

四电平浮动交错 Boost DC/DC 变换器研究

郑征,安江伟

(河南理工大学 电气工程与自动化学院,河南 焦作 454000)

摘要:提出一种高升压比浮动交错四电平 DC/DC 变换器(Four-level Floating-output Interleaved-input Boost DC/DC Converter,FL-FIBC).该变换器不仅可以实现高升压比,显著减小变换器输入电流纹波,而且开关管承受的电压应力仅为输入电压和输出电压之和的 1/6,对其拓扑结构及其工作原理进行分析研究,针对非交错导通方式下输出电压纹波大的特点,提出交错导通方式.通过在 MATLAB 仿真中搭建仿真,验证了所设计控制器的有效性.

关键词:DC/DC 变换器;交错调制;浮动交错四电平 DC/DC 变换器;PI 控制;仿真分析

中图分类号:TM46

文献标志码:A

在我国聚焦“碳达峰、碳中和”的大背景下,以氢气为能源的燃料电池汽车(Fuel Cell Vehicles,FCV)成为新能源汽车的主要发展方向之一^[1-3].然而,燃料电池单个电池电压较低,不足以直接驱动电机.DC/DC 变换器作为燃料电池与逆变器的接口,其性能的优劣对燃料电池汽车的高效运行起着至关重要的作用.目前阻碍燃料电池汽车发展的主要原因之一便是缺乏高增益的直流变换器^[4-5].为了获得高增益的变换器拓扑,目前主要采用的方法有三种,分别为级联型(由多个模块构成,具有易于实现的优点,缺点是变换器的效率不易提高)^[6-11]、开关电容型^[12-15]、耦合电感型^[16-17].开关电容型和耦合电感型需要的储能元件多,且开关管的通断会产生较大的电压电流尖峰.

三电平 Boost 变换器 DC/DC 变换器,其开关管的电压应力较高,且增益为 $1/(1-D)$,其中 D 为占空比.为了减小开关管的电压应力,文献[18]提出了输入串联输出串联(Input-series Output-series,ISOS)四电平 DC/DC 变换器,是在三电平 Boost 拓扑结构的基础上添加少量的器件构成,输入输出共地,使得开关管的电压应力减小.但是,ISOS 四电平 Boost 变换器的电压增益与两电平 Boost 变换器相同.为此,需要寻找新的拓扑,来实现高增益和低开关管电压应力的电路拓扑,文献[19]提出悬浮交错 Boost 变换器方案,其具有高升压比特性,但该变换器开关管承受的电压应力较大.

为此,针对四电平 DC/DC 变换器升压比低及开关管电压应力高的问题,提出了四电平悬浮交错 Boost DC/DC 变换器(Four-level Floating-output Interleaved-input Boost DC/DC Converter,FL-FIBC),并对其拓扑结构及其工作原理进行分析研究.

1 FL-FIBC 拓扑特性分析

FL-FIBC 拓扑结构如图 1 所示.变换器由两个模块构成,其子模块为四电平 Boost DC/DC 变换器,模块间悬浮交错连接,每个模块工作原理相同.其中, $Q_1 \sim Q_6$ 为开关管状态, L_1, L_2 为升压电感, V_{in} 为输入电源电压, $D_1 \sim D_6$ 为二极管, C_{n1}, C_{n2}, C_1, C_3 为飞跨电容, C_2, C_4 为后级输出侧电容, C_0 为直流母线侧电容, R 为

收稿日期:2022-01-05;修回日期:2022-11-21.

基金项目:国家自然科学基金(61703144);河南省科技攻关项目(202102210294);河南省高等学校重点科研项目(20A470005).

作者简介:郑征(1965—),女,河南南阳人,河南理工大学教授,博士,主要从事可再生新能源功率变换与并网技术、大功率电力电子与电力系统控制方面的教学和研究工作,E-mail:zhengzh@hpu.edu.cn.

通信作者:安江伟(1992—),男,河南商丘人,河南理工大学硕士研究生,主要从事电力电子变换器建模与控制方面的研究,E-mail:1724758055@qq.com.

