter with wide-input regulation for photovoltaic applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017,64(5):3684–3695.
- [9] MCDONAL B, WANG F. LLC performance enhancements with frequency and phase shift modulation control[C]//2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) , 2014:2036–2040.
- [10] 刘建强,张泽辉,艾宇.一种变拓扑L-LLC谐振变换器研究
   [J].中国电机工程学报,2022,42(23):8652-8664.
   LIU Jianqiang, ZHANG Zehui, AI Yu. Research on a variable

topology L-LLC resonant converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(23): 8652-8664.

- [11] 李善寿,王浩,叶伟,等.抑制DAB变换器回流功率的双重移相 调制策略[J]. 电力系统保护与控制,2022,50(17):14-23.
  LI Shanshou, WANG Hao, Ye Wei, et al. Dual phase shift modulation strategy for reactive power suppressing of a DAB converters[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(17): 14-23.
- [12] YANG Sihun, SHOVAMA M, ZAITSU T, et al. Detail operating characteristics of bi-directional LLC resonant converter[C]// 2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications(ICRERA), 2012; 1–6.

收稿日期:2022-09-26 修改稿日期:2022-11-14