

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2106873

# 具有低输入电流纹波带耦合电感的 双向 DC-DC 变换器\*

鲁鹏飞 吕宁 詹跃东

(昆明理工大学信息工程与自动化学院 昆明市 650504)

**摘要:** 针对燃料电池发电系统输出电压低和输入电流纹波大的问题,设计了一种新型带耦合电感的双向 DC-DC 变换器。该变换器利用超级电容器减少电流纹波对燃料电池的冲击从而提高燃料电池的发电效率,同时通过改变占空比和耦合电感的匝数比来提高输出电压增益。在 Matlab/Simulink 软件中创建仿真模型,采用平均电流模式搭建控制电路,并详细地分析升压和降压模式下变换器的开关状态与工作特性。仿真结果为:变换器的输入电流纹波约为 1%,在耦合电感变比为 1 时升压电压增益最高为 16。结果表明本文所提变换器可以在满足燃料电池发电系统对低频电流纹波的要求同时实现高电压增益,验证了所提出拓扑的可行性。

**关键词:** 双向 DC-DC 变换器;耦合电感;低输入电流纹波;高电压增益

中图分类号: TM461 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 470.4031

## Bidirectional DC-DC converter with low input current ripple and coupled inductance

Lu Pengfei Lyu Ning Zhan Yuedong

(Faculty of Information Engineering and Automation, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650504, China)

**Abstract:** A new type of bidirectional DC-DC converter with a coupled inductor was designed for the output voltage of the fuel cell power generation system and the input current rod wide. The supercapacitor was used to reduce the impact of current ripple to the fuel cell to increase its power generation efficiency, and improved the output voltage gain by changing the number of turns ratios of the duty ratio and the coupled inductor. A simulation model was created in the Matlab/Simulink software, and a control circuit was built with average current mode. The switching status and working characteristics of the converter were analyzed in the boost and buck mode. The simulation results showed that the input current ripple wave of the converter was about 1%, and the boost voltage gain was up to 16 when the coupling inductance ratio was 1. The results showed that the proposed converter could meet the low frequency current ripple requirements of fuel cell power generation system and achieve high voltage gain at the same time, which verified the feasibility of the proposed topology.

**Keywords:** bidirectional DC-DC converter; coupled inductor; low input current ripple; high voltage gain

## 0 引言

随着燃料电池技术的飞速发展,燃料电池发电系统作为一种新型发电系统具有工作温度低、运行时间长、环境污染等特点,受到了世界各国的关注,其被广泛的应用在燃料电池汽车、电网分布式发电、便携电源等领域<sup>[1]</sup>。然而,燃料电池发电系统输出电压低,无法直接匹配较高的直流母线电压,只能通过多个燃料电池串联输出高电压,但是这

些燃料电池如果受到输入的电流纹波的影响,电堆就会造成不可逆的损坏<sup>[2]</sup>。因此,高电压增益和低电流纹波的 DC/DC 变换器仍然是国内外的研究热点之一<sup>[3-4]</sup>。

设计的 DC/DC 变换器不仅保证能可靠运行,而且保证足够低的输入电流纹波,以避免缩短燃料电池寿命<sup>[5]</sup>。传统的 Boost 和 Buck 变换器由于自身的固有属性,无法实现高电压增益。因此,国内外的学者针对如何提高电压增益和降低电流纹波提出了许多类型的拓扑结构<sup>[6-8]</sup>。这些

收稿日期:2021-06-06

\* 基金项目:国家自然科学基金(51667012)项目资助

双向DC/DC变换器大体上可以分为两大类:隔离型变换器和非隔离型变换器<sup>[9]</sup>。隔离型变换器是通过调节变压器的匝比来获得较高的电压增益,往往需要大量的功率开关元件,这将会导致更多的开关损耗,降低燃料电池的发电效率<sup>[10]</sup>。非隔离型变换器又分为两大类:无耦合电感型变换器和带耦合电感型变换器<sup>[11]</sup>。文献[12]中提出了一个软开关的转换器能够减少开关损耗,但其本身的增益和传统变换器相等,同时还需要更多的功率开关元件;文献[13]中提出了一种使用级联开关的变换器,该变换器通过倍压电路得到高电压输出,但其输出电流不连续和电流纹波高;文献[14]中使用了交错并联的双向DC/DC变换器,电压应力减小了一半,输入电流纹波降低,但得到的电压增益偏低,需要的功率开关管数量多;文献[15]提出一种二次型DC/DC变换器,该变换器有较高的电压增益,较低的电流纹波,但有较高的电压应力,变换器的效率偏低。文献[16]在文献[15]基础上引入了级联开关,但仍然没有解决功率开关管电压应力较大的问题;文献[17]中实现了软开关启停方法,开关管损耗降低,提高了工作效率,但是由于谐振问题,损耗增加;文献[18]提出了零电压开关的升压变换器,但电压增益偏低。文献[19]提出了一种带耦合电感的双向DC/DC变换器,可以实现较高的电压增益,并有效的降低了输入电流纹波,但是变换器的效率偏低,电流应力略高;文献[20]提出的变换器有较高的电压增益和较低的电压应力,然而,低压侧的电流纹波较大,会降低工作效率,同时也会对电池造成损伤。