负载, V_{out} 为直流母线侧电压。

由图 1 可得 FL-FIBC 变换器的输入输出关系为, 输出电压为两模块电容电压的和减去输入电压, 即

$$V_{out} = V_{C2} + V_{C4} - V_{in}, \quad (1)$$

式中, V_{C2}, V_{C4} 分别为上下模块的后级输出电容电压。

假设变换器工作在理想情况下, 对称点的器件参数相等. 由伏秒平衡原理得出变换器的电压增益, 也即电感 L_1 在一个周期内充放电电荷相等, 可得出 FL-FIBC 输入输出电压关系:

$$\begin{cases} V_{C4} = V_{C2} = \frac{V_{in}}{(1-D)}, \\ V_{C3} = V_{C1} = \frac{2V_{in}}{3(1-D)}, \\ V_{Cf2} = V_{Cf1} = \frac{V_{in}}{3(1-D)}. \end{cases} \quad (2)$$

将(2)式代入(1)式可得电压增

$$V_{out} = \frac{1+D}{1-D} V_{in},$$

故输入电流 I_{in} 和输出电流

$$I_{out} \text{ 的关系 } I_{out} = \frac{1-D}{1+D} I_{in}.$$

故此, 对比 FL-FIBC 的优点, 如表 1 所示. FL-FIBC 相对于四电平 Boost 变换器而言, 开关管的电压应力、电流应力和增益三方面均有较大提高. 另外, FL-FIBC 和 TL-FIBC 的电压增益相等, 但 FL-FIBC 的开关管电压应力得到较低. 由以上分析知, FL-FIBC 具有高增益特性; 开关管电压应力为输入电压和输出电压和的 $1/6$ 且输入输出电压纹波小; 结构简单, 输入输出不共地; 变换器的各部分电压电流纹波相对较小.

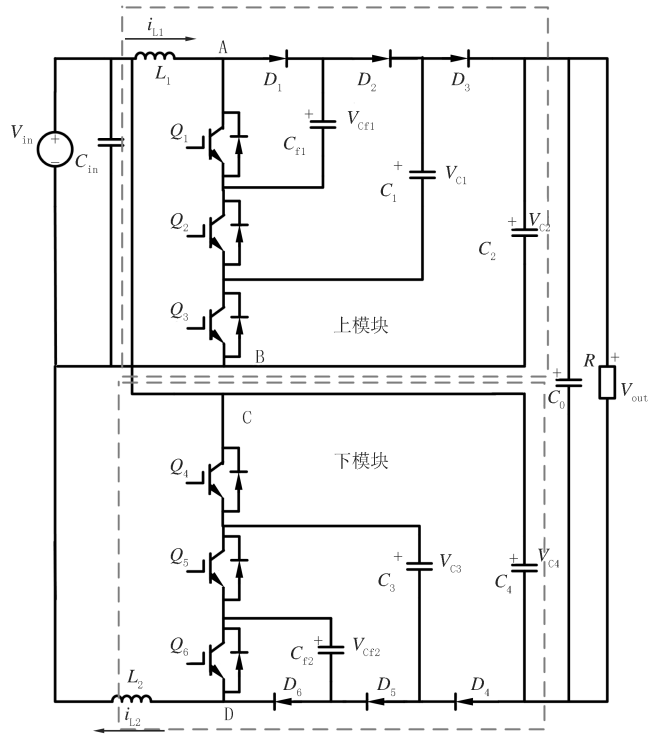


图1 FL-FIBC变换器拓扑结构

Fig.1 FL-FIBC converter topology

2 FL-FIBC 工作原理分析

定义开关管导通为 1, 关断为 0. 开关管 Q_1, Q_2, Q_3 的导通时间为占空比 D . 由 Boost 四电平变换器的工作特性可知, 其工作模式可以根据开关管 Q_1, Q_2, Q_3 占空比的大小分为 3 种开关模式, 根据开关管的导通个数分为 3 个模态, 分别为 $0 < D_1 + D_2 + D_3 < 1, 1 < D_1 + D_2 + D_3 < 2, 2 < D_1 + D_2 + D_3 < 3$. 接下来以子模块为例来分析 TL-FIBC 的工作原理.

表 1 3 种拓扑开关管应力及增益对比

Tab. 1 Comparison of stress and gain of three topology switches

| 拓扑结构 | 电压应力 | 电流应力 | 电压增益 |
|-----------|--------------------------|----------------------|-------------------|
| 四电平 Boost | $\frac{V_{out}}{3}$ | I_{in} | $\frac{1}{1-D}$ |
| FIBC | $\frac{V_{out}}{1+D}$ | $\frac{I_{in}}{1+D}$ | $\frac{1+D}{1-D}$ |
| FL-FIBC | $\frac{V_{out}}{3(1+D)}$ | $\frac{I_{in}}{1+D}$ | $\frac{1+D}{1-D}$ |

Boost 四电平变换器的工作方式下的电压电流波形如图 2 所示,其中包括 Q_1, Q_2, Q_3 的驱动波形,电感电流 i_{L1} 的波形和 AB 两点的电压波形。

