

一种双向升降压五桥臂DC-DC变换器

袁义生, 刘伟

(华东交通大学 电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要: 为了提升宽电池电压下双向DC-DC变换器的工作效率, 提出一种双向都可以升降压工作的DC-DC变换器。该变换器仅在传统的LLC谐振型双向DC-DC变换器上增加一组Boost桥臂, 通过提出的调制方法, 形成了多种工作模式, 拓宽了电压增益范围, 并减小了开关频率工作范围, 简化了磁性元件的设计。变换器采用脉冲宽度调制-脉冲频率调制, 电池放电时有中、高2种电压增益模式, 对电池充电时有低、中、高3种电压增益模式, 所有模式中均可实现全负载范围内的软开关状态。对各模式的工作原理、增益公式推导进行了详细的描述。最后以对40~120 V蓄电池充放电应用为对象, 给出变换器设计和控制方法, 并搭建了相应参数的实验样机。实验结果验证了该变换器分析的有效性和正确性。

关键词: 双向DC-DC变换器; 宽范围; 多模式; 谐振; 软开关

中图分类号: TM46

文献标志码: A

DOI: 10.16081/j.epae.202409016

0 引言

双向DC-DC变换器在要求双向电力交换的系统中至关重要, 它广泛应用于微电网、复合储能系统、电动汽车等领域^[1-4]。它的一个DC侧接电池组, 为了适应不同的需求, 通常有40~60 V(家用)、50~120 V(三轮车)、150~1 000 V(四轮及以上车)等; 另一个DC侧接装置内部的中间直流母线, 有200 V(110 V AC系统)、400 V(220 V AC系统)、800 V(三相380 V AC系统)等^[5-6]。在上述的各应用场景中, 电池电压工作时变化范围较宽, 对双向DC-DC变换器的高效率设计带来了挑战。

常见的隔离型双向DC-DC变换器拓扑有双有源桥(dual active bridge, DAB)变换器和谐振式双向DC-DC变换器。DAB变换器常用于中大功率场合, 主要依靠移相控制来调节增益及功率流动方向, 有单重移相、多重移相等控制方式, 具有较宽的软开关和增益范围^[7-10], 但在宽电压范围下应用时存在电流尖峰高、环流大的缺点。

典型的谐振式双向DC-DC变换器有LLC谐振型^[11-12]和CLLC谐振型^[13-14]。前者正向工作电压增益大于1; 但反向工作时相当于一个串联型谐振变换器, 增益小于1。由于工作时采用脉冲频率调制(pulse frequency modulation, PFM)模式, 开关频率调节范围较宽, 电磁元件的设计较为复杂。后者解

决了LLC变换器反向增益小于1的问题, 但在低压侧为大电流的场合引入一组LC器件, 显著降低了变换器的能量密度。

传统双向LLC谐振变换器采用PFM方法, 在宽范围输入、输出的场合有以下不足: ①采用PFM, 开关频率工作范围宽, 磁性元件设计较困难; ②重载时电压增益不高, 难以实现宽范围电压输出; ③轻载或者低电压增益时, 开关频率过高, 开关损耗增加, 效率不高。因此, 传统双向LLC谐振变换器不适合应用于电压宽范围输入输出的场景中^[15-17]。

目前, 解决LLC谐振型双向DC-DC变换器重载时电压增益范围不够宽、轻载时效率低的方法概括为以下4类。①改变谐振腔参数^[18-19], 包括构造额外LC网络的方法^[18], 以及改变励磁电感的方法^[19]。前者可以自由改变谐振参数, 以减小频率变化范围, 但需要增加额外的开关电路。后者的励磁电感可以工作在大、小2种状态, 以分别适应额定电压增益和高电压增益的需求。②改变变压器变比^[20-21], 通过设置投切开关, 改变变压器匝比, 从而达到宽范围输出。但该方法增加了变压器的损耗, 降低了变换器的效率, 且在投切开关前后输出电压相差较为悬殊, 对电路冲击较大。③重构谐振腔^[22-24]。文献[22]提出了一种新型的具有2个谐振腔的电路结构, 通过开关控制可使电路工作在单谐振腔或是双谐振腔模式下, 提高了电压增益的范围, 但是切换谐振腔的状态给电路带了较大的冲击电压, 需要较为复杂的控制方案。文献[23]采用了LCLL谐振腔, 通过增加2个辅助电感解决了LLC转换器不能在反向运行时升压的缺点, 而使用较小的励磁电感增加了环流功率, 不利于提高效率。文献[24]提出了一种采用拓扑变形技术在CLLC和CLLC-C谐振腔中进行切换的电路结构, 该结构在较窄的频率范围内具有较宽

收稿日期: 2024-01-05; 修回日期: 2024-06-05

在线出版日期: 2024-09-18

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(52067007); 江西省自然科学基金重点资助项目(20232ACB204024)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(52067007) and the Key Project of Jiangxi Province Natural Science Foundation(20232ACB204024)

的电压增益,但谐振元件较多,导致整体效率不高。

④采用新型调制策略^[25-26]。文献[25]中利用PFM和移相脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)相结合的调制方法,当重载或者输出高电压时,变换器采用PFM,当轻载或者输出低电压时,采用移相PWM,这种混合调制方法可以限制开关频率范围,达到宽输出电压,并且实现全负载内软开关,但是无法克服低增益时效率较低的缺点,而且增加了控制变量,加大了控制难度。

本文结合上述第③、④种方法提出一种五桥臂结构的双向DC-DC变换电路,它由低压侧全桥开关电路、高压侧三桥臂逆变电路、谐振网络和变压器构成。所提变换器可以实现双向DC-DC变换,双向共有5种工作模式,调制策略采用PWM和PFM 2种方法,可在较大范围内调节双向电压增益,适用于含有电池储能等要求双向电力交换的应用场景。