本文通过将基本的带耦合电感的Boost变换器与文献[19]所提出的变换器组合成一个新型的带耦合电感的双向DC/DC变换器。相对与文献[19]的变换器,该变换器在升压模式下的电压增益得到了提高,输入电压侧的电流纹波得到更大程度的抑制。

由于低频电流纹波会对燃料电池造成不可逆的伤害和燃料电池输入电压偏低,本文提出了一种带耦合电感的双向DC/DC变换器。本文首先介绍了提出的拓扑结构的优化组合过程,分析了升压和降压模式下所提出变换器的开关状态,以及该变换器的工作特性,并与其他变换器做了对比。该变换器采用平均电流模式控制,并列出了其参数数据,在Matlab/Simlink中搭建了仿真模型和控制电路,使电压增益得到提高,同时低频电流纹波降低至1%左右。最后,仿真结果验证了提出的拓扑结构的可行性,延长燃料电池的使用寿命。

## 1 拓扑结构及开关状态

本文提出的拓扑结构推导过程如图1(c)所示,图1(a)是文献[19]提出的拓扑的结构,图1(b)为带耦合电感的Boost电路,回路中串联一个电容 $C_2$ ,当开关 $Q_2$ 断开后, $C_2$ 上的电压可以维持高压侧 $U_H$ 导通。将图1(a)和(b)的拓扑进行优化组合和演化,经过适当处理得到如图1(c)的

拓扑结构。

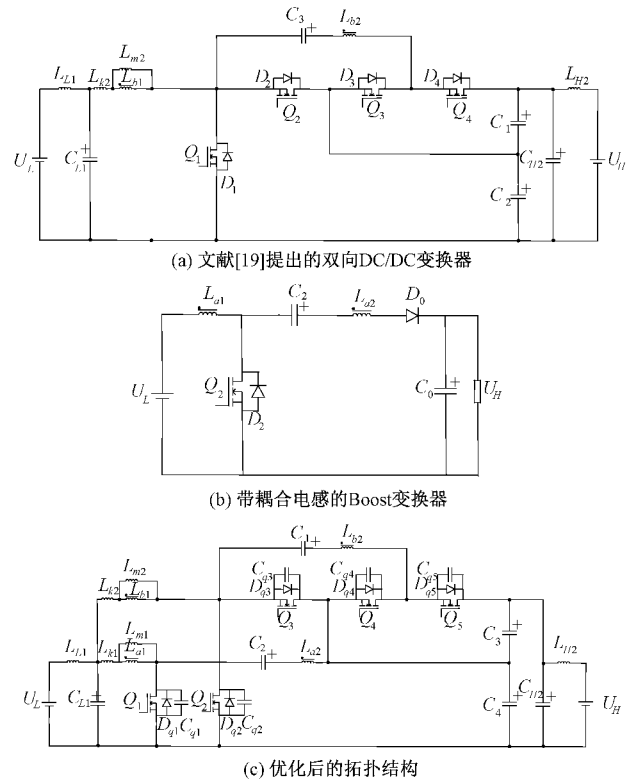


图1 提出的拓扑结构演变过程

该变换器包含了5个功率开关管 $Q_1 \sim Q_5$ ,  $D_{q1} \sim D_{q5}$ 是其固有的寄生二极管, $C_{q1} \sim C_{q5}$ 是其栅源极电容。其中 $Q_1$ 和 $Q_2$ 负责升压变换, $Q_3 \sim Q_5$ 负责降压变换。两个耦合电感 $L_{a1}$ 和 $L_{b1}$ ,  $L_{m1}$ 和 $L_{m2}$ 分别为其励磁电感, $L_{k1}$ 和 $L_{k2}$ 分别为其漏感。两个LCR结构, $L_{L1}$ 和 $C_{L1}$ ,  $L_{H2}$ 和 $C_{H2}$ ,以及4个电容 $C_1 \sim C_4$ 。LCR拓扑结构能够极大的降低升降压时的电流纹波,新增的耦合电感支路也能够进一步降低电流纹波。

## 2 开关模式

如图2(a)所示,为升压模式下的开关管 $Q_1$ 和 $Q_2$ 的开关状态,此时开关管 $Q_3 \sim Q_5$ 的体二极管 $D_{Q3} \sim D_{Q5}$ 充当二极管的作用。两个开关管 $Q_1$ 和 $Q_2$ 交替导通,相位差为 $180^\circ$ ,占空比始终保持大于0.5。 $I_{Q1}$ 和 $I_{Q2}$ 为流过开关管 $Q_1$ 和 $Q_2$ 的电流, $I_{DQ3} \sim I_{DQ5}$ 为流过体二极管 $D_{Q3} \sim D_{Q5}$ 的电流, $I_{C1}$ 和 $I_{C2}$ 为流过电容 $C_1$ 和 $C_2$ 的电流, $I_{La1}$ 和 $I_{La2}$ 为流过耦合电感 $L_{a1}$ 和 $L_{a2}$ 的电流,升压模式下共有7个开关模式。

如图2(b)所示为降压模式下的开关管 $Q_3 \sim Q_5$ 的开关状态,此时开关管 $Q_2$ 的体二极管 $D_{Q2}$ 充当二极管的作用, $Q_1$ 支路由于流过的电流可以忽略不计,因此进行了简化处理。开关管 $Q_3$ 和 $Q_5$ 同时导通,占空比不大于0.4。 $Q_2$ 单独导通,占空比不大于0.6。 $I_{DQ2}$ 为流过体二极管 $D_{Q2}$ 的

