

变模态宽电压范围双向LC谐振变换器

袁义生¹,黄翌琨¹,曹晖¹,黄志敏²

(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 Yisheng¹, HUANG Yikun¹, CAO Hui¹, HUANG Zhimin²

(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^[1]。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^[2]。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_s 远高于谐振频率 f_r ,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_1 、谐振电感 L_r 、一个原边H桥电路、一个串联谐振电容 C_r 、一个原副边匝比为 $1:n$ 的高频

主变压器 T_2 、一个副边H桥电路和输入输出滤波电容组成,其中 $D_1\sim D_9$ 分别为开关管 $S_1\sim S_9$ 的体二极管, $C_1\sim C_9$ 为 $S_1\sim S_9$ 的寄生电容, L_m 为变压器在低压侧的励磁电感。

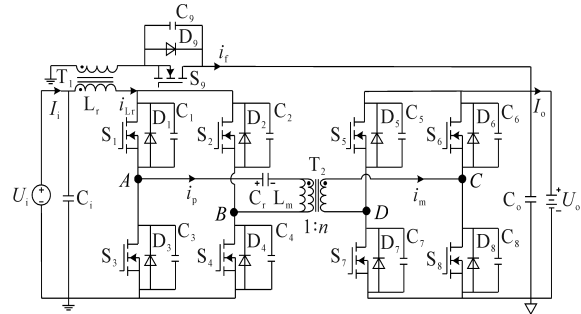


图1 所提变模态宽电压范围双向LC谐振变换器

Fig.1 The proposed variable mode wide voltage range bidirectional LC resonant converter

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_r ,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Flyback 3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_m 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 $f_r = 1/2\pi\sqrt{L_r C_r}$,开关角频率 $\omega_s = 2\pi f_s$,谐振角频率 $\omega_r = 2\pi f_r$ 。

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(medium 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_1, S_2 脉宽,调节 S_3, S_4 与桥臂直通的时间改变增益,副边开关管 $S_5\sim S_8$ 工作在同步整流状态。 $[t_0, t_4]$ 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_{L_r} 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_r 的作用 S_1, S_4 可等效零电流开通 (zero current switching, ZCS)。 t_1 时刻 i_{L_r} 的值为

$$i_{L_r}(t) = \frac{D_b U_i L_r}{2f_s} \quad (1)$$

式中: D_b 为 S_1 和 S_4 管共同导通的时间。

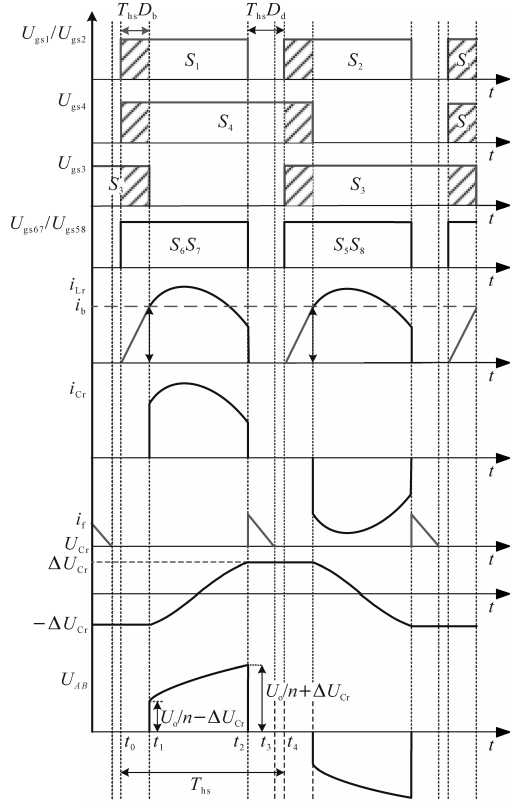


图2 正向功率传输下高增益主要波形
Fig.2 Main waveforms with high gain under positive power transmission

