

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2025.2.11

中图分类号: TM46

文献标志码: A

基于耦合滤波电感的电流源型双有源桥式 直流变换器的研究

赖 臻¹, 曾 君¹, 刘俊峰²(中国电源学会高级会员)

(1.华南理工大学电力学院, 广州 510640; 2.华南理工大学自动化科学与工程学院, 广州 510640)

摘要: 应用于储能系统的电流源型双有源桥式变换器往往存在电流应力大、软开关范围受限等问题, 限制了变换器的效率和功率密度。针对此问题, 结合耦合电感技术, 提出 1 种储能侧电流纹波小且软开关范围宽的电流源型双有源桥式变换器。变换器的储能侧由 2 个并联的电流源型全桥构成, 可有效减小储能侧开关管的电流应力。通过调节储能侧并联全桥间的移相, 可减小储能侧电流纹波; 通过合理设计耦合滤波电感, 得到足够大的互感电流以满足开关管的软开关条件。详细介绍了变换器的工作原理和稳态分析, 并设计了 400 W 的实验样机, 实验结果进一步验证了所提变换器的优越性和可行性。

关键词: 双有源桥式变换器; 耦合电感; 交错技术; 软开关

Study on Current-fed Dual-active-bridge DC-DC Converter Based on Coupling Filter Inductance

LAI Zhen¹, ZENG Jun¹, LIU Junfeng², *Senior Member, CPSS*

(1. School of Electric Power Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China;
2. School of Automation Science and Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract: In an energy storage system, the current-fed dual-active-bridge converter has a large current stress and the corresponding soft-switching range is limited, which limits the converter's efficiency and power density. To solve these problems, combined with the coupled inductor technology, a current-fed dual-active-bridge converter with a low current ripple on the energy storage side and a wide soft-switching range is proposed. Two current-fed full bridges are connected in parallel on the energy storage side, thus effectively reducing the current stress of switches therein. By adjusting the phase shift angle between the two parallel full bridges on the energy storage side, the current ripple is reduced. By reasonably designing the coupling filter inductance, the obtained mutual inductance current is large enough to satisfy the soft-switching conditions for switches. The working principle and steady-state analysis of the converter were given in detail, and a 400 W experimental prototype was designed to verify the superiority and feasibility of the proposed converter.

Keywords: Dual-active-bridge converter; coupled inductor; interleave technology; soft-switching

鉴于以太阳能、风能为代表的可再生能源存在间歇性和随机性的特点, 电化学储能装置常被用于

可再生能源发电系统以实现功率的削峰填谷^[1]。双向直流变换器 BDC(bidirectional DC-DC converter)作为直流母线与储能装置的接口变换, 成为目前储能研究的热点^[2]。关于储能用双向直流变换器的研究主要围绕以下 3 点展开: 其一, 为减小传输损耗, 直流母线的电压等级通常较高, 而储能单元的电压较低, 储能系统需要高电压增益变换器^[3]; 其二, 过大的充、放电电流纹波将缩短储能元件的使用寿命

收稿日期: 2022-03-22; 修回日期: 2022-04-28, 2022-05-20, 2022-05-31; 录用日期: 2022-06-03; 网络首发日期: 2022-07-18
基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51877085, 62173148); 广州市科技计划科学研究专项资助项目(202002030373)

This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 51877085 and 62173148; Guangzhou Science and Technology Program Scientific Research Project under the grant 202002030373

命, 变换器在储能侧需具有低电流纹波^[4]; 其三, 变换器的开关器件应满足软开关工作条件, 以减小开关损耗^[5], 提高变换器效率。

在实际应用中, 由于二极管的反向恢复问题, 传统非隔离 BDC 的电压增益有限, 因此在高电压增益场合, 多采用隔离型 BDC^[6]。在隔离型 BDC 中, 以双有源桥式变换器为基础功率单元的双向 DC-DC 变换器具有电气隔离、宽软开关范围等优势, 从而得到了广泛应用^[7]。双有源桥式变换器包括电压源型双有源桥式变换器和电流源型双有源桥式变换器。电压源型的双有源桥式变换器存在较大的储能侧电流纹波, 且当储能单元电压变化范围较大时, 电压源型的双有源桥式变换器还存在电流应力较大、软开关范围受限等问题^[8]。为适应储能侧宽电压变化范围, 电流源型双有源桥式变换器被采用, 其由双向 Buck/Boost 变换器和电压源型双有源桥式变换器级联而成。由于双向 Buck/Boost 变换器具备一定的调压能力, 电流源型双有源桥式变换器能更好地适应储能侧宽电压输入的情况^[9]。此外, 由于储能侧端口可采用交错并联结构, 储能侧电流纹波得到显著降低^[10]。

尽管电流源型双有源桥式电路相较电压源型双有源桥式电路有诸多优势, 其储能侧开关管的软开关条件较为复杂, 滤波电感电流和变压器原边电流需要在死区时间内完成对储能侧开关管结电容的充、放电^[11]。因此, 当滤波电感电流纹波较小时, 储能侧开关管难以实现软开关。相应地, 储能侧开关管的软开关范围与滤波电感电流纹波在设计上相互制约。此外, 当储能单元电压变化范围较大时, 由于交错并联结构消除电流纹波的能力有限, 传统的电流源型双有源桥式变换器仍具有较大的储能侧电流纹波^[12]。为进一步减小储能侧的电流纹波, 文献[13-14]分别提出了三相双有源全桥变换器和 2 组电流源型双有源桥式变换器并联连接的方案, 但两者的储能侧电流纹波大小仍受限于软开关范围; 而文献[15]在储能侧的并联全桥间增加 1 组辅助电感, 通过合理设计辅助电感, 可借助辅助电感电流实现储能侧开关管的软开关, 然而电感数目的增加

限制了变换器的功率密度。

基于上述分析, 本文提出了 1 种基于耦合电感的电流源型双有源桥式变换器, 该变换器具有储能侧低电流纹波、零电压开通 ZVS(zero voltage switching) 和控制简便的优势。所提拓扑在储能侧利用耦合电感将 2 组电流源型全桥并联连接, 辅以调制策略, 可在储能侧端口电流纹波极低的前提下实现全范围 ZVS 软开关。同时, 通过电压匹配策略和减小储能侧电流纹波的优化目标, 将变换器的 5 个变量转化为 2 个解耦的控制变量。最后, 所提变换器及控制策略的优越性和可行性通过实验得到了验证。总体而言, 所提变换器具有极低的储能侧端口电流纹波和全范围 ZVS 软开关的优势, 适用于储能侧宽电压变化范围的储能应用。