1 拓扑结构及工作原理

1.1 拓扑结构及工作状态

图1为本文提出的双向升降压五桥臂DC-DC变换器。该变换器低压侧为电池端口,由开关管 S_1 — S_4 组成全桥结构;高压侧为直流母线端口,由开关管 S_5 、 S_6 组成谐振 R_1 桥臂,开关管 S_9 、 S_{10} 组成谐振 R_2 桥臂,二极管 D_{11} —开关管 S_7 、二极管 D_{12} —开关管 S_8 组成Boost桥臂,形成三桥臂结构。两侧通过一个匝比为1:K的高频变压器T隔离。复用电感 L_r 与谐振电容 C_r 在高压侧以减小体积重量。图1中: U_i 和 i_i 分别为低压侧电压和电流; U_o 和 i_o 分别为高压侧电压和电流; C_i 、 R_i 分别为低压侧输出电容及其等效负载电阻; C_o 、 R_o 分别为高压侧输出电容及其等效负载电阻。

相较于传统的LLC谐振型双向DC-DC变换器,所提变换器高压侧多了一个Boost桥臂,变压器有更大的励磁电感、较小的励磁环流,使得充电模式效率得到提高,并在简化变压器设计的同时提高了放电

模式的效率。

为简化分析,作如下假设:

1)主变压器T励磁电感 $L_m \gg L_r$,励磁电流近似为0;

2)所有的开关管、二极管、电容均为理想器件。

本文定义特征阻抗 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$,品质因数 $Q = \pi^2 Z_r / (8K^2 R_i)$,谐振频率 $f_r = 1/(2\pi\sqrt{L_r C_r})$,开关频率为 f_s ,归一化频率 $f_n = f_s/f_r$,谐振角频率 $\omega_r = 2\pi f_r$,归一化角频率 $\omega_n = \omega_s/\omega_r$,同时有 $Z_r = \omega_r L_r$ 。

电池组放电时有高、中电压增益2种模式,电池组充电工作时有高、中、低3种电压增益模式,以下详细阐述。

1.2 电池组放电模式及工作原理

1.2.1 放电中电压增益模式

当 U_i 较高时,采用放电中增益(discharging medium gain, DMG)模式工作, $f_s = f_r$,关键波形如图2所示,图中 u_{gs} 为开关管的驱动信号。左侧开关管 S_1 和 S_2 采用PWM,导通占空比 $D_m = 2(t_1 - t_0)/T_s$; S_3 和 S_4 固定占空比略小于0.5。右侧开关管 S_5 、 S_6 、 S_9 、 S_{10} 分别与 S_1 — S_4 同时动作。

$[t_0, t_4]$ 对应上半个周期的3个工作阶段,包含LC谐振阶段、环流阶段、断流及死区阶段,其工作方式如附录A图A1所示。各阶段简述如下。

1)阶段1 $[t_0, t_1]$:LC谐振阶段。在 t_0 时刻,谐振电感电流 i_{L_r} 初始值为0,开关管 S_1 、 S_4 、 S_5 、 S_{10} 实现零电流导通(zero current switching, ZCS),电容电压为反向极值 $-\Delta U_{CrM}$ 。 L_r 和 C_r 开始谐振,能量从低压侧向高压侧传递。此阶段谐振电流 i_{L_r} 和谐振电压 u_{Cr} 的时域表达式分别为:

$$\begin{cases} i_{L_r}(t) = \frac{KU_i - U_o + \Delta U_{CrM}}{Z_r} \sin[\omega_r(t - t_0)] \\ u_{Cr}(t) = KU_i - U_o - (KU_i - U_o + \Delta U_{CrM}) \cos[\omega_r(t - t_0)] \end{cases} \quad (1)$$

2)阶段2 $[t_1, t_2]$:环流阶段。 t_1 时刻 S_1 关断, D_2 导通, U_{AB} 电压箝制为0,左侧电路处于环流阶段。 L_r 两端承受电压为 $U_o + u_{Cr}$, i_{L_r} 下降释放能量。

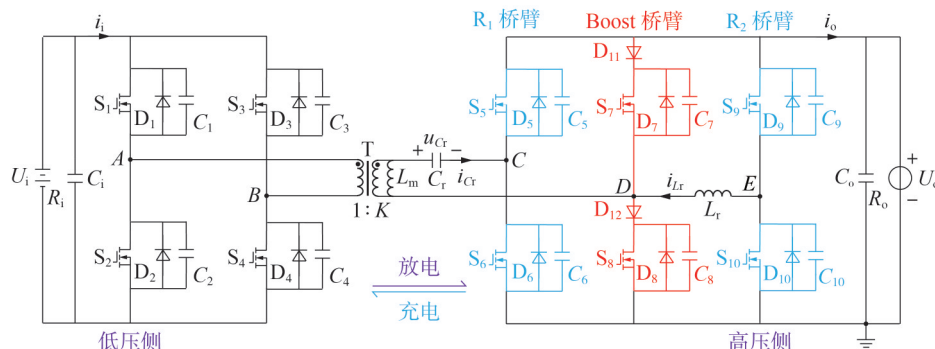


图1 双向DC-DC变换器

Fig.1 Bidirectional DC-DC converter

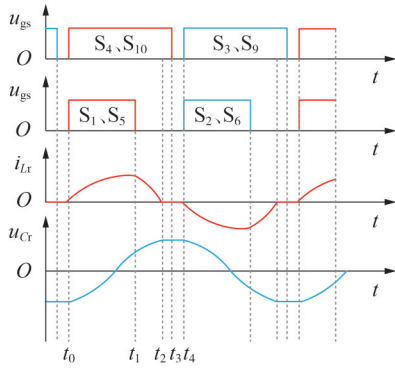


图2 DMG模式的主要波形

Fig.2 Main waveforms of DMG mode

3)阶段3 $[t_2, t_4]$:断流及死区阶段。 t_2 时刻, i_{Lr} 下降为0, L_r 能量释放完毕, u_{Cr} 达到正向峰值 ΔU_{CrM} 。 t_3 时刻, S_4, S_{10} 实现零电流关断。其中 $[t_3, t_4]$ 为死区阶段,此阶段由电容 C_o 向负载供电。