开关模式 1 [t_1, t_2]: 谐振阶段, t_1 时刻, 此模式工作方式如图 3b 所示, 开关管 S_3 关断, 由于 L_m 很大, 此时 C_r 和 L_r 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_6, D_7 给寄生电容放电, 此时给 S_6, S_7 触发信号, 实现两管零电压开通 (zero voltage switching, ZVS), U_{AB} 值为 $U_o/n - U_{cr}$ 。谐振电流和电压的时域表达式为

$$i_{L_r}(t) = I_b \cos[\omega_r(t - t_1)] + \frac{n(U_i + \Delta U_{cr}) - U_o}{nZ_r} \sin[\omega_r(t - t_1)] \quad (2)$$

$$U_{cr}(t) = U_i - \frac{U_o}{n} - (U_i + \Delta U_{cr} - \frac{U_o}{n}) \cos[\omega_r(t - t_1)] + i_b Z_r \sin[\omega_r(t - t_1)] \quad (3)$$

开关模式 2 [t_2, t_3]: 反激模式, 对应图 3c, t_2 时刻 S_1 管关断, S_3 管继续导通, 侧谐振电感电流 i_{L_r} 转移到辅助变压器 T_2 原边给负载供能。 U_{AB} 值为 0, 此阶段反激电流为

$$i_f = \frac{i_{L_r}(t_2)}{k} - \frac{k^2 U_i}{L_r} (t - t_2) \quad (4)$$

开关模式 3 [t_3, t_4]: t_3 时刻, T_2 绕组能量释放完毕, 反激电流置零, 为下半周期开关管 S_2, S_3 的 ZCS 开通做准备, 至此, 半个工作阶段结束。

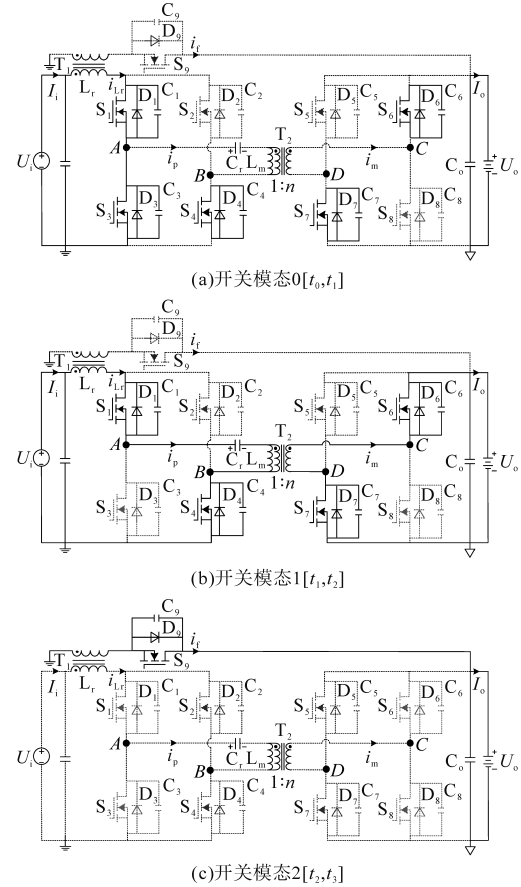


图3 正向功率传输高电压增益模式电路工作模式
Fig.3 Operating mode of power transmission high voltage gain mode circuit

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_1, S_4, S_2 和 S_3 的脉冲宽度改变输出电压。 [t_0, t_3] 为上半周期的 3 个工作模式, 相关波形如图 4 所示, 各阶段具体描述如下:

开关模式 0 [t_0, t_1]: 类似 HDG 模式 1, i_{L_r} 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 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。