1 电路结构和工作原理

图 1 为所提基于耦合电感的电流源型双有源桥式变换器电路拓扑结构。 V_L 为储能端电压, V_H 为直流母线电压。与传统并联全桥相比, 该变换器用 2 个耦合电感代替 4 个直流滤波电感。 L_{r1} 和 L_{r3} 为耦合电感的自感, 其互感为 M_1 ; L_{r2} 和 L_{r4} 为另一组耦合电感的自感, 其互感为 M_2 ; 且 $L_{ri} = L_{fi}$ ($i=1, 2, 3, 4$), $M_1 = M_2 = M$ 。 L_{t1} 和 L_{t2} 为能量传输电感, C_{C1} 和 C_{C2} 为储能侧的钳位电容。2 组储能侧全桥通过

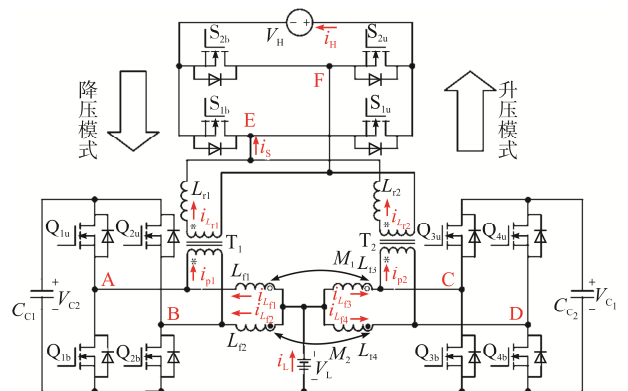


图 1 基于耦合电感的电流源型双有源桥式变换器电路拓扑结构

Fig. 1 Circuit topology of current-fed dual-active-bridge converter based on coupled inductors

变压器 T_1 和 T_2 连接至同一个高压侧全桥, 且 T_1 和 T_2 的匝比 n_1 和 n_2 均为 $1:n$ 。由于变换器具有能量双向传递的能力, 定义能量从储能侧传递至高压侧的工作模式为升压模式, 反之为降压模式。

图 2 为变换器在升压模式下的工作波形。通过控制 3 组全桥的开关, 分别得到幅值为 V_{C1} 、 V_{C2} 和 V_H 的交流方波 v_{AB} 、 v_{CD} 和 v_{EF} 。 D_{L1} 、 D_{L2} 和 D_H 分别为三电平电压波形 v_{AB} 、 v_{CD} 和 v_{EF} 的占空比, D_{L1} 与 D_{L2} 设置为相同大小, 表示为 D_L 。移相角 ϕ_1 、 ϕ_2 、 ϕ_L 分别表示 Q_{1u} 与 S_{1u} 、 Q_{3u} 与 S_{1u} 、 Q_{1u} 与 Q_{3u} 的驱动信号波形之间的相位差, 其与 2π 的比值分别表示为 D_{ϕ_1} 、 D_{ϕ_2} 和 D_{ϕ_L} 。定义移相占空比 D_ϕ 为 D_{ϕ_1} 和 D_{ϕ_2} 的平均值, 当 $D_\phi > 0$ 时, 变换器工作在升压模式, 反之则工作在降压模式。当变换器储能端电压变化时, 钳位电容的电压可通过交错并联的 Buck/Boost 电路进行调节。因此, 钳位电容 C_{C1} 和 C_{C2} 的电压等于 V_L / D_L 。同时, 高压侧电压被 V_H 钳位, 为了减少循环电流, 能量传输电感 L_{L1} 和 L_{L2} 的两侧电压应实现电压匹配, 满足 $V_H = nV_L / D_L$ 。高压侧全桥和储能侧的每个全桥均可等同于双有源全桥电路, 每个等效双有源全桥电路的传输功率随 $D_{Lj} (j=1, 2)$ 、 D_H 和 $D_{\phi_j} (j=1, 2)$ 而变化。

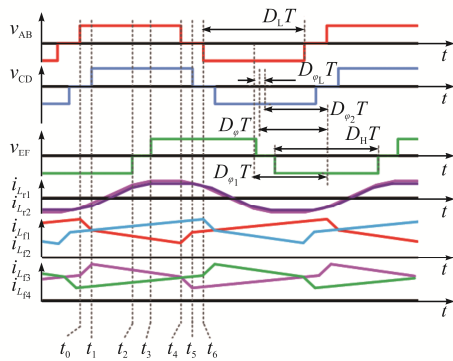
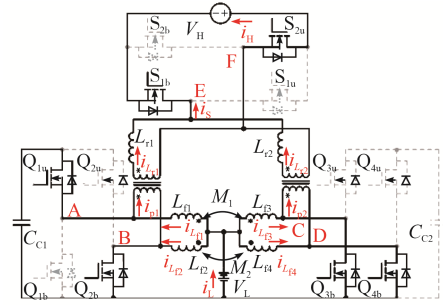


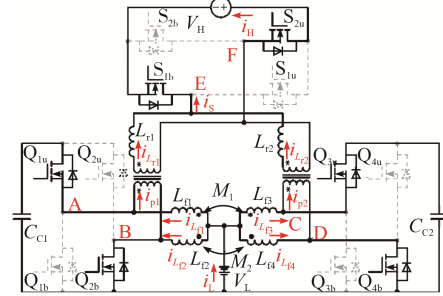
图 2 升压模式下的工作波形

Fig. 2 Operating waveforms in Boost mode

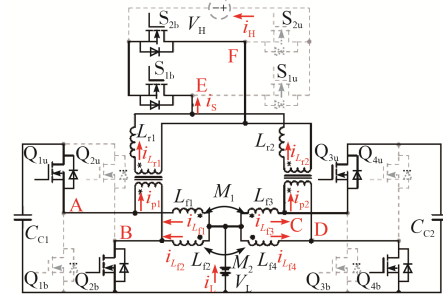
变换器 1 个周期内包含 12 种工作模式, 由于工作模式是对称的, 故只分析半周期的模式。另一半周期的模式相似, 不再赘述。半周期的工作模式如图 3 所示, 具体分析如下。