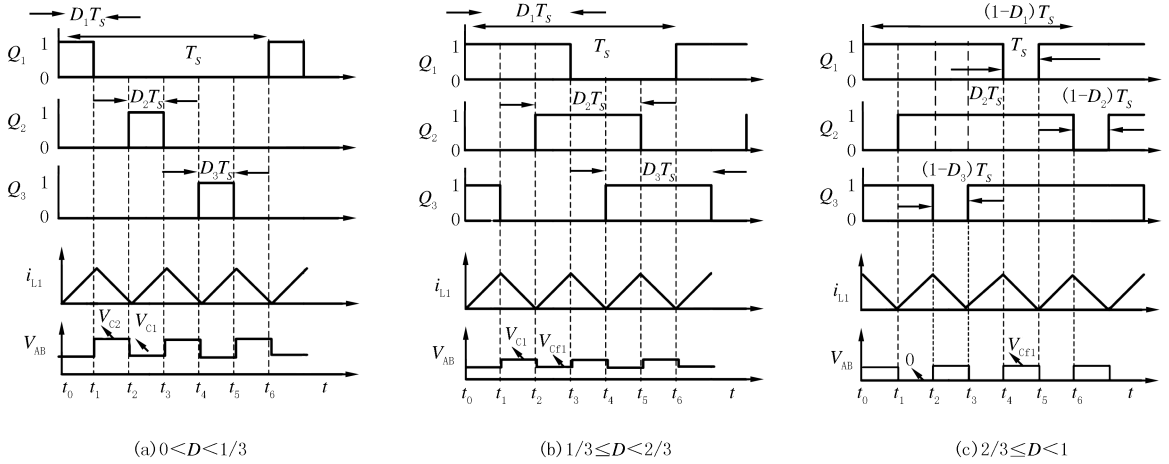


图2 Boost四电平变换器主要波形

Fig.2 Main waveforms of Boost four-level converter

根据图 2 对子模块的工作原理进行分析,以变换器工作在 $0 < D < 1/3$ 的工作模式为例(其他两种的分析过程相同)。在这种情况下,只有四种开关状态,并且一个周期内的切换顺序分别为 100,000,010,000,001,000,根据图 2 和图 3(a) 所示简述其工作过程。

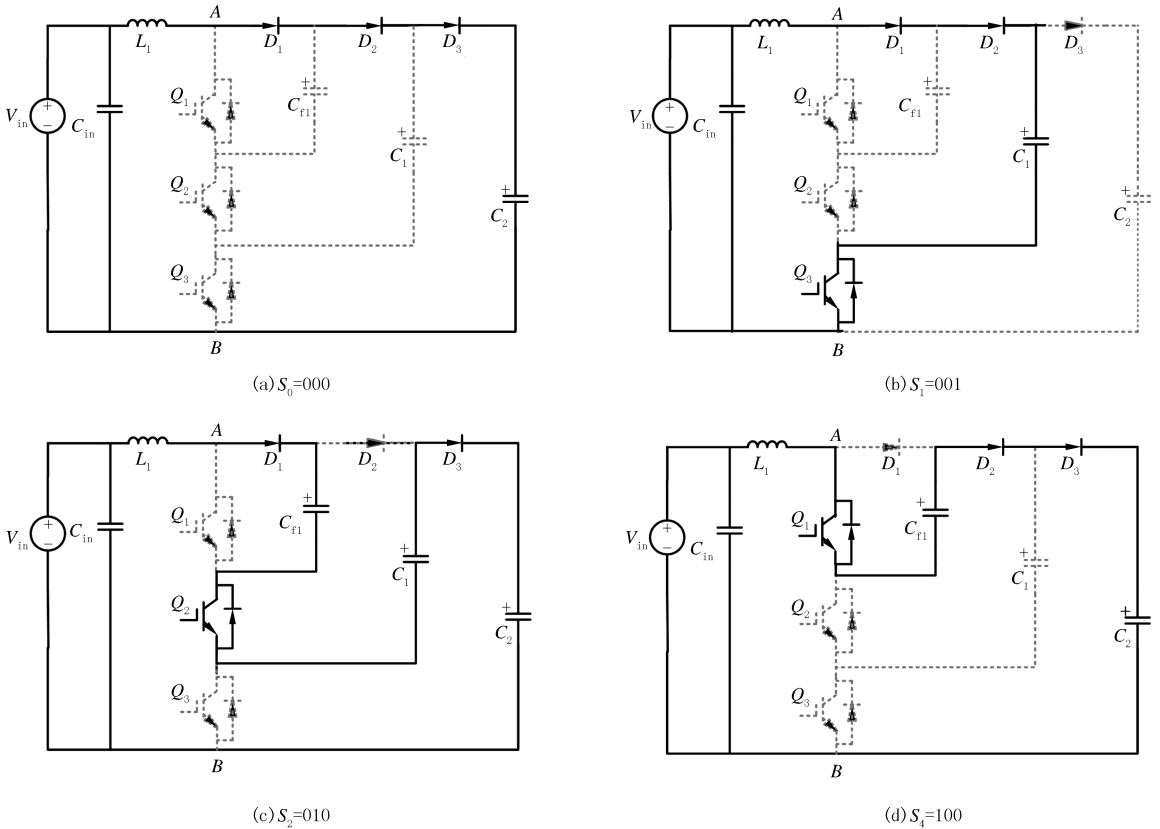


图3 $0 < D < 1/3$ 模式下的等效电路

Fig.3 Equivalent circuit $0 < D < 1/3$ mode

阶段 $1[t_0, t_1)$, 等效电路如图 3(d) 所示: 开关管 Q_1 闭合, 开关管 Q_2, Q_3 断开, V_{in} 和 C_{f1} 共同给 L_1 和 C_2