开关模式 1 [t_1, t_2]: 类似 HDG 模式 2, 开关管

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。

开关模式 2 $[t_2, t_3]$:为防止桥臂直通,本阶段为死区时间, t_3 时刻之后电路进入下半个周期工作模式。

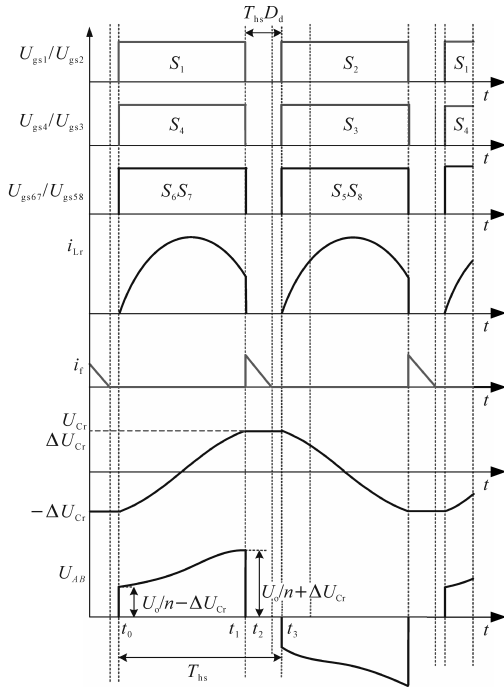


图4 正向功率传输下中电压增益主要波形
Fig.4 Main waveforms of the medium voltage gain under forward power transmission

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_r 储能, i_{Lr} 线性上升, D_9 处于关断状态,当开关关断时, L_r 的能量转移到 T_2 绕组, i_r 线性下降到零,由于 i_{Lr} 断续, $S_1 \sim S_4$ 可实现 ZCS 开通, D_9 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_{CD} 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。

开关模式 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,

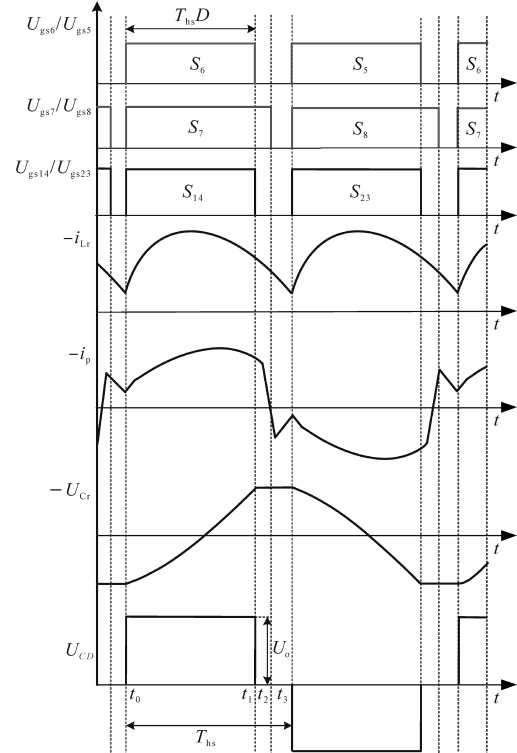


图5 反向功率传输下中电压增益主要波形
Fig.5 Main waveforms of the medium voltage gain under reverse power transmission

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:

$$i_r(t) = \frac{nU_i - U_o + \Delta U_{cr}}{Z_r} \sin(\omega_r t) \quad (5)$$

开关模式 1 $[t_1, t_2]$: t_1 时刻关断开关管 S_6, S_4, S_1 , 变压器 T_1 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_2, D_3 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_r ,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_2 副边电流 i_p 减小, T_2 原边感应出下正上负的反电动势,此时考虑 T_2 原边漏感与励磁电感并联,变压器 T_2 原边 i_m 减小至 0 开始反向增大。

开关模式 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_9 的开通占空比,当 S_9 开通时,变压器 T_1 储能,当 S_9 关断时,电路通过原边 L_r 将能量馈送至负载端,适用于低功率输出。