1.2.2 放电高电压增益模式

当 U_i 较低时,采用放电高增益(discharging high gain, DHG)模式工作, $f_s = f_r$, 关键波形如图3所示。 S_9, S_{10} 采用PWM, 导通占空比 $D_h = 2(t_1 - t_0)/T_s$ 。 S_1, S_4, S_5 和 S_2, S_3, S_6 固定占空比略小于0.5。

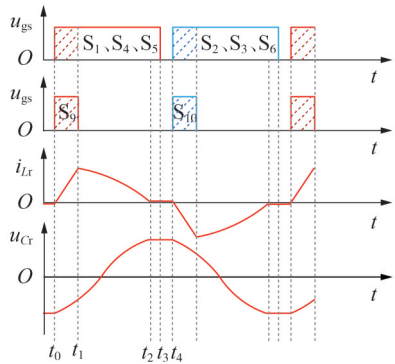


图3 DHG模式的主要波形

Fig.3 Main waveforms of DHG mode

$[t_0, t_4]$ 对应上半个周期的3个工作阶段,包含 L_r 储能阶段、LC谐振阶段、截止和死区阶段,其工作方式如附录A图A2所示,各阶段简述如下。

1)阶段1 $[t_0, t_1]$: L_r 储能阶段。 t_0 时刻, i_{Lr} 初始值为0, 开关管 S_1, S_4, S_5, S_9 实现零电流导通。 C_r 的初始电压为 $-\Delta U_{CrM}$, L_r 两端的初始电压为 $KU_i + \Delta U_{CrM}$ 。 L_r, C_r 谐振, U_i 和 C_r 共同为 L_r 储能,此阶段 i_{Lr} 和 u_{Cr} 的时域表达式分别为:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = \frac{KU_i + \Delta U_{CrM}}{Z_r} \sin[\omega_r(t - t_0)] \\ u_{Cr}(t) = KU_i - (KU_i + \Delta U_{CrM}) \cos[\omega_r(t - t_0)] \end{cases} \quad (2)$$

本阶段实现了 L_r 的储能,由 C_o 向负载供电。

2)阶段2 $[t_1, t_2]$: LC谐振阶段。 t_1 时刻 S_9 关断, L_r 储能阶段结束。 S_{10} 的体二极管 D_{10} 导通, L_r 和 C_r 开始

谐振向负载馈能。本阶段谐振电流初始值为 $i_{Lr}(t_1)$, i_{Lr} 和 u_{Cr} 的时域表达式分别为:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = \frac{KU_i - U_o - u_{Cr}(t_1)}{Z_r} \sin[\omega_r(t - t_1)] + i_{Lr}(t_1) \cos[\omega_r(t - t_1)] \\ u_{Cr}(t) = KU_i - U_o + i_{Lr}(t_1) Z_r \sin[\omega_r(t - t_1)] + (KU_i - U_o - u_{Cr}(t_1)) \cos[\omega_r(t - t_1)] \end{cases} \quad (3)$$

本阶段通过LC谐振向负载传递能量。

3)阶段3 $[t_2, t_4]$:截止和死区阶段。 t_2 时刻, i_{Lr} 下降为0。至 t_3 时刻, S_1, S_4, S_5 实现零电流关断。其中 $[t_3, t_4]$ 为死区阶段,由 C_o 向负载供电。

1.3 电池组充电模式及工作原理

1.3.1 充电低电压增益模式

当 U_i 较低时,采用充电低增益(charging low gain, CLG)模式,高压侧仅 S_9, S_5 和 S_6 工作, S_7, S_8 和 S_{10} 不工作,低压侧 S_2, S_3 与高压侧 S_6 同时动作,低压侧 S_1, S_4 与高压侧 S_5 同时动作。 S_9 全周期导通, $S_1 - S_6$ 固定占空比略小于0.5,采用PFM,主要波形见附录A图A3。该模式工作原理与传统半桥型LLC谐振电路相同。

1.3.2 充电中电压增益模式

当 U_i 中等时,采用充电中增益(charging medium gain, CMG)模式, $f_s = f_r$, 其关键波形如附录A图A4所示。高压侧仅 S_5, S_6, S_9, S_{10} 工作, S_7, S_8 不工作。 S_9 和 S_{10} 采用PWM, 导通占空比 $D_{cm} = 2(t_1 - t_0)/T_s$; S_5 和 S_6 固定占空比略小于0.5。低压侧 $S_1 - S_4$ 分别与 S_5, S_6, S_9, S_{10} 同时动作。其等效电路见附录A图A5。具体工作过程如下。

1)阶段1 $[t_0, t_1]$: LC谐振阶段。在 t_0 时刻, i_{Lr} 初始值为0, u_{Cr} 为反向极值 $-\Delta U_{CrM}$ 。开关管 S_2, S_3, S_6, S_9 实现零电流导通。 L_r 和 C_r 开始谐振,能量从高压侧向低压侧传递。此阶段 i_{Lr} 和 u_{Cr} 的时域表达式分别为:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = \frac{U_o - KU_i + \Delta U_{CrM}}{Z_r} \sin[\omega_r(t - t_0)] \\ u_{Cr}(t) = U_o - KU_i - (U_o - KU_i + \Delta U_{CrM}) \cos[\omega_r(t - t_0)] \end{cases} \quad (4)$$