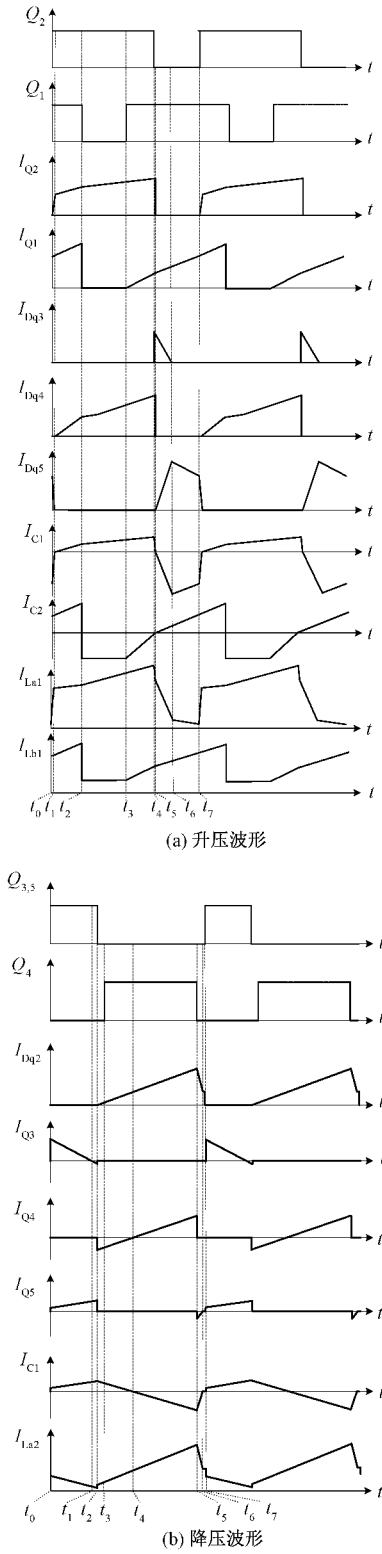


图 2 工作波形

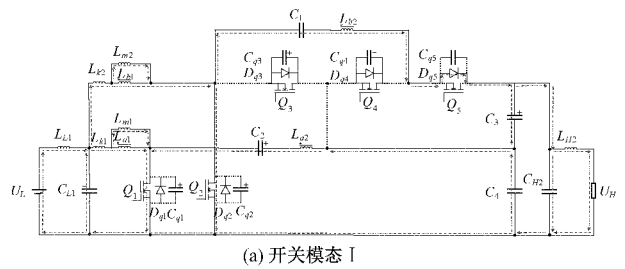
电流,  $I_{Q3} \sim I_{Q5}$  为流过开关管  $Q_3$  和  $Q_5$  的电流,  $I_{C1}$  为流过电容  $C_1$  的电流,  $I_{La2}$  为流过耦合电感  $L_{a2}$  的电流, 由波形图可以看出开关管  $Q_5$  可以实现零电流通断, 降压模式下共有 7 个开关模式。

### 2.1 升压模式下开关模式

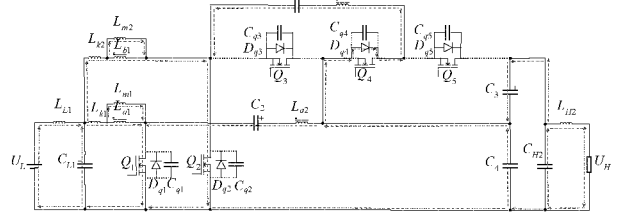
在图 3 和 4 中使用黑色实线表示通路, 黑色点线表示断路, 带箭头的虚线表示电流的流向。具体开关模式如下:

开关模式 I [ $t_0 - t_1$ ]: 如图 3(a) 所示,  $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $D_{q5}$  导通,  $D_{q3}$ 、 $D_{q4}$  关断,  $L_{a1}$ 、 $L_{a2}$  通过  $U_L$  线性充电。  $L_{a2}$  和  $C_4$  通过  $Q_1$  给  $C_2$  充电。  $C_1$  通过  $D_{q5}$  给  $C_3$  和  $L_{b2}$  充电, 同时使  $U_H$  导通。直到  $t_1$  时刻, 流过  $C_1$  的电流下降到 0 时,  $D_{q5}$  关断,  $D_{q4}$  导通, 进入下一个开关模式。

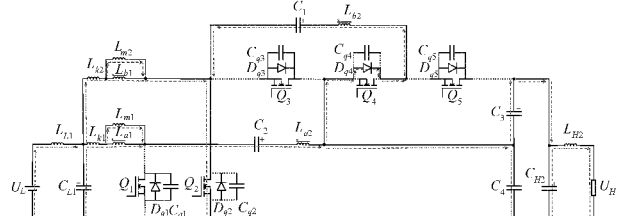
开关模式 II [ $t_1 - t_2$ ]: 如图 3(b) 所示,  $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $D_{q4}$  导