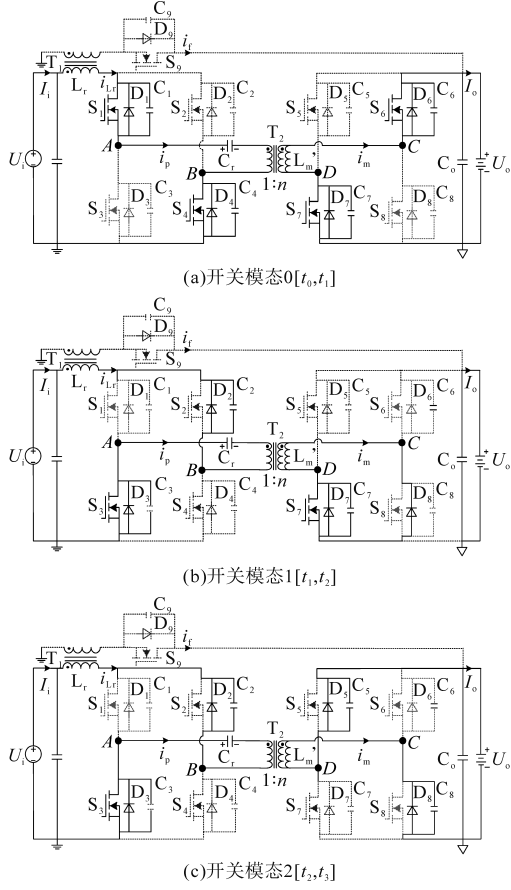


图6 反向功率传输中电压增益电路工作模式

Fig.6 Operating mode of medium voltage gain circuit in reverse power transmission

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谐振模式和反激模式向负载馈能产生,两模式电流平均值分别为 I_f 和 I_d ,忽略变换器工作的其他损耗,反向传输下输出电压增益为

$$G_{\text{HDG}} = \frac{(I_d + I_f)R_o}{U_o} \quad (6)$$

忽略励磁电流, I_d 的平均值等于谐振电流的积分:

$$I_d = \frac{2U_i}{n^2\pi Z_r [1 + \cos\pi(1 - D_d - D_b)]} \cdot [n\pi D_b \sin\pi(1 - D_d - D_b) + (n - G_{\text{HDG}}) \cdot [1 - \cos\pi(1 - D_d - D_b)]] \quad (7)$$

I_f 为 t_2 时间后,在反激阶段变压器 T_2 高压侧耦合电感向负载释放能量的平均电流:

$$I_f = f_s L_r i_{L_r}^2(t_2) / U_o \quad (8)$$

将式(6)、式(7)代入式(5)可得反向增益 G_{HDG} 与 $D_b, 1-D_d, Q$ 之间的隐函数:

$$f_{\text{HDG}}(G_{\text{HDG}}, D_b, D_d, Q) = \frac{\pi}{8n^2 Q \{1 + \cos[\pi(1 - D_d - D_b)]\}} \cdot \{2n\pi D_b \sin[\pi(1 - D_d - D_b)] + 4n\pi D_b [1 - \sin(\pi(1 - D_d))] + 2n(1 - nG_{\text{HDG}}) \{1 - \cos[\pi(1 - D_d - D_b)]\} + \frac{1}{2kC_{\text{HDG}} \{1 + \cos[\pi(1 - D_d - D_b)]\}} \cdot \{\pi D_b \{1 + \cos[\pi(1 - D_d - D_b)]\} + 2(1 - kG_{\text{HDG}}) \sin[\pi(1 - D_d - D_b)] + 2\pi D_b \{1 - \sin[\pi(1 - D_d - D_b)]\} \cdot \sin[\pi(1 - D_d - D_b)]\}^2 - G_{\text{HDG}} \quad (9)$$

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 $D_b=0$ 代入式(9)可得反向中增益 G_{MDG} 的函数:

$$f_{\text{MDG}}(G_{\text{MDG}}, D_d, Q) = G_{\text{MDG}} - \frac{\pi(1 - nG_{\text{MDG}})}{4kn^2 Q G_{\text{MDG}}} \cdot \frac{1 - \cos[\pi(1 - D_d)]}{1 + \cos[\pi(1 - D_d)]} \quad (10)$$