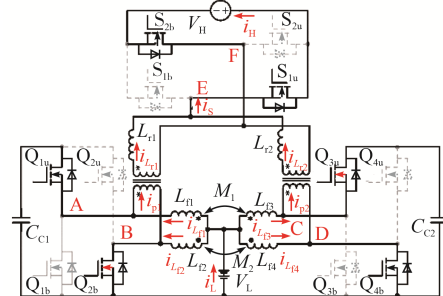
(a) 工作模式1



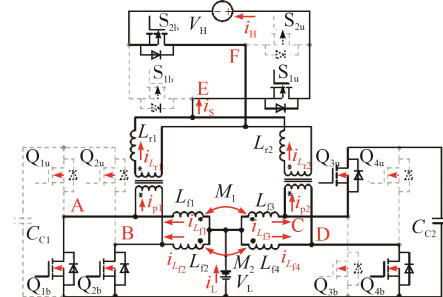
(b) 工作模式2



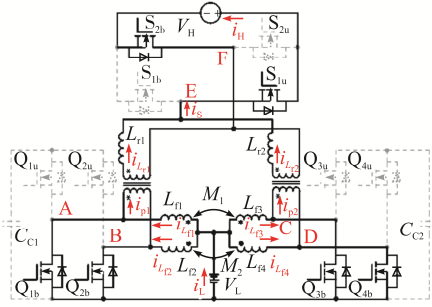
(c) 工作模式3



(d) 工作模式4



(e) 工作模式5



(f) 工作模式6

图 3 升压模式下的工作模式

Fig. 3 Operation modes in Boost mode

工作模式 1(t_0, t_1): 储能侧 Q_{1b} 关断时, $i_{L_{r1}}$ 与 i_{p1} 之差给 Q_{1b} 的结电容充电, 并给 Q_{1u} 的结电容放电。若在死区时间内, $i_{L_{r1}}$ 与 i_{p1} 之差完成对 Q_{1b} 和 Q_{1u} 的结电容的充电和放电, 则 Q_{1u} 的体二极管导通, Q_{1u} 的漏-源极电压钳位至 0。在此时刻后导通 Q_{1u} , Q_{1u} 实现零电压开通。此时 v_{AB} 、 v_{CD} 和 v_{EF} 的大小分别为 V_{C1} , 0 和 $-V_H$, 能量传输电感电流 $i_{L_{r1}}$ 和 $i_{L_{r2}}$ 线性增加。 $i_{L_{r1}}$ 和 $i_{L_{r2}}$ 的表达式分别为

$$i_{L_{r1}}(t) = i_{L_{r1}}(t_0) + \frac{nV_{C1} + V_H}{L_{r1}}(t - t_0) \quad (1)$$

$$i_{L_{r2}}(t) = i_{L_{r2}}(t_0) + \frac{V_H}{L_{r1}}(t - t_0) \quad (2)$$

工作模式 2(t_1, t_2): 储能侧 Q_{3b} 关断时, $i_{L_{r3}}$ 与 i_{p2} 之差给 Q_{3b} 的结电容充电, 并给 Q_{3u} 的结电容放电。若在死区时间内, $i_{L_{r3}}$ 与 i_{p2} 之差完成对 Q_{3b} 和 Q_{3u} 的结电容的充电和放电, 则 Q_{3u} 的体二极管导通, 此时 Q_{3u} 的漏-源极电压钳位至 0。在此时刻后导通 Q_{3u} , Q_{3u} 实现零电压开通。此时, v_{CD} 的大小由 0 变为 V_{C2} 。 $i_{L_{r2}}$ 的表达式为

$$i_{L_{r2}}(t) = i_{L_{r2}}(t_1) + \frac{nV_{C2} + V_H}{L_{r1}}(t - t_1) \quad (3)$$

工作模式 3(t_2, t_3): 高压侧 S_{2u} 关断时, $i_{L_{r1}}$ 与 $i_{L_{r2}}$ 之和给 S_{2u} 的结电容充电, 并给 S_{2b} 的结电容放电。若在死区时间内 $i_{L_{r1}}$ 和 $i_{L_{r2}}$ 之和完成对 S_{2u} 和 S_{2b} 的结电容的充电和放电, 则 S_{2b} 的体二极管导通, 此时 S_{2b} 的漏-源极电压钳位至 0。在此时刻后导通 S_{2b} , S_{2b} 实现零电压开通。此时, v_{EF} 的大小由 $-V_H$ 变为 0。 $i_{L_{r1}}$ 和 $i_{L_{r2}}$ 的表达式分别为

$$i_{L_{r1}}(t) = i_{L_{r1}}(t_2) + \frac{nV_{C1}}{L_{r1}}(t - t_2) \quad (4)$$

$$i_{L_{r2}}(t) = i_{L_{r2}}(t_2) + \frac{nV_{C2}}{L_{r2}}(t - t_2) \quad (5)$$

工作模式 4(t_3, t_4): 高压侧 S_{1b} 关断时, $i_{L_{r1}}$ 与 $i_{L_{r2}}$ 之和给 S_{1b} 的结电容充电, 并给 S_{1u} 的结电容放电。若在死区时间内 $i_{L_{r1}}$ 和 $i_{L_{r2}}$ 之和完成对 S_{1b} 和 S_{1u} 的结电容的充电和放电, 则 S_{1u} 的体二极管导通, S_{1u} 的漏-源极电压钳位至 0。在此时刻后导通 S_{1u} , S_{1u} 实现零电压开通。此时, v_{EF} 的大小由 0 变为 V_H 。当 $V_H = nV_L / D_L$ 时, $i_{L_{r1}}$ 和 $i_{L_{r2}}$ 保持不变, 能量从储能侧传递至高压侧。