充电, i_{L1} 线性增大, Q_1, Q_2, Q_3 电压应力为 $V_{C1}/2$.

阶段 2, 4, 6 $[t_1, t_2), [t_3, t_4), [t_5, t_6)$ 工作原理相同, 等效电路如图 3(a) 所示: 开关管 Q_1, Q_2, Q_3 都断开. V_{in} 和 L_1 同时给 C_2 充电, C_{f1}, C_1 断开, i_{L1} 线性减小, 开关管 Q_1, Q_2, Q_3 的电压应力为 $V_{C1}/2$.

阶段 3 $[t_2, t_3)$, 等效电路如图 3(c) 所示: 开关管 Q_1, Q_3 都断开, 开关管 Q_2 闭合. V_{in}, V_{C1} 给 L_1, C_{f1} 和 C_2 充电, i_{L1} 线性增大, 开关管 Q_1, Q_2, Q_3 的电压应力为 $V_{C1}/2$.

阶段 5 $[t_4, t_5)$, 等效电路如图 3(b) 所示: 开关管 Q_1, Q_2 断开, 开关管 Q_3 闭合. V_{in} 给飞跨电容 C_1 和电感 L_1 充电, i_{L1} 线性增大, 开关管 Q_1, Q_2, Q_3 的电压应力为 $V_{C1}/2$.

3 调制策略

FL-FIBC 中的同一模块内的开关管的驱动信号是移相 120° , 上下模块开关管的导通相位不同导致电容电感充放电顺序不同, 采用相位交错导通方式可以降低电压电流纹波. 以此根据开关管的相位关系, 将电路分为非交错调制方式与交错调制 90° 导通方式, 具体调制方式为非交错调制, 上下模块对称点的开关管同时导通; 交错调制, 上下模块对称点的开关管交错 90° 导通. 交错调制方式为模块对称点的开关管导通相位相等, 工作波形如图 4 所示. 非交错模式和单个四电平 Boost 变换器的工作波形相同, 如图 2 所示, 在这里不再赘述.

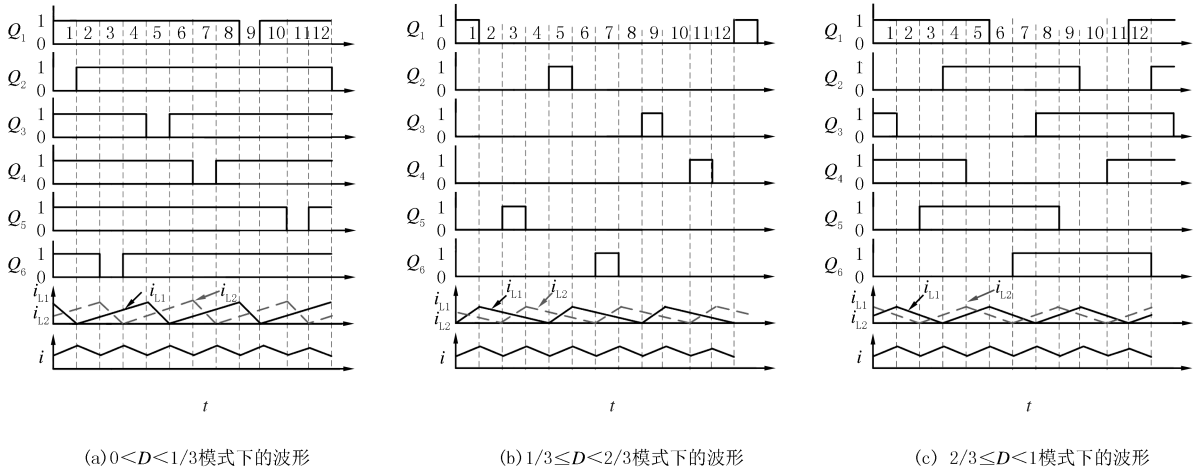


图4 FL-FIBC主要波形

Fig. 4 Main waveform of FL-FIBC

图 4 中 $Q_1 \sim Q_6$ 表示 FL-FIBC 开关管驱动信号, i_{L1}, i_{L2} 表示升压电感电流, i 表示两个电感电流叠加后的电流波形. 采用交错连接方式时, 上下两个模块的开关管的驱动信号交错 90° , 使得燃料电池的输出电流由两个电感电流波形叠加而成, i_{in} 与 i_{out} 之和等于 i_{L1} 与 i_{L2} 之和, 叠加后其输出电流纹波减小.