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_{LDG} 增益为

$$G_{\text{LDG}} = (D_f/k) \sqrt{R_o T_s / (2L_r)} \quad (11)$$

由式(9)和式(10)可绘制反向传输时以 D_b 和 $1-D_d$ 为坐标的增益曲线,如图7所示。

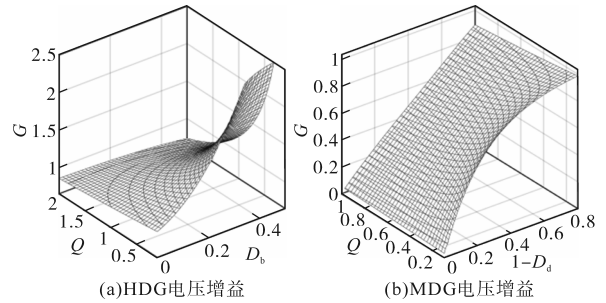


图7 所提电路正向电压增益曲线

Fig.7 The forward voltage gain curves of the proposed circuit

2.2 反向增益计算

变换器反向传输能量时 U_{CD} 为正负交替的方波电压,导通时间受 S_3/S_6 管占空比 D 影响,增益为

$$G_{\text{MCG}} = nU_i / U_o = nR_i I_f / U_i \quad (12)$$

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:

$$f_{\text{MCG}}(G_{\text{MCG}}, D, Q) = 8QG_{\text{MCG}} [1 + \cos(\pi D)] - \pi(1 - G_{\text{MCG}}) \cdot [3 + \cos(\pi D)] \cdot \{1 - \cos(\pi D) + \frac{\sin^2(\pi D)(1/n - G_{\text{MCG}})[3 + \cos(\pi D)]}{2[2/n - G_{\text{MCG}} + \cos(\pi D)]}\} \quad (13)$$

由式(13)可得反向过程中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式工作下的反激电路,增益为

$$G_{\text{LCG}} = kD_{\text{cf}} \sqrt{R_i T_s / (2L_r)} \quad (14)$$

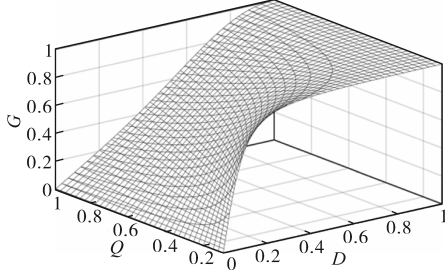


图8 所提变换器MCG模式电压增益曲线

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

3 关键参数设计

3.1 $D_{b_{\text{max}}}$ 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_b 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_b 时间太短则达不到最高增益要求,综合考虑 $D_{b_{\text{max}}}$ 预设设为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 $D_{b_{\text{max}}}$,结合图7可知符合最大增益 G_{dmax} 的品质因数 Q_m ,由最大输出电流 I_{opeak} 、额定输入电压 U_i 可得谐振参数 L_r 和 C_r :

$$\begin{cases} L_r = \frac{8Q_m G_{\text{dmax}} U_i}{n\pi^2 \omega_r I_{\text{opeak}}} \\ C_r = \frac{n^2 \pi^2 I_{\text{opeak}}}{8U_i G_{\text{dmax}} \omega_r Q_m} \end{cases} \quad (15)$$

3.3 模式切换设计

3.3.1 D_{dmin} 的设计

对于 D_{dmin} 的设计应考虑变换器最大增益条件下, i_{Lr} 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_t 半周期内能自动复位,由式(2)、式(4)可得:

$$\frac{1 - D_{\text{dmin}}}{2f_s} \geq t_f = \frac{L_r i_{Lr}(t_2)}{kU_o} \quad (16)$$

将 $D_{b_{\text{max}}}$ 代入式(1),联立式(2),可得 D_{dmin} 为0.18。

3.3.2 D_{dfmax} 的设计

在模态的变化时应充分考虑切换的平滑性,

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_2 和谐振电容 C_r 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:

$$\begin{cases} G_{\text{MDG}} = G_{\text{LDG}} \\ 2[i_{Lr-\text{MDG}}(1 - D_{\text{dmax}})] = \frac{D_{\text{dfmax}} U_i}{L_r f_s} \end{cases} \quad (17)$$