2)阶段2 $[t_1, t_2]$: LC续流阶段。 t_1 时刻 S_9 关断, S_6 保持导通。由于 i_{Lr} 不能突变, S_{10} 的体二极管 D_{10} 导通,实现LC谐振续流。本阶段 i_{Lr} 不断下降。

3)阶段3 $[t_2, t_4]$:截止及死区阶段。 t_2 时刻 i_{Lr} 下降到0。 t_3 时刻, S_2, S_6 实现零电流关断。本阶段由电容 C_i 向负载供电。

1.3.3 充电高电压增益模式

当 U_i 较高时,切换到充电高增益(charging high gain, CHG)模式, $f_s = f_r$ 。其关键波形如附录A图A6所示,高压侧开关管均参与工作, S_7 和 S_8 采用PWM, 导通占空比 $D_{ch} = 2(t_1 - t_0)/T_s$; S_9 和 S_{10} 固定占空比 D_T 略小于0.5; S_5 和 S_6 采用PWM, 导通占空比为 $D_T - D_{ch}$ 。

低压侧 S_2 、 S_3 和 S_1 、 S_4 分别在 S_8 、 S_7 关断后动作, S_6 、 S_5 分别在 S_8 、 S_7 欲关断前动作, 其工作等效电路如附录 A 图 A7 所示, 各阶段具体过程如下。

1) 阶段 1 [t_0, t_1): Boost 储能阶段。 t_0 时刻 S_9 和 S_8 导通, U_o 给 L_r 充电, i_{Lr} 线性上升。 t_1 时刻, i_{Lr} 的表达式为:

$$i_{Lr}(t_1) = \frac{U_o D_{ch}}{2f_s L_r} \quad (5)$$

本阶段给 L_r 储能, 低压侧通过电容 C_i 提供能量给负载 R_i 供电。

2) 阶段 2 [t_1, t_2): LC 谐振阶段。 t_1 时刻 S_8 关断, S_6 迅速导通, S_9 保持导通, 电容电压达到反向极值 $-\Delta U_{CrM}$ 。 U_o 给 LC 谐振腔供电, 电路处于 LC 谐振状态。本阶段 u_{Cr} 快速下降至 0 再反向, i_{Lr} 不断下降, 至 t_2 时刻接近为 0。此阶段 i_{Lr} 和 u_{Cr} 的时域表达式分别为:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = \frac{U_o D_{ch}}{2f_s L_r} \cos[\omega_r(t-t_1)] + \frac{U_o - KU_i + \Delta U_{CrM}}{Z_r} \sin[\omega_r(t-t_1)] \\ u_{Cr}(t) = U_o - KU_i + \omega_r i_{Lr} \sin[\omega_r(t-t_1)] - (U_o - KU_i + \Delta U_{CrM}) \cos[\omega_r(t-t_1)] \end{cases} \quad (6)$$

3) 阶段 3 [t_2, t_3): 死区阶段。 t_2 时刻 S_2 、 S_3 、 S_6 、 S_9 实现零电流关断, 电容 C_i 给负载 R_i 供电。本阶段作用时间很短。

Boost 桥臂采用二极管和 MOSFET 串联结构, 相较于文献[27]提出的 IGBT 单管结构, 可有效降低桥臂关断时的关断损耗, 并防止电流反向流动。

2 电压增益

2.1 DMG 模式电压增益 G_{DMG}

根据上文对 DMG 模式的分析, 定义 DMG 模式输出电压增益 G_{DMG} 为:

$$G_{DMG} = \frac{U_o}{KU_i} \quad (7)$$

经化简得到:

$$G_{DMG} = \frac{\pi\omega_n [1 - \cos(\pi D_m)]}{4Q [1 + \cos(\pi D_m)] + \pi\omega_n [1 - \cos(\pi D_m)]} \quad (8)$$

当 $\omega_n = 1$ 时, 可得到电压增益特性曲线见图 4。由图可知, DMG 模式下, $0 \leq G_{DMG} \leq 1$, G_{DMG} 随 D_m 增大而递增, G_{DMG} 随着 Q 值增大而递减, 特别是在 D_m 处在中间区段时, G_{DMG} 随 Q 值波动较大。

2.2 DHG 模式电压增益 G_{DHG}

DHG 模式本质上等同于高压侧 L_r 储能加上 LC 谐振, 因此其电压增益与 L_r 储能作用时间占空比 D_h 有关, DHG 模式电压增益 G_{DHG} 同式(7), 经推导可得:

$$G_{DHG} = \frac{\sqrt{\pi Q} + \sqrt{-2 \cos^2(\pi D_h) + \pi Q} + 2}{[1 + \cos(\pi D_h)] \sqrt{\pi Q}} \quad (9)$$

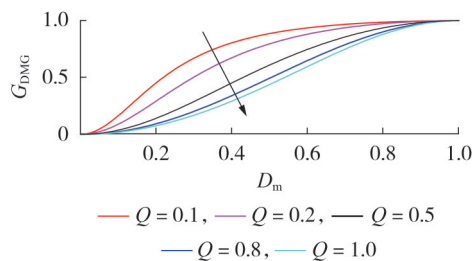


图4 DMG 模式电压增益曲线

Fig.4 Voltage gain curves of DMG mode

可以得到电压增益特性曲线见图 5。由图可知: DHG 模式下, 增益 $G_{DHG} > 1$; G_{DHG} 随 D_h 增大而变大; 在 D_h 相同时, G_{DHG} 随 Q 值增大而减小; 而 Q 值增大时, 为使 G_{DHG} 不变, 需增大 D_h 。