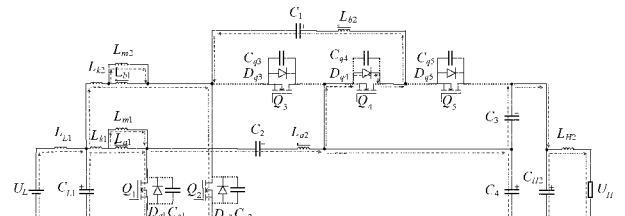
(a) 开关模式 I



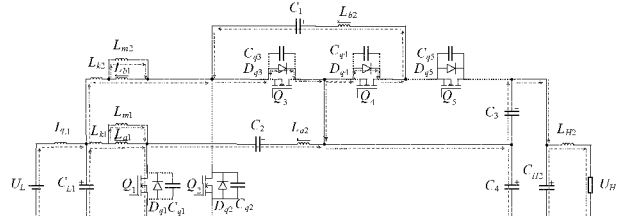
(b) 开关模式 II



(c) 开关模式 III



(d) 开关模式 IV



(e) 开关模式 V

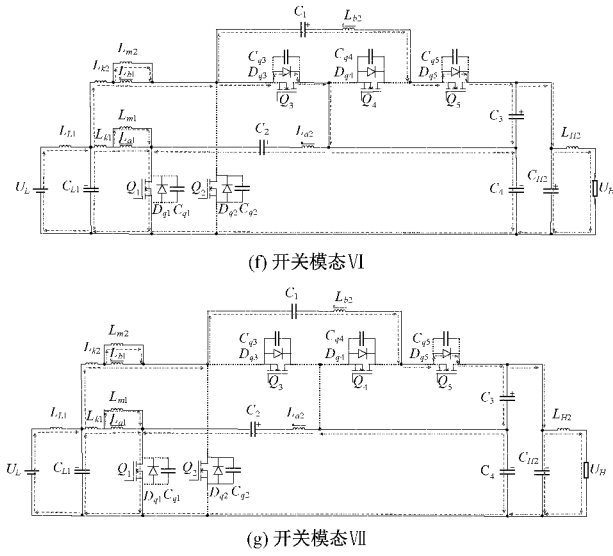


图3 升压状态各开关模式下的电流流向

通,  $D_{q3}$ 、 $D_{q5}$  关断。  $C_1$  和  $L_{b2}$  通过  $D_{q1}$  和  $Q_2$  给  $C_1$  充电, 同时高压侧  $C_{H2}$  维持  $U_H$  导通。直到  $t_2$  时刻,  $Q_1$  关断,  $C_2$  充电完成, 进入下一个开关模式。

开关模式 III [ $t_2-t_3$ ]: 如图 3(c) 所示,  $Q_2$  和  $D_{q4}$  导通,  $Q_1$  和  $D_{q3}$ 、 $D_{q5}$  关断。  $U_L$  通过  $C_2$  给  $L_{a1}$ 、 $L_{a2}$  和  $C_1$  充电, 此过程  $C_2$  电流基本维持不变。  $C_3$  和  $C_{H2}$  维持  $U_H$  导通。直到  $t_3$  时刻,  $Q_1$  导通, 进入下一个开关模式。

开关模式 IV [ $t_3-t_4$ ]: 如图 3(d) 所示,  $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $D_{q4}$  导通,  $D_{q3}$ 、 $D_{q5}$  关断。  $C_2$  通过  $Q_1$  给  $L_{a1}$ 、 $L_{a2}$  和  $C_4$  充电。直到  $t_4$  时刻,  $Q_2$  关断,  $D_{q3}$  导通, 进入下一个工作模式。

开关模式 V [ $t_4-t_5$ ]: 如图 3(e) 所示,  $Q_1$  和  $D_{q3}$ 、 $D_{q4}$  导通,  $Q_2$  和  $D_{q5}$  关断。  $L_{b2}$  通过  $D_{q3}$ 、 $D_{q4}$  给  $C_1$  充电。直到  $t_5$  时刻, 流过  $C_1$ 、 $C_2$  的电流下降到 0 时, 进入下一个开关模式。

开关模式 VI [ $t_5-t_6$ ]: 如图 3(f) 所示,  $Q_1$  和  $D_{q3}$ 、 $D_{q5}$  导通,  $Q_2$  和  $D_{q4}$  关断。  $U_L$  通过  $D_{q3}$  和  $Q_1$  给  $C_2$  充电。同时  $U_L$  和  $C_1$  通过  $D_{q5}$  给  $C_3$ 、 $C_4$  和  $L_{b2}$  充电, 同时维持  $U_H$  导通。直到  $t_6$  时刻, 流过  $D_{q3}$  的电流逐渐减小到 0, 进入下一个开关模式。

开关模式 VII [ $t_6-t_7$ ]: 如图 3(g) 所示,  $Q_1$  和  $D_{q3}$  导通,  $Q_2$  和  $D_{q3}$ 、 $D_{q4}$  关断。  $U_L$  和  $C_1$  通过  $D_{q3}$  和  $Q_1$  给  $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$  充电。直到  $t_7$  时刻,  $Q_2$  导通, 进入下一个开关模式。