工作模式 5(t_4, t_5): 储能侧 Q_{1u} 关断时, $i_{L_{r1}}$ 与 i_{p1} 之差给 Q_{1u} 的结电容充电, 并给 Q_{1b} 的结电容放电。若在死区时间内, $i_{L_{r1}}$ 和 i_{p1} 之差完成对 Q_{1u} 和 Q_{1b} 的结电容的充电和放电, 则 Q_{1b} 的体二极管导通, 此时 Q_{1b} 的漏-源极电压钳位至 0。在此时刻后导通 Q_{1b} , Q_{1b} 实现零电压开通。此时, v_{AB} 的大小由 V_{C1} 变为 0。 $i_{L_{r1}}$ 的电流表达式为

$$i_{L_{r1}}(t) = i_{L_{r1}}(t_4) - \frac{V_H}{L_{r1}}(t - t_4) \quad (6)$$

工作模式 6(t_5, t_6): 储能侧 Q_{3u} 关断时, $i_{L_{r3}}$ 与 i_{p2} 之差给 Q_{3u} 的结电容充电, 并给 Q_{3b} 的结电容放电。若在死区时间内, $i_{L_{r3}}$ 和 i_{p2} 之差完成对 Q_{3u} 和 Q_{3b} 的结电容的充电和放电, 则 Q_{3b} 的体二极管导通, 此时 Q_{3b} 的漏-源极电压钳位至 0。在此时刻后导通 Q_{3b} , Q_{3b} 实现零电压开通。此时, v_{CD} 的大小由 V_{C2} 变为 0。 $i_{L_{r2}}$ 的电流表达式为

$$i_{L_{r2}}(t) = i_{L_{r2}}(t_5) - \frac{V_H}{L_{r2}}(t - t_5) \quad (7)$$

2 稳态分析

2.1 电流纹波

根据模式分析, 储能侧占空比 D_{L1} 和 D_{L2} 用于维持钳位电容 C_{C1} 和 C_{C2} 的电压, 且 $V_{C1} = V_{C2} = V_C$, 因此 D_{L1} 和 D_{L2} 应满足

$$D_{L1} = D_{L2} = D_L = \frac{V_L}{V_C} \quad (8)$$

以 $i_{L_{r1}}$ 为例, 计算单个滤波电感的电流纹波。 $i_{L_{r1}}$ 的电流变化率 $di_{L_{r1}}/dt$ 由输入电压 V_L 和桥臂中点电压 v_A 、 v_C 决定

$$\frac{di_{L_{r1}}}{dt} = \frac{(L_f - M)V_L - L_f v_A + M v_C}{L_f^2 - M^2} \quad (9)$$

通过调节储能侧全桥的等效占空比 D_L 及储能侧全桥间的移相占空比 D_{ϕ_L} , 可以改变 $i_{L_{r1}}$ 的波形及其纹波大小 $\Delta i_{L_{r1}}$, 即

$$i_{L_{r1}} = \begin{cases} \frac{(L_f - M)V_L - L_f V_C}{L_f^2 - M^2} t + i_{L_{r1}}(t_0) & t_0 + kT < t < t_1 + kT \\ \frac{(L_f - M)(V_L - V_C)}{L_f^2 - M^2} (t - t_1) + i_{L_{r1}}(t_1) & t_1 + kT < t < t_4 + kT \\ \frac{(L_f - M)V_L + M V_C}{L_f^2 - M^2} (t - t_4) + i_{L_{r1}}(t_4) & t_4 + kT < t < t_5 + kT \\ \frac{(L_f - M)V_L}{L_f^2 - M^2} (t - t_5) + i_{L_{r1}}(t_5) & t_5 + kT < t < t_0 + (k+1)T \end{cases} \quad (10)$$

$$\Delta i_{L_{r1}} = \frac{V_C [(D_L - D_L^2)L_f + (D_L^2 - D_L + D_{\phi_L})M]}{(L_f^2 - M^2)f} \quad (11)$$

式中: k 为任意整数; $t_1 = t_0 + D_{\phi_L} T$, $t_4 = t_0 + D_L T$, $t_5 = t_0 + (D_L + D_{\phi_L}) T$ 。

当 $D_{\phi_L} < D_L$ 时, L_{f1} 和 L_{f3} 所组成的耦合电感的输入电流 $i_{L_{r1}}$ 为

$$i_{L_{r1}} = i_{L_{r1}} + i_{L_{r3}} = \begin{cases} \frac{2V_L - V_C}{L_f + M} t + i_{L_{r1}}(t_0) & t_0 + kT < t < t_1 + kT \\ \frac{2(V_L - V_C)}{L_f + M} (t - t_1) + i_{L_{r1}}(t_1) & t_1 + kT < t < t_4 + kT \\ \frac{2V_L - V_C}{L_f + M} (t - t_4) + i_{L_{r1}}(t_4) & t_4 + kT < t < t_5 + kT \\ \frac{2V_L}{L_f + M} (t - t_5) + i_{L_{r1}}(t_5) & t_5 + kT < t < t_0 + (k+1)T \end{cases} \quad (12)$$

由于互感电流在储能侧端口相互抵消, 储能侧的电流纹波显著降低。根据 Q_{1u} (Q_{3u}) 的驱动信号超前于 Q_{2u} (Q_{4u}) 的驱动信号 180° , 可以得出 L_{L_2} 和 L_{L_4} 所组成的耦合电感的输入电流 i_{L_2} 为

$$i_{L_2} = i_{L_2} + i_{L_4} = i_{L_1}(t + T/2) \quad (13)$$

为减小变换器储能侧的环流损耗, 储能侧等效占空比 D_L 一般设置在 0.50 附近。因此, 以 $0.25 < D_L < 0.50$ 为例计算变换器储能侧电流纹波, 当 D_{ϕ_L} 变化时, 变换器的储能侧电流纹波 Δi_L 表示为

$$\Delta i_L = \Delta(i_{L_1} + i_{L_2}) = \begin{cases} \frac{2(1-2D_L)(D_L - D_{\phi_L})V_L}{D_L(L_f + M)f} & 0 < D_{\phi_L} < \frac{1-2D_L}{2} \\ \frac{(4D_L - 1)(1-2D_L)V_L}{D_L(L_f + M)f} & \frac{1-2D_L}{2} < D_{\phi_L} < D_L \\ \frac{(1-2D_L)(2D_L + 2D_{\phi_L} - 1)V_L}{D_L(L_f + M)f} & D_L < D_{\phi_L} < \frac{1}{2} \end{cases} \quad (14)$$