4 电路仿真与分析

为了验证本文所设计的交错调制方式的有效性, 在 MATLAB/Simulink 中搭建仿真模型. 设计输入电压 $V_{in} = 100$ V, 输出电压 $V_{out} = 700$ V, 根据系统要求, 设计电容电压纹波系数为 1%、电感电流纹波系数为 10%, 开关频率 f_s 为 50 kHz. 各参数选型如表 2 所示.

表 2 变换器仿真参数

Tab. 2 Converter simulation parameters

| 开关频率 f_s | 输入电压 V_{in} | 输出电压 V_{out} | 输出电流 I_{out} | 电容电压纹波系数 | 电感电流纹波系数 | 功率 |
|------------|---------------|----------------|----------------|----------|----------|------|
| 50 kHz | 100 V | 700 V | 1.43 A | 1% | 10% | 1 kW |

4.1 参数计算

1) 开关管参数设计: 由 FL-FIBC 的设定参数, $V_{in} = 100$ V, $V_{out} = 700$ V, 功率为 1 kW, 则两电感电流

$I_{L1} = I_{L2} = (I_{in} + I_{out})/2 = 5.71 \text{ A}$, 式中, I_{in}, I_{out} 分别为变换器的输入和输出电流. 因此, 选择开关管的型号为 IRPF460 型号的 MOSFET 作为电路的开关管. 其漏源电压为 500 V, 通态电流为 20 A, 满足实验要求.

2) 电感参数设计: 由上式及表 4 可知, 电流纹波系数 $\delta = 0.1$, 根据 $\delta = \Delta I_{L1}/(2I_{L1})$, 得, $\Delta I_{L1} = 2I_{L1}\delta = 1.142 \text{ A}$. 电感

$$L_1 = \begin{cases} \frac{(V_{C1} - V_{in})(1-D)}{\Delta I_{L1} f_s} & 0 < D < \frac{1}{3}, \\ \frac{(V_{C1} - V_{in})(\frac{2}{3} - D)}{\Delta I_{L1} f_s} & \frac{1}{3} \leq D < \frac{2}{3}, \\ \frac{(V_{C1} - V_{in})D}{\Delta I_{L1} f_s} & \frac{2}{3} \leq D < 1, \end{cases}$$

且 $V_{out} = 700 \text{ V}$ 和 $V_{in} = 100 \text{ V}$, 得占空比为 $D = 0.75$, 选取 $L_1 = L_2 = 0.66 \text{ mH}$.

3) 直流母线侧电容参数设计: C_o 可以根据变换器的 V_{out} 电压纹波来求. 其中 $I_{out} = P/V_{out} \approx 1.43 \text{ A}$, 则 $\Delta V_{out} = \frac{I_{out}(1-D)}{C_o} T_s$. 根据表 3 中参数可计算出其纹波 ΔV_{out} 约为 7 V, 根据上式, 最终选取 $C_o = 47 \mu\text{F}$.

4) 前级飞跨电容参数设计: 根据 FL-FIBC 上模块的工作原理得, 可由 C_{f1} 在一个开关周期内的充电时间 T_{Cf1} 求得前级飞跨电容电压参数.

$$T_{Cf1} = \begin{cases} (1-D)T_s, & 1 < D < \frac{1}{3}, \\ (\frac{2}{3} - D)T_s, & \frac{1}{3} \leq D < \frac{2}{3}, \\ DT_s, & \frac{2}{3} \leq D < 1. \end{cases}$$

设 $I_{Cf1} = I_{L1}$, 可得 $\Delta V_{Cf1} = \frac{I_{Cf1} T_{Cf1}}{C_{f1}}$, 取 $\Delta V_{Cf1} = 1\% \frac{V_{in} + V_{out}}{6} = 1.33 \text{ V}$, 其中, ΔV_{Cf1} 为前级飞跨电容电压的纹波值. 可得前后级飞跨电容电压 $C_{f2} = C_{f1} = 47 \mu\text{F}$.

5) 后级飞跨电容设计: C_1 及 C_3 的充电时间为 $(1-D)T_s$, 且 C_1 的电流等于电感电流, 根据它们的脉动值求得彼此的电容值. 其脉动值 $\Delta V_{C1} = \frac{I_{L1} T_{C1}}{C_1} = 1\% \times \frac{V_{in} + V_{out}}{3} = 2.67 \text{ V}$, $C_1 = \frac{I_{C1} T_{C1}}{\Delta V_{C1}}$, 求得后级飞跨电容电压 $C_3 = C_1 = 100 \mu\text{F}$.