可得 $D_{\text{dmax}}=0.49, D_{\text{dfmax}}=0.32$ 。

图9所示为模式切换时,变换器增益同负载以及不同模式下控制量的关系。可得:由3.1节设计的最大增益点定义在 G_1 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_{min} 下的MDG增益曲线于 c 点作为两者临界点。

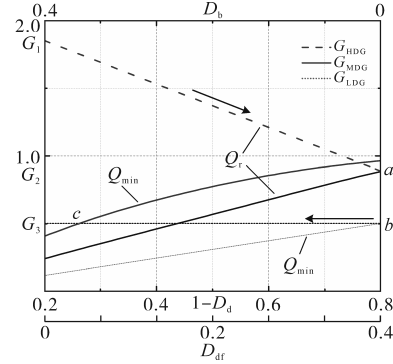


图9 相关模式划分

Fig.9 Division of related patterns

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_r 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 $-U_{cr}$,谐振阶段结束后电压为 U_{cr} ,谐振电容电压应力为

$$2\Delta U_{cr} = \frac{1}{C_r} \int_{t_1}^{t_2} i_{Lr}(t) dt \quad (18)$$

将式(3)代入式(18)得:

$$U_{cr} = U_o \{ n\pi D_b \sin\pi(1 - D_d - D_b) + (n - G)[1 - \cos\pi(1 - D_d - D_b)] \} / n \cdot [1 + \cos\pi(1 - D_d - D_b)] \quad (19)$$

可得 C_r 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

$$I_{\text{dpeak}} = \sqrt{I_b^2 + \left[\frac{n(U_o - \Delta U_{cr}) - U_i}{nZ_r} \right]^2} \quad (20)$$

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_{con} 小于阈值 u_{dl} 时调节 D_{df} 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_b 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。

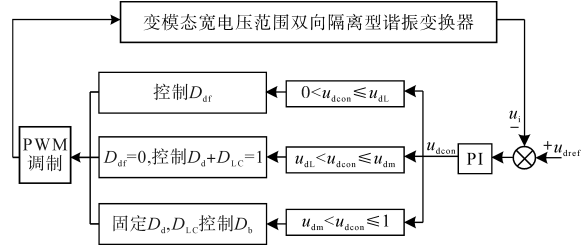


图 10 所提电路闭环控制框图

Fig.10 Closed-loop control block diagram of the proposed circuit

表 1 拓扑比较

Tab.1 Topological comparison

对比	DAB 变换器 ^[11]	LLC 双向谐振变换器 ^[12]	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 500 W 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。

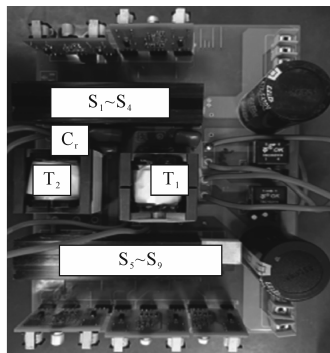


图 11 样机图片

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 500 W 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

实验元器件	器件规格参数	
	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 $L_r/\mu\text{H}$	5	3.6
谐振电容 C_r	550 nF/630 V	706 nF/630 V
谐振频率 f_s/kHz	100	100
开关管 $S_1\sim S_6$ 型号	STW65N80K5	STW65N80K5
主变压器 T_1 型号	PC40PQ40(10:52)	PC40PQ40(10:52)
磁化电感 $L_m/\mu\text{H}$	100	9
辅变压器 T_2	PC40PQ40(6:24)	—
输入输出电感/ μH	3×470	3×470