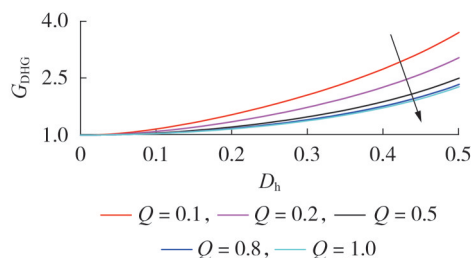


图5 DHG 模式电压增益曲线

Fig.5 Voltage gain curves of DHG mode

2.3 CLG 模式电压增益 G_{CLG}

CLG 模式工作在 PFM 模式, 定义 CLG 模式电压增益 G_{CLG} 为:

$$G_{CLG} = KU_i / U_o \quad (10)$$

经计算, G_{CLG} 可表示为:

$$G_{CLG} = \frac{1}{2\sqrt{1+Q^2(\omega_n-1/\omega_n)^2}} \quad (11)$$

可以得到电压增益特性曲线见附录 A 图 A8。由图可知, 在谐振频率 f_n 处 G_{CLG} 最大, 偏离 f_n 越远且 Q 值增加都使得 G_{CLG} 变小。

2.4 CMG 模式电压增益 G_{CMG}

CMG 模式本质是一个固定频率移相的 LLC 变换器, 其电压增益 G_{CMG} 与 DMG 模式公式相同, 用移相占空比 D_{cm} 替代 D_m 即可, 增益特性同 G_{DMG} 。

2.5 CHG 模式电压增益 G_{CHG}

CHG 模式等同于高压侧一个 Boost 电路加上 LC 谐振变换器, 因此其电压增益与 Boost 储能时间的占空比 D_{ch} 有关, 推导如下。

在 i_{Lr} 的正半周期, i_{Lr} 的平均值等于高压侧输入电流的平均值 I_o , 可表示为:

$$I_o = 2f_s \int_{t_0}^{t_2} i_{Lr}(t) dt = 2f_s \int_{t_0}^{t_1} i_{Lr}(t) dt + 2f_s \int_{t_1}^{t_2} i_{Lr}(t) dt = \frac{D_{ch}^2 U_o}{4f_s L_r} + \frac{I_i}{K} \quad (12)$$

忽略功率损耗, 低压侧输入电流平均值 I_i 也可

表示为:

$$I_i = \frac{P_{in}}{U_o} = \frac{P_o}{U_o} = \frac{U_i^2}{U_o R_i} \quad (13)$$

式中: P_{in} 为低压侧输入功率; P_o 为高压侧输出功率。

联合式(12)、(13)可以得到:

$$G_{CHG} = \frac{1}{2} + \frac{1}{4} \sqrt{4 + (D_{ch}^2 \pi^3) / (Q f_n)} \quad (14)$$

根据式(14),令 $f_n = 1$,可以得到电压增益特性曲线见附录 A 图 A9。可以看出,随着 D_{ch} 增大, G_{CHG} 最大值也不断增加,并且能够在较大 Q 值下保持较好的线性调节能力。

3 控制策略

本文所提变换器通过电流环和电压环双环控制实现稳定的输出,以充电模式为例,其控制框图见图 6。

对 U_i 和 I_i 实时采样,并分别与其指令值 U_{ref} 和 I_{ref} 进行比较,产生的误差信号经过比例积分(proportional integral, PI)控制器得到电压控制信号 u_{con} 和电流控制信号 i_{con} ,经模式选择得到最终的控制信号 u_{con} ,当 U_i 接近于 U_{ref} 时,选择进入电压环控制。设定 3 种模式的工作区间为:① CHG 模式, $u_{con} \in (U_H, U_{max})$;② CMG 模式, $u_{con} \in [U_M, U_H]$;③ CLG 模式, $u_{con} \in (0, U_M)$ 。其中, U_H 、 U_M 为低压侧控制电压阈值,分别对应充电模式下各工作模式之间的切换界限。当 $u_{con} \geq U_M$ 时,电路工作在 PWM 模式,工作频率为谐振频率 f_r ,通过调节占空比调整输出电压。当 $u_{con} < U_M$ 时,电路工作在 PFM 模式,电路采用调节开关频率 f_s 工作。电路工作在放电模式时也类似,不再赘述。

4 所提变换器的设计

本文设计了一个双向 DC-DC 变换器,该变换器可对 7~10 节额定电压为 12 V 的蓄电池充放电,其放电电压为 40~120 V,充电电压为 40~120 V,具体设计参数见附录 A 表 A1。

4.1 正反向电压增益

假设实际需求双向 DC-DC 变换器最大放电增

益为 G_F ,最大充电增益为 G_R ,当主变压器变比 $K_1 = 1$ 时双向 DC-DC 变换器能达到的最大正向增益为 G_1 ,最大反向增益为 G_2 ,则设计的双向 DC-DC 变换器的变比 K 须满足以下条件:

$$\frac{G_F}{G_1} \leq K \leq \frac{G_2}{G_R} \quad (15)$$

要使电路能达到实际需求,则 K 值应有解,所以电路增益应满足:

$$G_F G_R \leq G_1 G_2 \quad (16)$$

根据表 A1 得到 $G_F = 4$, $G_R = 0.65$ 。代入式(16),得 $G_1 G_2 \geq 2.6$ 。

而根据图 5 和图 A9,本文所提电路只要选择合适的参数,就能较容易满足该双向增益条件。

此处选择 $G_{CHG} = G_1 = 2.05$, $G_{DHG} = G_2 = 1.35$ 。

4.2 变压器匝比设计

选择好 G_{CHG} 和 G_{DHG} 后,代入式(15)中,可得 $1.95 \leq K \leq 2.07$,为便于实物制作,设计 $K = 2$ 。

将 $0.7 G_{CHG}$ 设为额定增益 G_o ,则在实际工作增益小于 G_o 时是中增益模式,大于 G_o 时切换成高增益模式。

定义额定增益下的品质因数 $Q_o = 0.4$ 。

4.3 谐振参数设计

根据 f_r 和 Q_o 来设计 L_r 和 C_r ,有:

$$\begin{cases} L_r = \frac{8U_i^2 G_o^2 Q_o}{\pi^2 \omega_s P_i} \\ C_r = \frac{\pi^2 P_i}{8U_i^2 G_o^2 \omega_s Q_o} \end{cases} \quad (17)$$