当变换器储能侧间的移相占空比满足 $(1-2D_L)/2 < D_{\phi_L} < D_L$ 时, 储能侧电流纹波最小, 此时对于每个 V_L 的取值, 储能侧电流纹波的大小可由 $L_f + M$ 确定。为说明耦合电感对储能侧电流纹波的抵消作用, 结合式(10)和式(14), 计算 $D_{\phi_L} = (1-2D_L)/2$ 时, 不同的 L_f 和 M 的取值下变换器的纹波抵消率 β , 即

$$\beta = \frac{\Delta i_L}{\Delta i_{L_{r1}}} = \frac{2(4D_L - 1)(1-2D_L)(L_f - M)}{2(D_L - D_L^2)L_f + (2D_L^2 - 4D_L + 1)M} \quad (15)$$

图 4 为 M/L_f 取不同值时, 变换器的储能侧电流纹波抵消率 β 随 D_L 的变化曲线。可见, 当 $L_f + M$ 确定后, 设计不同的 M/L_f , 可以设计出储能侧电流纹波相同, 但滤波电感电流纹波不同的样机, 为后文软开关实现提供理论基础。

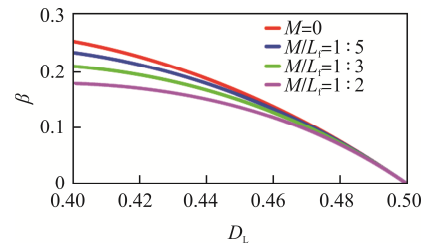


图 4 变换器纹波抵消率 β 随占空比 D_L 变化曲线

Fig. 4 Variation curve of current ripple cancellation rate β with duty cycle D_L

2.2 软开关条件

对于高压侧开关管 $S_{1u} \sim S_{2b}$, 诸多相关文献已对其软开关条件进行了详细分析, 当 $D_H = 0.5$ 时, 高

压侧各管均能实现全范围软开关^[16]。储能侧开关管的 $Q_{1u} \sim Q_{4b}$ 软开关条件详细分析如下。以升压模式的模态分析为例,滤波电感电流与变压器原边电流共同作用,对 MOSFET 的结电容进行充、放电,从而实现零电压开通。因此, $Q_{1u} \sim Q_{4b}$ 软开关条件见表 1,其中, i_0 为能完成对结电容充、放电的最小电流。

表 1 储能侧开关管软开关条件

Tab. 1 ZVS conditions for switches on energy storage side

MOSFET	软开关实现条件	MOSFET	软开关实现条件
Q_{1u}	$i_{p1} - i_{L_{r1}} < -i_0$	Q_{3u}	$i_{p2} - i_{L_{r3}} < -i_0$
Q_{1b}	$i_{p1} - i_{L_{r1}} > i_0$	Q_{3b}	$i_{p2} - i_{L_{r3}} > i_0$
Q_{2u}	$i_{p1} + i_{L_{r2}} > i_0$	Q_{4u}	$i_{p2} + i_{L_{r4}} > i_0$
Q_{2b}	$i_{p1} + i_{L_{r2}} < -i_0$	Q_{4b}	$i_{p2} + i_{L_{r4}} < -i_0$

结合模态分析可知,变换器储能侧滞后全桥下管软开关条件最严苛。本文将以 Q_{3b} 为例,详细说明其软开关过程。图 5 为 Q_{3u} 关断后、 Q_{3b} 开通前的关键波形, $i_{L_{r3}}$ 中的实线波形为所提变换器的滤波电感电流波形,虚线为传统并联连接的电流源型双有源桥式电路的滤波电感电流波形。可见,对于传统并联连接的电流源型双有源桥式电路, Q_{3u} 可能出现无法实现软开关的现象,本文所述变换器则可通过合理设计 L_f 和 M , 实现全功率范围内的软开关。

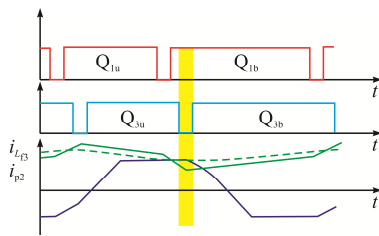


图 5 Q_{3b} 开通时刻关键波形

Fig. 5 Key waveforms while Q_{3b} is turned on

储能侧开关管的软开关实现条件可概括为

$$\int_0^{T_{dz}} (i_{p2} - i_{L_{r3}}) dt \geq 2C_{oss} V_C \quad (16)$$

式中: T_{dz} 为死区时间; C_{oss} 为储能侧开关管的结电容。

根据 2.1 节中通过电流纹波确定 $L_f + M$ 的设计方案,式(10)可改写为

$$\Delta I_i(M) = \frac{V_C(1-D_L)D_L}{(L_f + M)f} + \frac{V_C D_{\phi_L} M}{(L_f^2 - M^2)f} \quad (17)$$

式(17)中第 1 项与虚线所示电流波形一致。由于耦合电感的引入,所提变换器在死区时间内,仍能保证结电容的充、放电电流足够大,从而实现软开关。结合式(16)和式(17),为实现全范围软开关,互感 M 的约束范围为

$$\frac{[4C_{oss}f(L_f + M) - (D_L - D_L^2)T_{dz}]L_f}{4C_{oss}f(L_f + M) - (D_L - D_L^2 - D_{\phi_L})T_{dz}} \leq M < L_f \quad (18)$$

2.3 传输功率和控制策略

随着 D_{ϕ_L} 的增大,变换器储能侧 2 组全桥的传输功率的差值增大,且储能侧的循环电流增大。此外,根据式(14),当 $(1-2D_L)/2 < D_{\phi_L} < D_L$ 时,储能侧电流纹波为定值,继续增大 D_{ϕ_L} 无意义。因此,取 $D_{\phi_L} = (1-2D_L)/2$, 变换器的控制策略如图 6 所示。其中, V_H 和 I_H 分别为高压侧的电压和电流, V_L 为储能元件的电压, P_{ref} 为功率参考信号。