图 12 中, U_{gs1}, U_{gs3} 为同一桥臂 S_1, S_3 管的驱动信号; U_{AB} 为 T_2 原边桥口电压; U_{cr} 为谐振电容电压; U_o 为输出电压; i_{Lr}, i_p 为流过 L_r, C_r 的电流。如图 12a、图 12b 所示,此时 D_b 约为 0.41,输出电压 340 V, i_{Lr} 在 BOOST 阶段线性上升,随后谐振传输能量, U_{cr} 电压开始呈周期性变化, S_1, S_2 关断后进入反激阶段,电路通过 T_2 释放能量给负载。图 12c 为 HDG 模式软开关波形,在升压阶段, S_1 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 $U_i=36\text{ V}$ 、输出电压 340 V 时的关键波形,其中 I_1 为一次侧输入电流。为了达到相同增益,此时 f_s 为 64 kHz,励磁电感感值为 $9\ \mu\text{H}$,关断峰值电流为 17 A,而所

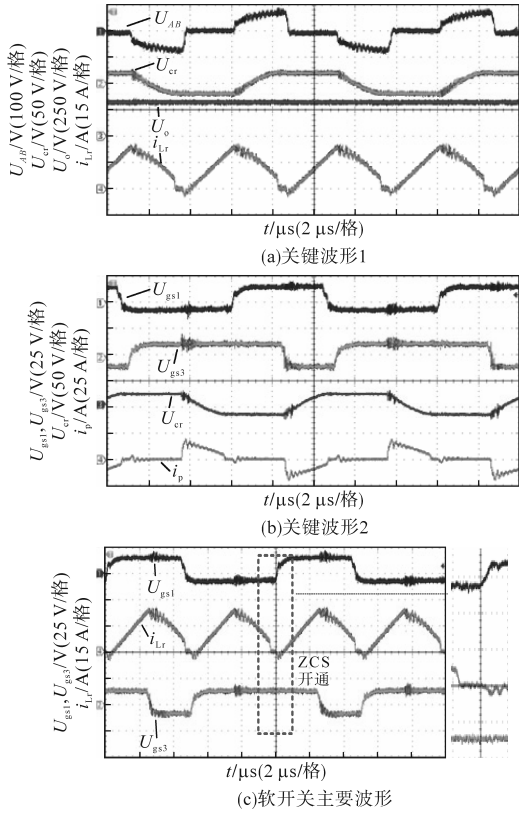


图12 HDG 高电压增益模式下关键波形

Fig.12 Key waveforms in HDG high voltage gain mode

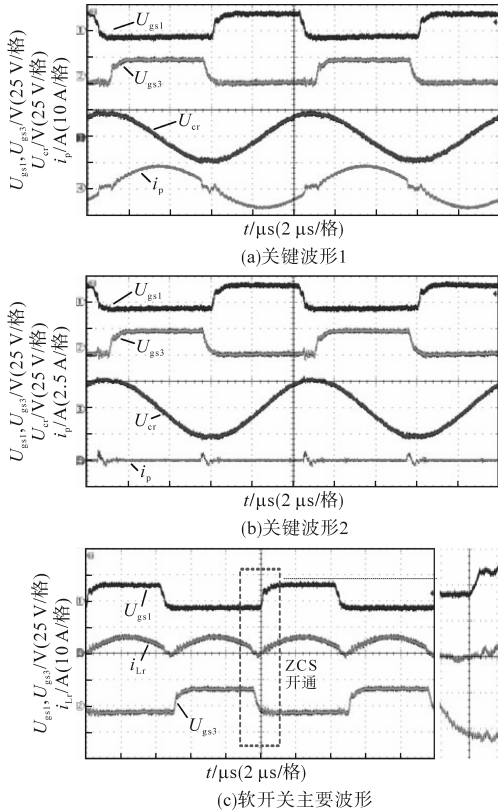


图13 MDG 中电压增益模式下关键波形

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5 A,如图12a所示;相较而言,传统LLC双向谐振变换器

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。

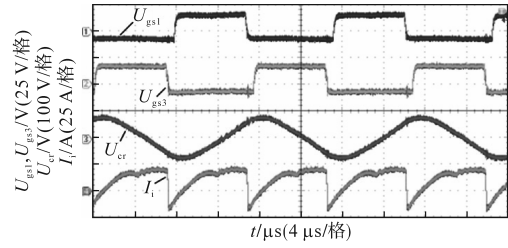


图14 传统双向LLC变换器正向传输波形

Fig.14 Forward transmission waveforms of traditional bidirectional LLC converter

4.2 能量反向传输关键波形

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_6, S_7 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_2 管开通时,电路开始重复谐振过程,谐振电容电流再次上升。