6) 后级电容参数设计: 其脉动值 $\Delta V_{C2} = \frac{I_{L1} T_{C2}}{C_2} = 1\% \times \frac{V_{in} + V_{out}}{3} = 4 \text{ V}$, $C_2 = \frac{I_{C2} T_{C2}}{\Delta V_{C2}}$, 求得后级飞跨电容电压 $C_4 = C_2 = 150 \mu\text{F}$.

4.2 不同调制方式下对比分析

1) 稳态波形. 图 5(a) 为两个升压电感电流叠加后波形, 其中实线与虚线分别为非交错调制及交错调制方式下的电感电流波形. 当采用交错调制方式时, 电感电流纹波降低; 图 5(b) 为输出电压波形, 非交错调制方式下, V_{out} 纹波电压约为 4 V; 在交错调制方式下, V_{out} 纹波电压约为 2 V. 当电路工作在交错调制方式下, 输出电压纹波得到了改善.

2) 扰动仿真. 图 6 为当系统趋于稳定时, 在 0.1 s 时输出侧并联 200 Ω 电阻后的各个电压波形. 由图可以看出, 0.1 s 前变换器稳定运行, 输出电压稳定在 700 V, 当负载发生突变时, 出现经过短暂波动后, 恢复至原参考值电压. 通过观察波形可以看出, 在负载扰动下, 各个电容电压及输出电压依然稳定, 验证该电路具有良好的抗扰能和动态特性.

3) 跟随行分析. 在 0.1 s 将参考值由 700 V 变化为 400 V, 各个电容电压及输出电压的波形如图 7 所示. 在 0.1 s 前, 输出电压稳定在 700 V, 当参考值发生变化时, 输出电压迅速调整至 400 V, 且前级飞跨电容电

压、后级飞跨电容电压、后级电容电压分别为 83.3 V,166.6 V,250 V.

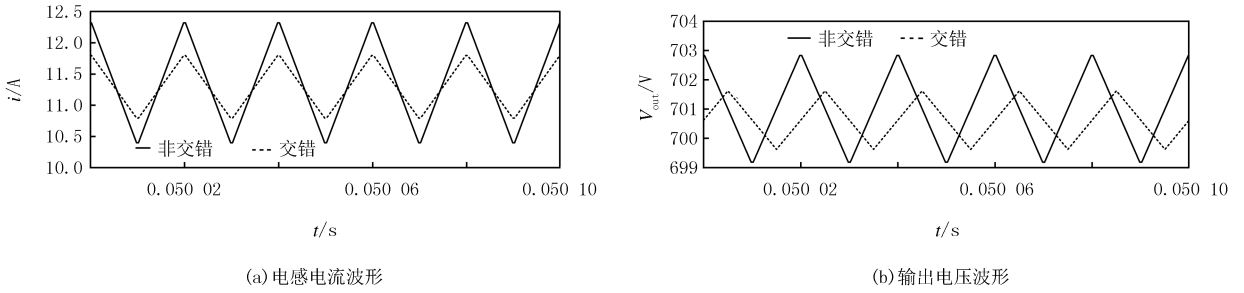


图5 非交错与交错调制下电感电流及输出电压波形

Fig.5 Inductor current and output voltage waveform under non interleaving and interleaving modulation