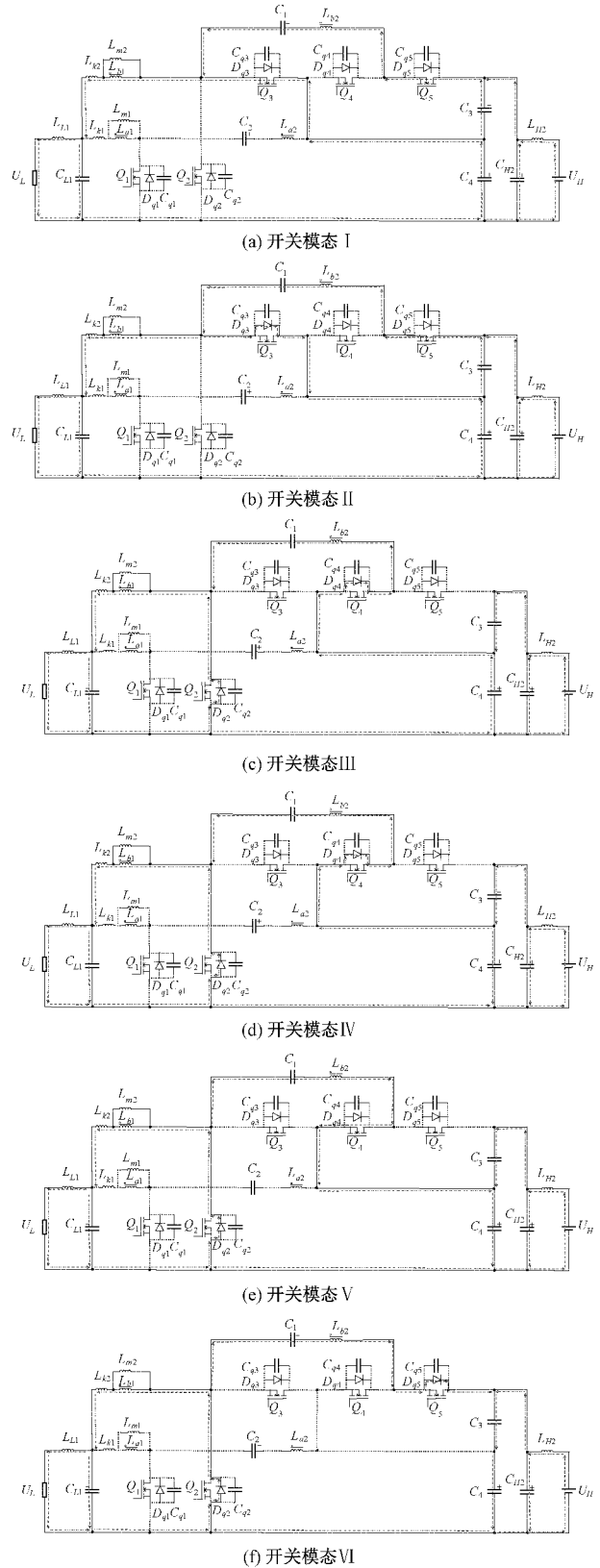
2.2 降压模式下开关模式

开关模式 I [ $t_0-t_1$ ]: 如图 4(a) 所示,  $Q_3$ 、 $Q_5$  导通,  $Q_4$ 、 $D_{q1}$ 、 $D_{q2}$  关断,  $C_1$  通过  $Q_3$  维持  $U_L$  导通,  $C_3$  和  $L_{b2}$  通过  $Q_5$  给  $C_1$  充电的同时, 也维持着  $U_L$  导通。直到  $t_1$  时刻通过  $Q_3$  的电流降低为零, 进入下一个开关模式。

开关模式 II [ $t_1-t_2$ ]: 如图 4(b) 所示,  $Q_3$ 、 $Q_5$ 、 $D_{q3}$  导通,  $Q_4$ 、 $D_{q1}$ 、 $D_{q2}$  关断。  $C_3$  和  $L_{b2}$  通过  $Q_5$  和  $D_{q3}$  向  $C_1$  充电。直到  $t_2$  时刻  $Q_3$ 、 $Q_5$  关断, 进入下一个开关模式。

开关模式 III [ $t_2-t_3$ ]: 如图 4(c) 所示,  $D_{q2}$ 、 $D_{q4}$  导通, 开

关管  $Q_3$ 、 $Q_4$ 、 $Q_5$ 、 $D_{q1}$  关断。  $C_4$  和  $L_{b2}$  通过  $D_{q4}$  向  $C_1$  充电, 并同时维持  $U_L$  导通。直到  $t_3$  时刻  $Q_4$  导通, 进入下一个开关模式。



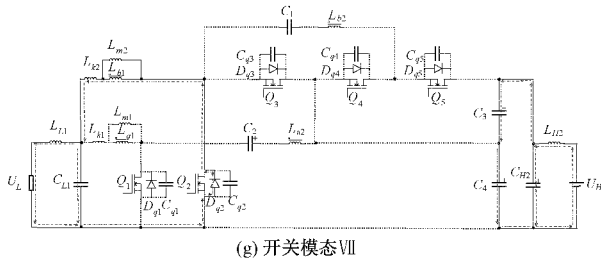


图 4 降压状态各开关模式下的电流流向

开关模式 IV [ $t_3 - t_4$ ]: 如图 4(d) 所示,  $D_{q2}$ 、 $D_{q1}$  导通, 开关管  $Q_3$ 、 $Q_5$ 、 $D_{q1}$  关断。电路运行状态与开关模式 3 相同, 直到  $t_4$  时刻, 流过  $D_{q1}$  的电流降低到 0, 进入下一个开关模式。

开关模式 IV [ $t_4 - t_5$ ]: 如图 4(e) 所示,  $D_{q2}$ 、 $Q_1$  导通,  $Q_3$ 、 $Q_5$ 、 $D_{q1}$  关断。  $C_1$  通过  $Q_4$  和  $D_{q2}$  给  $L_{k2}$  和  $C_4$  充电。  $L_{k1}$  维持  $U_L$  导通。直到  $t_5$  时刻, 进入下一个开关模式。