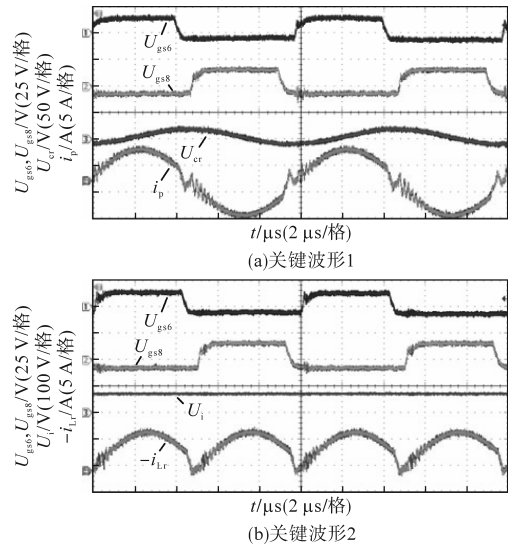


图15 MCG中电压增益模式下关键波形(72 V输出)

Fig.15 Key waveforms in MCG medium voltage gain mode(72 V output)

图16为MCG模式下,以最大功率500 W向电池侧充电,低压侧输出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

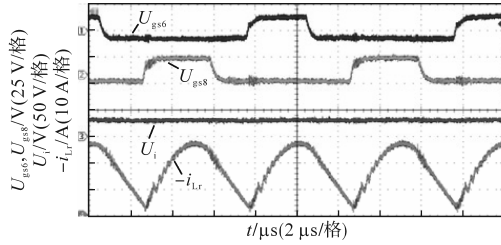


图16 MCG中电压增益模式下关键波形(48 V输出)

Fig.16 Key waveforms in MCG medium voltage gain mode (48 V output)

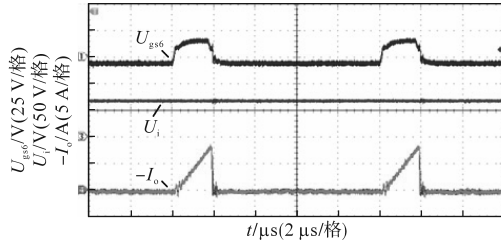


图17 LCG低电压增益模式下关键波形

Fig.17 Key waveforms in LCG low voltage gain mode

功率损耗集中在开关管 $S_1\sim S_4$ 以及主变压器 T_2 。

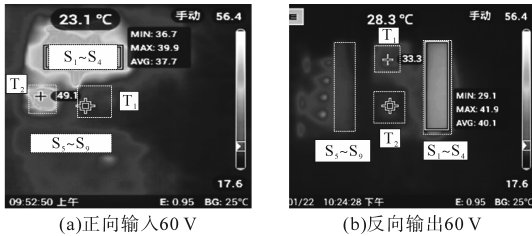


图18 样机正、反向热成像图

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60V时两种变换器效率对比的曲线,由图可知所提变换器在500W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600W左右,且在全负载范围内效率均优于传统LLC双向谐振电路。

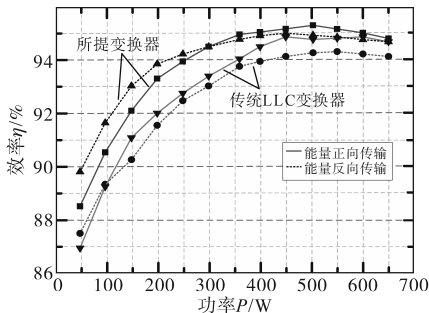


图19 不同负载下效率曲线

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

- [1] IBANEZ F M, ECHEVERRIA J M. A step-up bidirectional series resonant DC/DC converter using a continuous current mode [J]. 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]//Twenty-eighth 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. CLLC 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. CLLC 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]. Transactions 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)