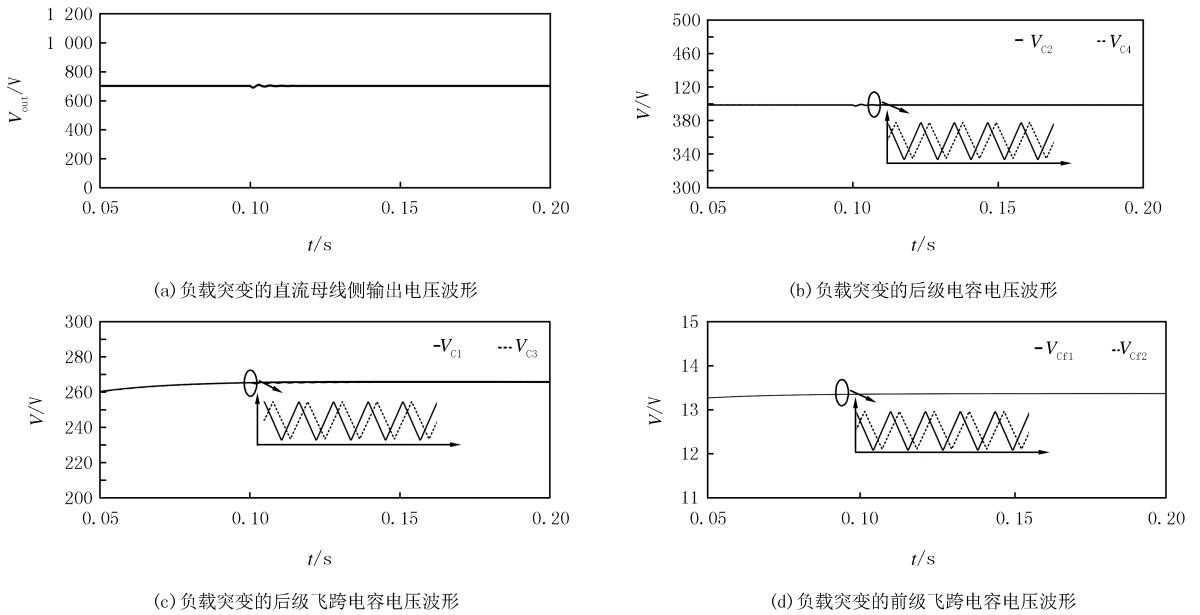


图6 负载突变下各个电压波形

Fig.6 Voltage waveform under sudden load change

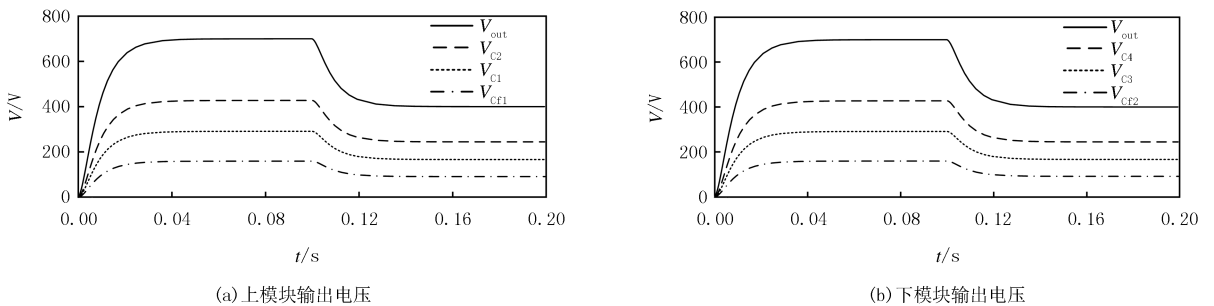


图7 参考值突变各变量波形

Fig.7 The waveform of each parameter of the reference value mutation

5 结论

本文提出了一种高增益 DC/DC 变换器,并对电路拓扑结构、工作特性进行研究.提出了 FL-FIBC 高增

益变换器和交错调制方式.采用交错调制方式电路具有良好的稳定性、抗扰性和跟随性,并且能够有效降低输出电压纹波.通过仿真,验证了理论推导的正确性与控制策略的有效性,证明了系统具有良好的动静态特性及稳定性.