式中: P_i 为额定功率;角频率 $\omega_s = 2\pi f_s$ 。

将各参数代入式(17)可得: $L_r = 15.8 \mu\text{H}$, $C_r = 160 \text{ nF}$ 。

5 实验分析

为验证所提双向 DC-DC 变换器,制作了一台实验样机进行测试,其额定充放电功率为 750 W,母线侧额定电压为 200 V,电池侧额定电压为 94 V(工作范围 40~120 V),工作频率为 100 kHz,变压器 T 高压

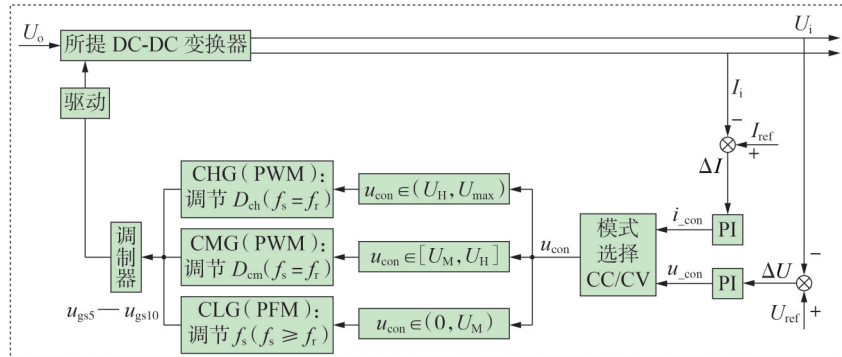


图 6 所提变换器控制框图

Fig.6 Control block diagram of proposed converter

侧电感为 $300\ \mu\text{H}$ (漏感为 $2.6\ \mu\text{H}$), 低压侧电感为 $75\ \mu\text{H}$ (漏感为 $0.6\ \mu\text{H}$)。实物照片和实验平台见附录 A 图 A10, 主要的实验元件参数见附录 A 表 A2。

5.1 放电模式工作关键波形

本文设计的双向 DC-DC 变换器放电工作范围为输入电压 $40\sim 120\ \text{V}$ 、输出电压 $200\ \text{V}$ 。

图 7 为 DMG 模式下 $U_i=115\ \text{V}$, $D_m=0.7$, $R_o=51\ \Omega$ 时, $U_o=200\ \text{V}$ 的关键波形。从图 7 中可知, 开关管 S_1 、 S_4 导通时, 电感和电容进行谐振, 电流呈正弦波形。 S_1 关断后, 电流迅速下降。 S_1 、 S_4 导通时起始电流近似为 0, 能够实现零电流开通。 S_4 关断时两端电压为 0, 实现了零电流关断。

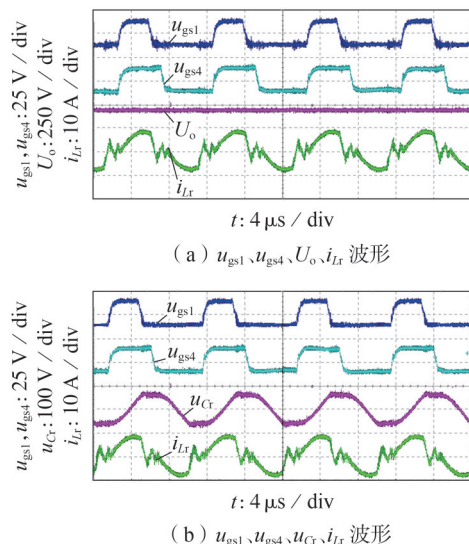


图 7 DMG 模式下 $200\ \text{V}$ 输出关键波形
Fig.7 Key waveforms with $200\ \text{V}$ output in DMG mode

图 8 为 DHG 模式下 $U_i=84\ \text{V}$, $D_h=0.18$, $R_o=53.8\ \Omega$ 时, $U_o=200\ \text{V}$ 的关键波形。从图 8 中可知, S_1 、 S_4 、 S_5 、 S_9 导通时, 电感线性储能; S_9 关断后, D_{10} 导通, 进入谐振阶段。从图 8(c) 中可看出, S_5 、 S_9 导通时起始电流近似为 0, 能够实现零电流开通。 S_5 关断时两端电压为 0, 实现了零电流关断。

5.2 充电工作关键波形

本文设计的双向 DC-DC 变换器充电工作高压侧输入电压 $200\ \text{V}$, 低压侧输出电压 $40\sim 120\ \text{V}$ 。

CLG 模式下 $U_o=200\ \text{V}$, $f_s=120\ \text{kHz}$, $R_i=6.6\ \Omega$, $U_i=46\ \text{V}$ 时的关键波形见附录 A 图 A11。由图可知, S_5 、 S_6 关断时, 开关管均存在一定导通电流, 电路存在一定的环流功率损耗。

CMG 模式下 $U_o=200\ \text{V}$, $D_{cm}=0.8$, $R_i=9.8\ \Omega$, $U_i=84\ \text{V}$ 的关键波形见附录 A 图 A12。 S_6 、 S_9 开通时, L_r 、 C_r 进行谐振。其软开关原理与 DMG 模式相同, S_6 、 S_9 实现零电流开通, S_6 关实现零电流关断。