开关模式 IV [ $t_5 - t_6$ ]: 如图 4(f) 所示,  $D_{q5}$ 、 $D_{q2}$  导通,  $Q_3$ 、 $Q_4$ 、 $Q_5$ 、 $D_{q1}$  关断。  $C_1$  通过  $Q_4$  和  $D_{q2}$  给  $L_{k2}$ 、 $C_3$ 、 $C_4$  充电。

开关模式 IV [ $t_6 - t_7$ ]: 如图 4(g) 所示,  $D_{q2}$  导通,  $Q_3$ 、 $Q_4$ 、 $Q_5$ 、 $D_{q1}$  关断。  $L_{k1}$  通过  $D_{q2}$  维持  $U_L$  导通。  $U_H$  为  $C_3$ 、 $C_4$  充电。

### 3 工作特性

#### 3.1 升压模式

为了简化分析变换器的电压增益和元器件的电压应力, 本文忽略其漏感 ( $L_{k1}$  和  $L_{k2}$ ), 以及 LC 滤波使用的电感电容 (低压侧为  $L_{L1}$  和  $C_{L1}$ , 高压侧为  $L_{H2}$  和  $C_{H2}$ )。因此, 升压电路可以简化为 II、III、IV、VI、VII 5 个状态。根据伏秒平衡原理, 有:

$$U_{L_{m1-c1}} = \frac{L_{m1}}{L_{m1} + L_{k1}} U_L = k_1 U_L \quad (1)$$

$$(1 + k_1 N_1) U_{L_{m1-o1}} = k_1 (U_L + U_{C2} - U_{C4}) \quad (2)$$

$$U_{C1} + k_1 N_1 U_L = U_{C2} \quad (3)$$

$$U_{L_{m2-c1}} = \frac{L_{m2}}{L_{m2} + L_{k2}} U_L = k_2 U_L \quad (4)$$

$$U_{L_{m2-o1}} = k_2 (U_L - U_{C4}) \quad (5)$$

$$U_{C1} + k_2 N_2 U_L = U_{C1} \quad (6)$$

$$U_{C3} + k_2 N_2 (U_L - U_{C4}) = U_{C1} \quad (7)$$

$$U_H = U_{C3} + U_{C4} \quad (8)$$

其中,  $U_{L_{m1-c1}}$  和  $U_{L_{m2-c1}}$  为励磁电感  $L_{m1}$  和  $L_{m2}$  的导通电压;  $k_1$  和  $k_2$  为耦合电感  $L_{a1}$  和  $L_{a2}$  的耦合系数;  $N_1$  为耦合电感  $L_{a1}$  的匝数比;  $U_{L_{m1-o1}}$  和  $U_{L_{m2-o1}}$  为励磁电感  $L_{m1}$  和  $L_{m2}$  的关断电压;  $U_{C1} - U_{C4}$  为电容  $C_1 - C_4$  两端的电压;  $U_L$  为低压侧电压;  $U_H$  为高压侧电压;  $D_{Boost}$  为升压模式下的占空比。

由励磁电感  $L_{m1}$ 、 $L_{m2}$  的磁链守恒定律得:

$$D_{Boost} U_{L_{m1-c1}} + (1 - D_{Boost}) U_{L_{m1-o1}} = 0 \quad (9)$$

$$D_{Boost} U_{L_{m2-c1}} + (1 - D_{Boost}) U_{L_{m2-o1}} = 0 \quad (10)$$

由式(1)~(10)可得:

$$U_{C1} = \frac{1 + (1 - D_{Boost}) k_1 N_1}{1 - D_{Boost}} U_L \quad (11)$$

$$U_{C2} = \frac{1 + (1 - D_{Boost}) k_2 N_2}{1 - D_{Boost}} U_L \quad (12)$$

$$U_{C3} = \frac{1 + (1 - D_{Boost}) (k_1 N_1 - k_2 N_2) + k_2 N_2}{1 - D_{Boost}} U_L \quad (13)$$

$$U_{C4} = \frac{1}{1 - D_{Boost}} U_L \quad (14)$$

$$M_{Boost} = \frac{U_H}{U_L} = \frac{2 + k_1 (1 - D_{Boost}) N_1 + k_2 N_2}{1 - D_{Boost}} \quad (15)$$

当  $k_1 = k_2 = 1$  时, 不考虑漏感的情况, 电压增益

$M_{Boost}$  为:

$$M_{Boost} = \frac{U_H}{U_L} = \frac{2 + (1 - D_{Boost}) N_1 + N_2}{1 - D_{Boost}} \quad (16)$$