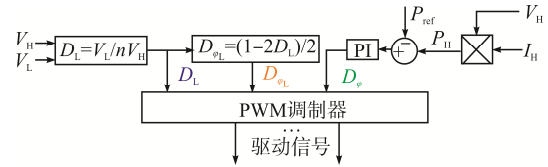


图 6 控制框图

Fig. 6 Control block diagram

根据 V_H 和 V_L 可确定储能侧等效占空比 D_L , 进而确定储能侧全桥间的移相 D_{ϕ_L} 。此时,功率传输控制回路与 D_{ϕ_L} 成单调关系,可以利用 PI 控制器进行调节。以升压模式为例,该变换器的输出功率为

$$P = \begin{cases} \frac{4V_H^2 D_L D_{\phi_L}}{L_r f} & 0 < D_{\phi_L} < \frac{1-2D_L}{4} \\ \frac{V_H^2}{L_r f} [-4D_{\phi_L}^2 + 4(D_L + 1)D_{\phi_L} - 2D_L^2 + 3D_L - 1] & \frac{1-2D_L}{4} < D_{\phi_L} < \frac{3(1-2D_L)}{4} \\ \frac{V_H^2}{L_r f} (-8D_{\phi_L}^2 + 4D_{\phi_L} - 4D_L^2 + 4D_L - 1) & \frac{3(1-2D_L)}{4} < D_{\phi_L} < \frac{1+2D_L}{4} \end{cases} \quad (19)$$

3 与现有 BDC 的比较

本文所述 BDC 与相似 BDC 的对比^[14-15, 17]见表 2。分别从器件数量、循环电流、软开关范围和储能侧电流纹波等方面进行比较。

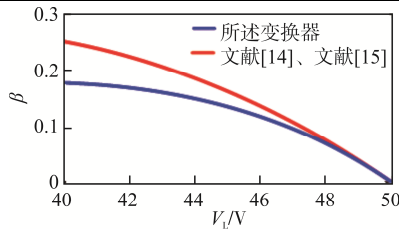
图 7 为本文所述变换器与文献[14-15]的相关比较。由图 7(a)可知, 所述变换器具有最高的纹

波抵消率; 图 7(b)给出了实现全范围软开关的前提下, 各变换器滤波电感的交流分量, 相比于传统并联连接的电流源型 DAB, 所述变换器的滤波电感具有较小的交流损耗; 图 7(c)给出了储能侧电流纹波为 2% 时, Q_{3b} 导通时的充、放电电流大小, 若要满足储能侧电流纹波要求, 传统并联连接的电流源型 DAB 不能实现全范围的软开关。

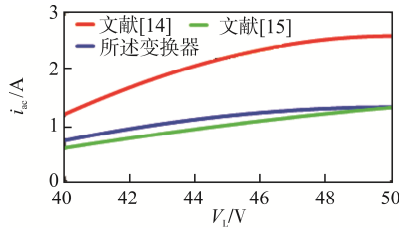
表 2 所述 BDC 与现有 BDC 的性能比较

Tab. 2 Comparison of performance between proposed converter and existing BDCs

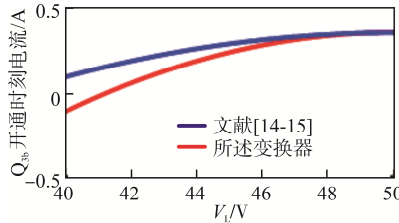
类型	MOSFET 数量	电感数量	循环电流	是否具有储能侧电压调节能力	理论软开关范围	储能侧电流纹波
本文 BDC	12	6	小	是	全范围	极小
文献[14]	16	6	小	是	全范围	小
文献[15]	12	8	小	是	全范围	小
文献[17]	16	2	大	否	有限	大



(a) 纹波抵消率 β 对比



(b) 滤波电感电流分量 i_{ac} 对比



(c) Q_{3b} 导通时刻电流对比

图 7 所述变换器与相关文献对比

Fig. 7 Comparison between proposed converter and similar converters in related references

4 实验验证

为验证所提变换器的可行性, 本文设计搭建了

1 台额定功率 400 W 的实验样机。样机储能侧电压范围为 40~50 V, 高压侧电压为 200 V, 工作频率为 50 kHz。实验样机的主要参数见表 3。开关管选用英飞凌的 IRFP460, 控制器采用德州仪器的 TMS 320F28335。

表 3 实验样机参数

Tab. 3 Parameters of experimental prototype

参数	数值	参数	数值
V_L/V	40~50	$L_{l1}, L_{l2}, L_{l3}, L_{l4}/\mu\text{H}$	280
V_H/V	200	$M_1, M_2/\mu\text{H}$	150
P/W	400	$L_{r1}, L_{r2}/\mu\text{H}$	380
f/kHz	50	n_1, n_2	3/6

图 8 为储能侧电压分别为 40 V 和 50 V 时, 额定功率下变换器中 3 组全桥的桥臂中点电压 v_{AB} 、 v_{CD} 、 v_{EF} 和变压器高压侧总电流 i_s 的波形。其中, 图 8(a)和(b)为升压模式, 图 8(c)和(d)为降压模式。实验结果表明: 变换器能实现功率的双向流动, 且双向工作具有对称性; 通过调节 D_L , 钳位电容电压 V_{C1} 和 V_{C2} 稳定在 100 V。因此, 变换器在宽输入范围内实现电感两端电压匹配。 i_s 在能量传输阶段保持不变, 循环电流可以保持最小值。

图 9 为所提变换器工作在额定功率且储能侧电压为 40 V 时, 各开关管的软开关波形。由于工作波形的对称性, 同一全桥不同桥臂对应位置开关管的软开关波形相似, 因此仅给出每个全桥的超前桥

臂 Q_{1u} 、 Q_{1b} 、 Q_{3u} 、 Q_{3b} 、 S_{1u} 和 S_{1b} 的软开关波形。可见,在死区时间内,所有开关管的结电容均完成充、放电,实现 ZVS 软开关。