参 考 文 献

- [1] 徐继勇.电动汽车技术原理及发展展望[J].内燃机与配件,2021(22):174-175.
XU J Y. Technical principles and development prospects of electric vehicles[J]. Internal Combustion Engine & Parts, 2021(22): 174-175.
- [2] 赵天宇,陈东,霍为炜,等.氢燃料电池汽车能量管理系统模糊控制仿真研究[J].重庆理工大学学报(自然科学),2022,36(3):36-40.
ZHAO T Y, CHEN D, HUO W W, et al. Simulation of energy management system of hydrogen fuel cell vehicle based on fuzzy control[J]. Journal of Chongqing University of Technology(Natural Science), 2022,36(3):36-40.
- [3] 吴小员,卢新宝,董嘉璇,等.燃料电池汽车地方政策研究[J].储能科学与技术,2021,10(6):1987-1997.
WU X Y, LU X B, DONG J X, et al. Local policy for fuel cell vehicles[J]. Energy Storage Science and Technology, 2021, 10(6): 1987-1997.
- [4] 岳舟,刘小荻,姚绍华,等.一种输入电流连续的新型高增益 DC-DC 升压变换器[J].电力系统保护与控制,2022,50(6):125-134.
YUE Z, LIU X D, YAO S H, et al. A novel high gain DC-DC boost converter with continuous input current[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(6): 125-134.
- [5] 岳舟.一种新型高电压增益 DC-DC 变换器研究[J].电力系统保护与控制,2021,49(17):130-138.
YUE Z. A novel high voltage gain DC-DC converter[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(17): 130-138.
- [6] 马文忠,田洪英,刘慧玉,等.非隔离型模块化多电平 DC/DC 变换器的最小化桥臂环流控制[J].电力系统保护与控制,2021,49(22):51-58.
MA W Z, TIAN H Y, LIU H Y, et al. A minimized AC circulating control strategy for a non-isolated modular multilevel DC/DC converter[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(22): 51-58.
- [7] SI Y P, LIU Y F, LEI Q. New module with isolated half bridge or isolated full bridge for modular medium voltage converter[C]//2018 International Power Electronics Conference(IPEC-Niigata 2018-ECCE Asia). Niigata: IEEE, 2018: 2400-2403.
- [8] PIRES V F, CORDEIRO A, FOITO D, et al. High step-up DC-DC converter for fuel cell vehicles based on merged quadratic boost-high step-up DC-DC converter for fuel cell vehicles based on merged quadratic boost-cuk[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(8): 7521-7530.
- [9] BELHAJ F Z, FADIL H E, IDRISSE Z E, et al. Adaptive observer design for non-linear cascade boost converter[C]//ICEIT. Rabat: IEEE, 2020: 9113186.
- [10] 段宛宜,王辉.一种 Boost 级联式高增益 DC/DC 变换器[J].电器与能效管理技术,2020(2):54-60.
DUAN W Y, WANG H. A dual boost cascade high gain DC/DC converter[J]. Electrical & Energy Management Technology, 2020(2): 54-60.
- [11] 刘京斗,鄧欢,赵宇明,等.基于飞跨电感的高升压比级联式 DC/DC 变换器[J].电源学报,2020,18(5):88-94.
LIU J D, ZHI H, ZHAO Y M, et al. High step-up ratio cascaded DC/DC converter based on flying-inductor[J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(5): 88-94.
- [12] THOTA P R, JEEVANANTHAN S. A new switched capacitor nine-level inverter with quadruple voltage boosting and capacitor voltage balancing capabilities[C]//2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems. Jaipur: IEEE, 2020: 1-5.
- [13] 马雨辉,皇甫宜耿,徐良材,等.一种基于开关电容倍压单元的新型浮地并联高增益变换器[J].电气工程学报,2021,16(2):181-189.
MA Y H, HUANGFU Y G, XU L C, et al. A novel floating parallel high-gain converter based on switched capacitor voltage doubler[J]. Journal of Electrical Engineering, 2021, 16(2): 181-189.
- [14] 尹华杰,丁杰,赵世伟.基于耦合电感与开关电容单元的高增益 DC/DC 变换器[J].电机与控制学报,2021,25(11):66-74.
YIN H J, DING J, ZHAO S W. High step-up DC/DC converter based on coupled inductor and switched capacitor unit[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(11): 66-74.
- [15] 乔文转,张少如,张蒙蒙,等.一种非对称交错并联高增益 DC-DC 变换器[J].电力系统保护与控制,2019,47(16):151-158.
QIAO W Z, ZHANG S R, ZHANG M M, et al. An asymmetric cross-parallel high step-up DC-DC converter[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(16): 151-158.
- [16] KHOSRAVI M, KHABURI D A, HESHMATIAN S. Predictive control of multi-input switched-capacitor DC-DC converter with reduced switching Frequency[C]//2017 8th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference(PEDSTC). Mashhad: IEEE, 2017: 549-554.

- [17] 朱彦磊,傅亚光,艾建,等.一种双不对称升压倍增单元的耦合电感 Boost 变换器[J].电力系统保护与控制,2019,47(12):93-99.
ZHU Y L, FU Y G, AI J, et al. Two asymmetric voltage multiplier cells Boost converter with coupled inductor[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(12): 93-99.
- [18] LU C Y, LIN D H, CHEN H C. Decoupled design of voltage regulating and balancing controls for four-level flying capacitor converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(12): 12152-12161.
- [19] 阚志忠,刘广鹏,汪伟光,等.高升压比悬浮交错三电平 DC/DC 变换器研究[J].电力电子技术,2019,53(5):89-92.
KAN Z Z, LIU G P, WANG W G, et al. Research on a floating-output Interleaved-input three-level DC/DC converter high set-up ratio[J]. Power Electronics, 2019, 53(5): 89-92.

Research on four level floating interleaved boost DC/DC converter

Zheng Zheng, An Jiangwei

(School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454000, China)

Abstract: A four level floating output interleaved input boost DC/DC converter(FL-FIBC) with high voltage rise ratio is proposed. The converter can not only achieve high voltage rise ratio and significantly reduce the input current ripple of the converter, but also the voltage stress borne by the switch is only one sixth of the sum of input voltage and output voltage. Its topology and working principle are analyzed and studied. According to the characteristics of large output voltage ripple under non staggered conduction mode, the staggered conduction mode is proposed. Through the simulation in MATLAB, the effectiveness of the designed controller is verified.

Keywords: DC/DC converter; interleaved modulation; FL-FIBC; PI control; simulation analysis

[责任编辑 杨浦 刘洋]