#### 3.2 降压模式

与升压模式假设相同, 忽略其漏感 ( $L_{k1}$  和  $L_{k2}$ ) 及 LC 滤波使用的电感电容 (低压侧  $L_{L1}$  和  $C_{L1}$ , 高压侧  $L_{H2}$  和  $C_{H2}$ )。因此, 降压电路可以简化为 I、V 两个状态。根据伏秒平衡原理和励磁电感的磁链守恒定律得:

$$\frac{(1 - D_{Buck})}{D_{Buck}} = \frac{U_L - U_{C1}}{U_L} \quad (17)$$

$$\frac{(1 - D_{Buck})}{D_{Buck}} = \frac{U_{C1} - U_{C3}}{U_{C4} - U_{C1}} \quad (18)$$

$$U_{C1} - U_{C4} = k_2 N_2 U_L \quad (19)$$

$$U_{C3} - U_{C1} = k_2 N_2 (U_{C4} - U_L) \quad (20)$$

其中,  $k_2$  为耦合电感  $L_{a2}$  的耦合系数;  $U_{C1} - U_{C4}$  为电容  $C_1 \sim C_4$  两端的电压;  $U_L$  为低压侧电压;  $U_H$  为高压侧电压;  $D_{Buck}$  为降压模式下的占空比。

由式(16)~(19)可得:

$$U_{C1} = \frac{1 + k_2 N_2}{2 + k_2 N_2} D_{Buck} U_H \quad (21)$$

$$U_{C3} = \frac{1 + k_2 N_2}{2 + k_2 N_2} U_H \quad (22)$$

$$U_{C4} = \frac{1}{2 + k_2 N_2} U_H \quad (23)$$

$$M_{Buck} = \frac{U_L}{U_H} = \frac{D_{Buck}}{2 + k_2 N_2} \quad (24)$$

当  $k_2 = 1$  时, 不考虑漏感的情况, 电压增益  $M_{Buck}$  为:

$$M_{Buck} = \frac{U_L}{U_H} = \frac{D_{Buck}}{2 + N_2} \quad (25)$$

#### 3.3 元器件电压应力

由变换器的稳态性能和电路工作过程的分析可以得出开关管  $Q_1 \sim Q_4$  的电压应力  $U_{Q1} \sim U_{Q4}$  为:

$$U_{Q1} = \frac{1 + N_2}{2 + N_1 + N_2} U_H \quad (26)$$

$$U_{Q2} = U_{Q5} = \frac{1 + N_1}{2 + N_1 + N_2} U_H \quad (27)$$

$$U_{Q3} = U_{Q1} = \frac{1}{2 + N_1 + N_2} U_H \quad (28)$$

### 4 控制策略

以升压为例,本文提出的变换器的控制策略如图5所示。图5中,  $V_c$  为电压环输出,  $F_m$  为调制增益,  $I_{loop}$  为电流环补偿,  $G_{il}$  为电感电流的传递函数,  $I_{L\_lpf}$  为电流环的低通滤波,  $ref$  为参考输入,  $V_{loop}$  为电压环补偿,  $V_{H\_lpf}$  为电压环的低通滤波,  $G_I$  为电流环闭环传递函数,  $K$  为采样增益,  $Z$  为输出阻抗,  $V_H$  为输出电压。

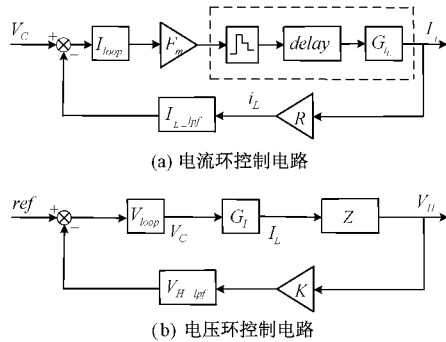


图5 控制框图

由图5的控制框图可得电流环闭环传递函数为:

$$G_{I_o}(z) = G_{i_L}(z) \cdot F_m \cdot R \cdot i_L \cdot G_{I_{loop}}(z) \cdot I_{L\_lpf} \quad (29)$$

电流环闭环传递函数为:

$$G_I(z) = \frac{G_{i_L}(z) \cdot G_{I_{loop}}(z) \cdot F_m}{1 + G_{I_o}(z)} \quad (30)$$

电压环闭环传递函数为:

$$G_{V_o}(z) = K \cdot G_{V_{loop}}(z) \cdot G_I(z) \cdot Z \cdot V_{H\_lpf} \quad (31)$$

电压环闭环传递函数为:

$$G_V(z) = \frac{Z \cdot G_{V_{loop}}(z) \cdot G_I(z)}{1 + G_{V_o}(z)} \quad (32)$$

变换器的各元器件参数如表1所示。根据控制框图和变换器的参数,可以搭建变换器的控制部分电路,如图6所示。

表1 变换器各元器件参数

参数	数值
低压侧电压 $U_L/V$	24
高压侧电压 $U_H/V$	380
开关频率 $f_s/kHz$	50
电感 $L_{L1}, L_{H2}/\mu H$	220
电容 $C_{L1}, C_{H2}, C_1, C_3/\mu F$	100
电容 $C_2, C_4/\mu F$	220
漏感 $L_{K1}, L_{K2}/\mu H$	12
励磁电感 $L_{m1}, L_{m2}/\mu H$	360
耦合电感匝比 $N_1, N_2$	1 : 1