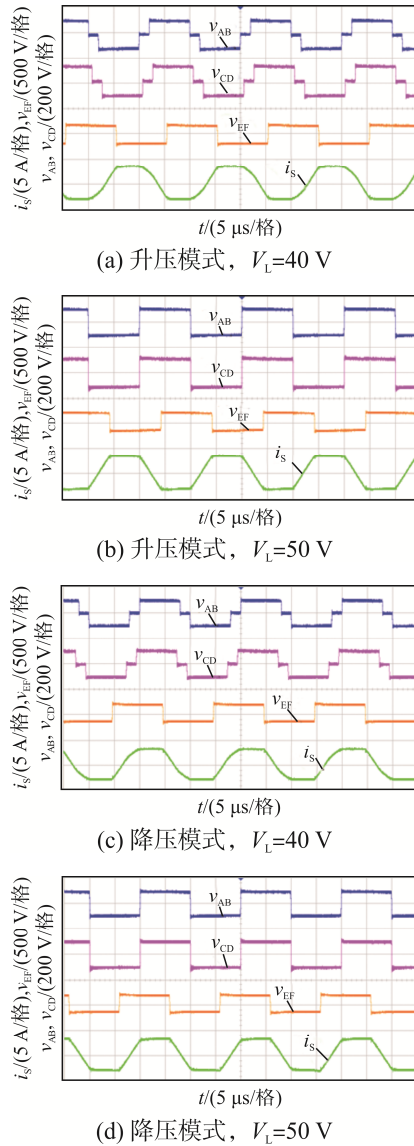


图 8 额定功率下升压和降压模式的实验波形

Fig. 8 Experimental waveforms in Boost and Buck modes at rated power

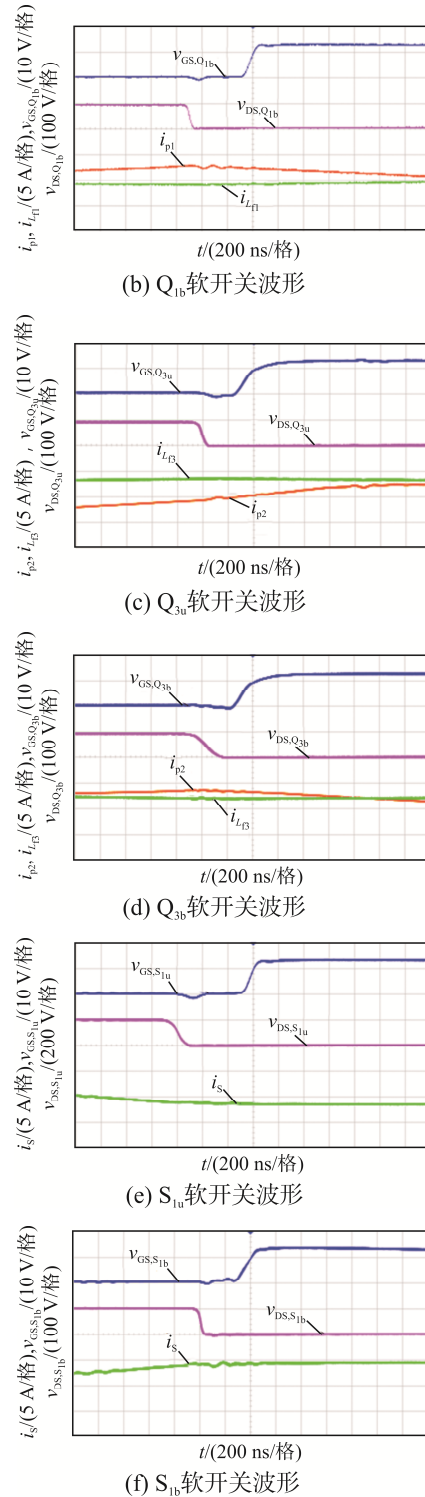
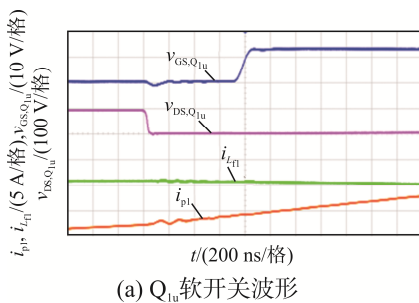
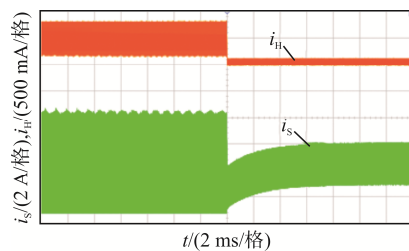


图 9 $P=400\text{ W}$ 、 $V_L=40\text{ V}$ 时升压模式下各开关管的软开关实验波形

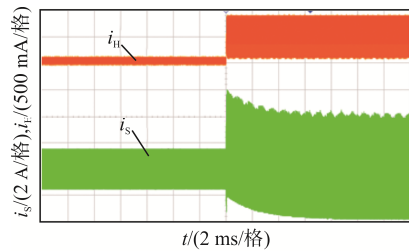
Fig. 9 Experimental waveforms of soft-switching for switches in Boost mode at $P=400\text{ W}$ with $V_L=40\text{ V}$

图 10 为所提变换器储能侧电压切换和功率切换时的动态波形。图 10(a)和(b)分别为该变换器升

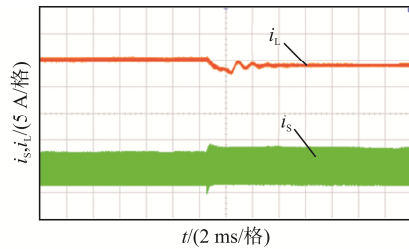
压模式下, 传输功率从满载切换至半载和半载切换至满载的动态波形, 可见, 变换器可在 5 ms 内恢复到稳态, 具有较好的动态性能; 图 10(c)为储能侧电压由 40 V 切换至 50 V 时的动态波形, 可见, 所提变换器在宽储能侧电压范围内具有小于 2% 的电流纹波; 图 10(d)为变换器工作在 400 W、40 V 时, 储能侧电流 i_L 、耦合电感端口电流 i_{L1} 和滤波电感电流 i_{L_n} , 可见, 所提变换器在保证储能侧低电流纹波的同时, 滤波电感仍具有较大的电流纹波, 以满足储能侧开关管的软开关条件。



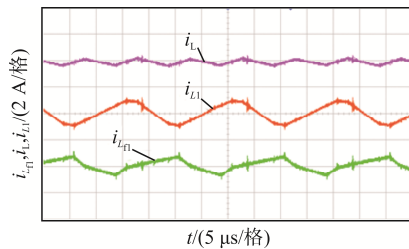
(a) 满载切换至半载动态波形



(b) 半载切换至满载动态波形



(c) 储能侧电压40 V切换至50 V动态波形



(d) 储能侧电压电流纹波波形

图 10 变换器储能侧电压切换和功率切换时的动态波形

Fig. 10 Dynamic waveforms of converter under changes in voltage and power on energy storage side