CHG 模式下 $U_o=200\ \text{V}$, $D_{ch}=0.18$, $R_i=20\ \Omega$, $U_i=$

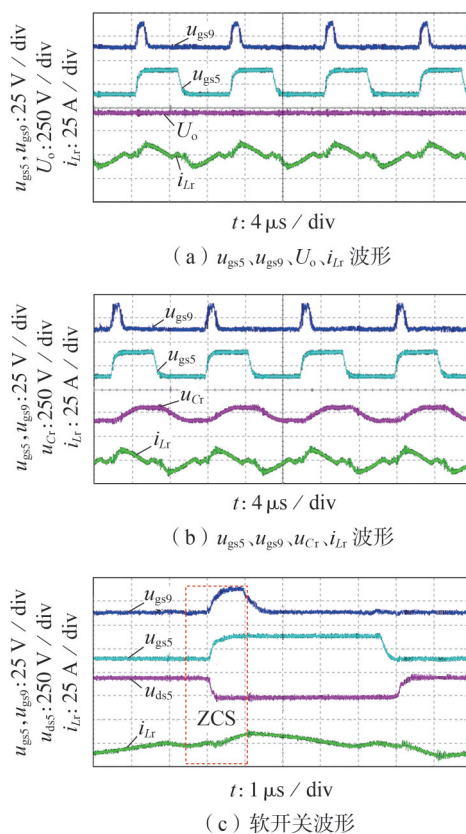


图 8 DHG 模式下 $200\ \text{V}$ 输出关键波形
Fig.8 Key waveforms with $200\ \text{V}$ output in DHG mode

$127\ \text{V}$ 的关键波形见附录 A 图 A13。由图可知, S_8 、 S_9 导通时, L_r 电流线性上升, S_8 关断后, S_6 导通, 电路进行谐振。此过程中, S_8 、 S_9 实现零电流开通, S_6 、 S_9 关实现零电流关断。从图 A13(c) 中可知, Boost 桥臂 S_8 (S_7) 的关断应力为 $470\ \text{V}$ 。

5.3 工作效率

图 9 为双向 DC-DC 变换器充放电工作时不同模式的工作效率曲线, 测试条件为充电模式时高压侧输入 $200\ \text{V}$, 放电模式时高压侧输出 $200\ \text{V}$ 。可以看出, 放电模式下, $U_i=105\ \text{V}$ 时, 额定功率处最高效率可达 95.3% 。而输出功率为 $300\ \text{W}$ 时, 效率为 93.0% , 偏离额定功率越远, 效率越低。DHG 模式下, $U_i=94\ \text{V}$ 时, 额定功率附近最高效率可达 94.6% , 输

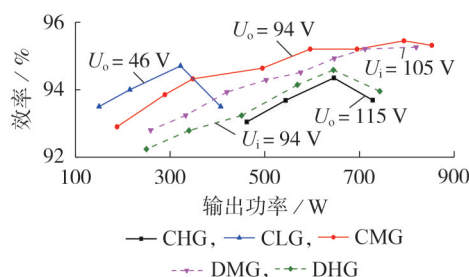


图 9 不同模式的效率曲线
Fig.9 Efficiency curves in different modes

输出功率为300 W时,效率降为92.5%。充电工作时,CMG、CLG模式的整体效率要高于CHG模式,这是由于CMG、CLG模式只工作在谐振模式,开关工作于软开关状态,效率高。CMG模式下,在额定输出电压和功率下,工作效率可达95.4%。CLG模式适合 $U_i \leq 48$ V、负荷不大的场所,负荷大于350 W时效率下降较快。CHG模式适合 $U_i \geq 96$ V的场合,最高效率可达94.4%。

此外,将本文所提出的变换器与部分文献中的拓扑进行了比较,比较结果见附录A表A3。对比结果表明,该变换器在较窄的频率范围内具有较宽的电压增益,可以满足电池在较宽范围内高效率的充放电。

6 结论

本文提出了一种适合宽范围输出的双向DC-DC变换器,该变换器电池放电功率传输有2种电压增益模式,电池充电功率传输有3种电压增益模式,具体有以下几个优点:

1)采用定频PWM与PFM相结合,以PWM工作模式为主,磁性器件设计简单;

2)Boost桥臂的引入增加了电路工作的灵活性,使得电路在宽增益范围内拥有较高的工作效率;