5 结语

本文提出了 1 种基于耦合电感的电流源型双有源桥式变换器, 辅以四重移相调制策略, 显著降低了储能侧开关管的电流纹波和电流应力并实现全功率范围软开关。该变换器实现了储能侧电流纹波和软开关范围在设计上的解耦, 确保变换器在极低的储能侧电流纹波前提下实现全范围软开关。根据理论分析, 本文设计了储能侧电压为 40~50 V、高压侧电压为 200 V、额定功率为 400 W 的实验样机。实验结果表明, 该变换器具有储能侧低电流应力、低电流纹波和宽 ZVS 软开关范围的优点, 适用于储能侧宽电压变化范围的储能应用。

参考文献:

- [1] 刘晓东, 李飞, 方炜, 等. 直流微网中双向直流变换器的控制[J]. 电源学报, 2014, 12(5): 40-44.
Liu Xiaodong, Li Fei, Fang Wei, et al. Control of bi-directional DC converter in DC micro network [J]. Journal of Power Supply, 2014, 12(5): 40-44. (in Chinese)
- [2] 吴贵洋, 王建章, 胡雪峰. 适于可再生能源发电储能系统中的双向直流变换器[J]. 电源学报, 2018, 16(6): 45-51.
Wu Guiyang, Wang Jianzhang, Hu Xuefeng. Bidirectional DC/DC converter for energy storage system in renewable power generation [J]. Journal of Power Supply, 2018, 16(6): 45-51. (in Chinese)
- [3] 徐德鸿, 陈文杰, 何国锋, 等. 新能源对电力电子提出的新课题[J]. 电源学报, 2014, 12(6): 4-9, 30.
Xu Dehong, Chen Wenjie, He Guofeng, et al. New power electronics topics brought by the development of renewable energy [J]. Journal of Power Supply, 2014, 12(6): 4-9, 30. (in Chinese)
- [4] Qian Hao, Zhang Jianhui, Lai J S, et al. A high-efficiency grid-tie battery energy storage system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(3): 886-896.
- [5] 刘俊峰, 胡仁俊, 曾君. 一种非隔离交错工作的高降压比 DC-DC 功率变换器[J]. 电工技术学报, 2018, 33(20): 4763-4770.
Liu Junfeng, Hu Renjun, Zeng Jun. A non-isolated interleaved

- step-down DC-DC converter with high ratio [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(20): 4763-4770. (in Chinese)
- [6] Mohammadi M R, Farzanehfard H. Analysis of diode reverse recovery effect on the improvement of soft-switching range in zero-voltage-transition bidirectional converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(3): 1471-1479.
- [7] 王亮, 王春斌, 史宇欣, 等. 基于可变电感的双有源桥隔离 DC/DC 变换器功率控制[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 66-73.
Wang Liang, Wang Chunbin, Shi Yuxin, et al. Power control of dual-active-bridge isolated DC/DC converter based on variable inductance [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 66-73. (in Chinese)
- [8] Chi Song, Liu Peng, Li Xue, et al. A novel dual phase shift modulation for dual-active-bridge converter [C]// 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Baltimore, MD, USA, 2019: 1556-1561.
- [9] Zhang Yue, Wang Zheng, Li Yunwei, et al. Decoupled dual-PWM control for naturally commutated current-fed dual-active-bridge DC/DC converter [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(4): 4246-4259.
- [10] 康薇, 肖飞, 任强, 等. 双有源桥 DC-DC 变换器三移相调制及其死区效应分析和补偿[J]. 电工技术学报, 2024, 39(6): 1907-1922.
Kang Wei, Xiao Fei, Ren Qiang, et al. Three-phase-shift modulation and its dead band effect analysis and compensation of dual-active-bridge DC-DC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(6): 1907-1922. (in Chinese)
- [11] Shi Yuxiang, Li Rui, Xue Yaosuo, et al. Optimized operation of current-fed dual active bridge DC-DC converter for PV applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(11): 6986-6995.
- [12] 黄匀飞, 钟启濠, 欧阳有鹏, 等. 双有源桥变换器拓扑结构与控制策略研究综述[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 53-65.
Huang Yunfei, Zhong Qihao, Ouyang Youpeng, et al. Overview of topologies and control strategies for dual-active-bridge converters [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 53-65. (in Chinese)
- [13] Wang Zhan, Li Hui. A soft switching three-phase current-fed bidirectional DC-DC converter with high efficiency over a wide input voltage range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(2): 669-684.
- [14] Chen Linglin, Tarisciotti L, Costabeber A, et al. Advanced modulations for a current-fed isolated DC-DC converter with wide-voltage-operating ranges [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(4): 2540-2552.
- [15] Lai Zhen, Zeng Jun, Liu Junfeng. A low current ripple bidirectional DC-DC converter with parallel-connected full bridges in low voltage side [C]// 2020 8th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA). Hong Kong, China, 2020: 1-8.
- [16] 严志星, 曾君, 赖臻, 等. 一种基于内置变压器的高增益双向 DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2020, 18(3): 4-12.
Yan Zhixing, Zeng Jun, Lai Zhen, et al. High voltage-gain bidirectional DC-DC converter based on built-in transformer [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(3): 4-12. (in Chinese)
- [17] Liu Chuang, Liu Haiyang, Cai Guowei, et al. Novel hybrid LLC resonant and DAB linear DC-DC converter: Average model and experimental verification [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(9): 6970-6978.



赖臻

作者简介:

赖臻(1997—), 男, 硕士研究生。
研究方向: 双向 DC-DC 变换器。E-mail: lz5834088@163.com。

曾君(1979—), 女, 博士, 教授。
研究方向: 电力电子应用、分布式发电的能量管理和智能控制。E-mail: junzeng@scut.edu.cn。

刘俊峰(1978—), 男, 中国电源学会高级会员, 通信作者, 博士, 教授。
研究方向: 电力电子应用、高频配电系统、运动控制。E-mail: aujfliu@scut.edu.cn。