3)全负载范围内均实现了软开关,降低了开关损耗,提升了变换器的效率。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] Chub A, Vinnikov D, Kosenkoi R, et al. Bidirectional DC-DC converter for modular residential battery energy storage systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(3): 1944-1955.
- [2] 张钟艺, 金涛, 肖晓森, 等. 一种新型双向三电平倍流LCL-T谐振直流变换器[J]. 电力自动化设备, 2023, 43(2): 96-103, 111. Zhang Zhongyi, Jin Tao, Xiao Xiaosen, et al. Novel bidirectional three-level double-current LCL-T resonant DC converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(2): 96-103, 111.
- [3] 洪芦诚, 徐佳裕, 唐润悦, 等. 三相LCL型逆变器序阻抗简化建模方法及并网稳定性分析[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(7): 150-157. Hong Lucheng, Xu Jiayu, Tang Runyue, et al. Simplified modeling method of sequence impedance and grid-connected stability analysis for three-phase LCL inverter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(7): 150-157.
- [4] 朱晓荣, 杜策, 李宇航, 等. 直流微电网风储惯量协调控制策略[J]. 电力自动化设备, 2024, 44(11): 103-110. Zhu Xiaorong, Du Ce, Li Yuhang, et al. Coordinated control strategy of wind-storage inertia for DC microgrid[J]. Electric Power Automation Equipment, 2024, 44(11): 103-110.
- [5] Yan Zhixing, Li Jie, Xu Shikai et al. Ripple-free bidirectional DC-DC converter with wide ZVS range for battery charging / discharging system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(10): 9992-10002.
- [6] Wang Z, Wang P, Li B, et al. A bidirectional DC-DC converter with high voltage conversion ratio and zero ripple current for battery energy storage system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 8012-8027.
- [7] 曾进辉, 张长威, 曹斌, 等. 基于移相控制统一模型的双有源桥DC-DC变换器基波环流优化控制策略[J]. 电力自动化设备, 2024, 44(4): 74-81. Zeng Jinhui, Zhang Changwei, Cao Bin, et al. Fundamental-wave optimal control strategy of circulation of DAB DC-DC converter based on unified model of phase shift control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2024, 44(4): 74-81.
- [8] Chen G, Chen Z, Chen Y, et al. Asymmetric phase-shift modulation strategy of DAB converters for improved light-load efficiency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(8): 9104-9113.
- [9] 杨维满, 王富强, 李锦键, 等. 多电平级联H桥逆变器通用型离散模型及分岔与混沌行为特性分析[J]. 电力自动化设备, 2024, 44(8): 145-152. Yang Weiman, Wang Fuqiang, Li Jinjian, et al. General discrete model and analysis of bifurcation and chaotic behavior in multi-level cascaded H-bridge inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2024, 44(8): 145-152.
- [10] Choi D, Lee M, Kim T, et al. Offset current modulation technique for wide ZVS range in dual active bridge (DAB) DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(8): 8741-8751.
- [11] 杨博, 葛琼璇, 赵鲁, 等. 双向全桥串联谐振DC/DC变换器回流功率特性优化[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(23): 6990-6999, 7112. Yang Bo, Ge Qiongxuan, Zhao Lu, et al. The backflow power optimization of dual bridge series resonant DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(23): 6990-6999, 7112.
- [12] 袁义生, 易尘宇, 赖立. 一种多模式复合调制的L-R型LCC谐振变换器[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(2): 141-147. Yuan Yisheng, Yi Chenyu, Lai Li. Multi-mode compound modulation L-R LCC resonant converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(2): 141-147.
- [13] Min J, Ordonez M. Bidirectional resonant CLLC charger for wide battery voltage range: asymmetric parameters methodology[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6): 6662-6673.
- [14] Zhang Y, Qiu K, Xie J, et al. The model of bidirectional CLLC resonant converter with variable frequency and single phase shifted control[C]//2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference. Chengdu, China: IEEE, 2024: 4643-4648.
- [15] 赵清林, 刘威, 袁精, 等. 一种宽电压范围输出的多谐振变换器[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(10): 77-86. Zhao Qinglin, Liu Wei, Yuan Jing, et al. One kind of multi-resonant converter with wide-voltage range output[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(10): 77-86.
- [16] Khan S, Sha D, Jia X, et al. Resonant LLC DC-DC converter employing fixed switching frequency based on dual-transformer with wide input-voltage range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 607-616.
- [17] Reddy R M, Das M. Reconfigurable resonant DC-DC bidirectional converter for wide output voltage applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2024, 60(1): 573-583.
- [18] 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.
- [19] Jeong Y, Moon G W, Kim J K. Analysis on half-bridge LLC

- resonant converter by using variable inductance for high efficiency and power density server power supply[C]//2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC). Tampa, FL, USA; IEEE, 2017: 170-177.
- [20] Shu D, Wang H. An ultrawide output range LLC resonant converter based on adjustable turns ratio transformer and reconfigurable bridge[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(8): 7115-7124.
- [21] Wang H, Shang M, Shu D. Design considerations of efficiency enhanced LLC PEV charger using reconfigurable transformer[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(9): 8642-8655.
- [22] Wei Y, Luo Q, Mantooth H A. An LLC converter with multiple operation modes for wide voltage gain range application[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(11): 11111-11124.
- [23] Zhang Y, Zhang D, Li J, et al. Bidirectional LCLL resonant converter with wide output voltage range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 11813-11826.
- [24] Reddy R M, Das M. Reconfigurable Resonant DC-DC bidirectional converter for wide output voltage applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2024, 60(1): 573-583.
- [25] Wu H, Zhan X, Xing Y. Interleaved LLC resonant converter with hybrid rectifier and variable frequency plus phase-shift control for wide output voltage range applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4246-4257.
- [26] Kim J W. Mixed resonant frequency control improving light-load efficiency of full-bridge LLC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(8): 9089-9094.
- [27] 袁义生, 陶滔滔, 彭能, 等. 一种多模式宽输出三桥臂DC-DC变换器[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(4): 81-91, 110.
Yuan Yisheng, Tao Taotao, Peng Neng, et al. Multi-mode three-bridge DC-DC converter for wide voltage output range[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(4): 81-91, 110.

作者简介:

袁义生(1974—),男,教授,博士,主要研究方向为电力电子系统及其控制(**E-mail**:cloudstone_yuan@aliyun.com);

刘伟(1985—),男,博士研究生,主要研究方向为电力电子与电力传动(**E-mail**:liuweisut@163.com)。

(编辑 李莉)

Bidirectional Buck-Boost DC-DC converter with five bridge arms

Yuan Yisheng, Liu Wei

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: In order to enhance the operational efficiency of bidirectional DC-DC converter under wide battery voltage, a bidirectional DC-DC converter capable of Buck-Boost conversion is proposed. The structure of the converter only adds a set of Boost bridge arms to the traditional LLC resonant bidirectional DC-DC converter. Through the proposed modulation method, multiple operating modes are formed, the voltage gain range is expanded, the operating range of switching frequency is reduced, and the design of magnetic components is simplified. Through the pulse width modulation-pulse frequency modulation(PWM-PFM) method, the converter can operate in medium and high voltage gain modes when the battery is discharged, and operate in low, medium and high voltage gain modes when the battery is charged. In all above modes, the soft switching state within the full load range can be achieved. The operational principles of each mode and the derivation of the gain formula are provided. The design and control method of the converter is provided for the application of battery charging and discharging with 40-120 V voltage, and an experimental prototype based on the corresponding parameters is built. Experimental results verify the effectiveness and correctness of the proposed converter analysis.

Key words: bidirectional DC-DC converter; wide range; multi-mode; resonance; soft switch