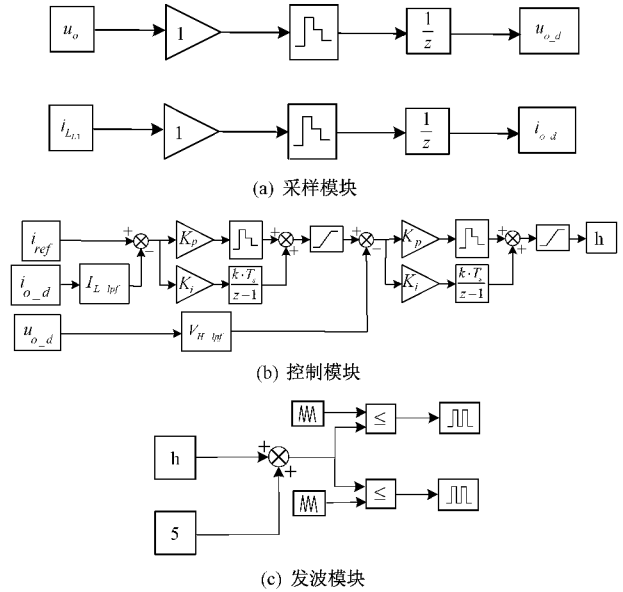


图6 升压控制电路

### 5 仿真结果

根据本文提出的拓扑结构,在 Matlab/Simlink 环境中搭建 DC/DC 变换器仿真模型,DC/DC 变换器的低压侧电压为 24 V,高压侧电压为 380 V 时电压仿真结果如图 7(a) 所示,当占空比  $Q_1, Q_2$  约为 0.8 时可以实现 24~380 V 的升压转换。同样在降压模式下,所改进的 DC/DC 变换器电压仿真结果如图 7(b) 所示。当占空比  $Q_1$  约为 0.3,  $Q_2$  约为 0.6 时可以实现 380~24 V 的降压转换。

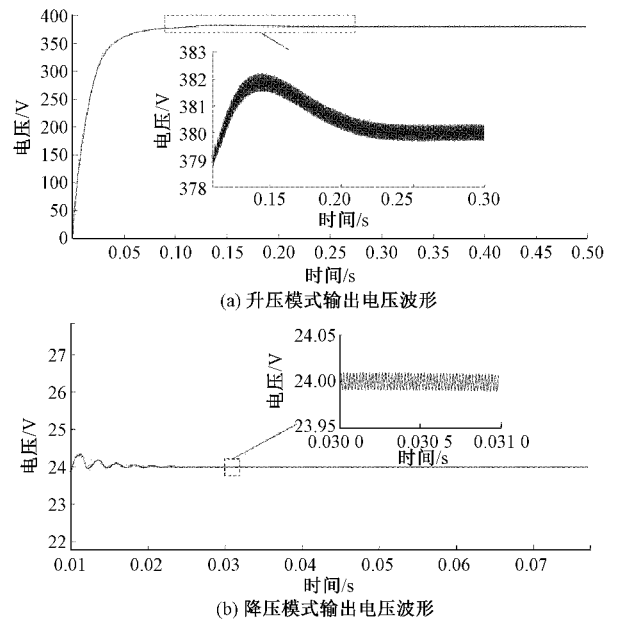


图7 输出电压波形

图8为升压模式下的输入电流纹波波形,可以看出输入电流纹波非常小,约为1%,可以实现燃料电池发电系统



对低频电流纹波的要求。

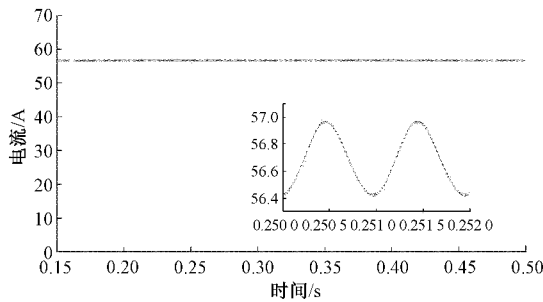


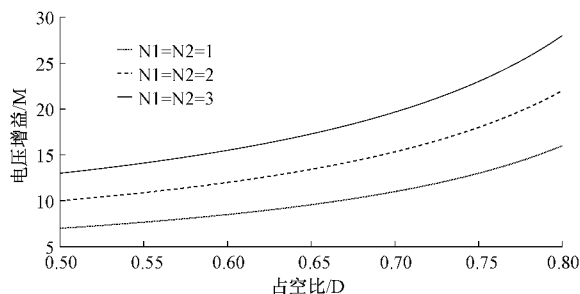
图 8 输入电流纹波

以升压模式为例,表 2 可得本文提出的变换器与其他文章提出的变换器参数对比。文献[9]和[13]提出的变换器均采用了耦合电感交错并联的方式来提高电压增益,然而产生了较高的输入电流纹波。文献[19]采用一个耦合电感加 LCR 滤波的方式,稍微降低了电流纹波,但是电压增益却有所下降。本文提出的变换器是将基于耦合电感的 Boost 电路与文献[19]中的拓扑结合,电流纹波不仅得到了进一步的降低,而且电压增益也得到了提高,同时开关的电压应力也更低。

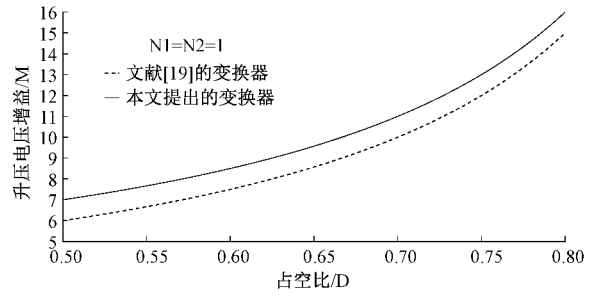
表 2 变换器参数对比

变换器	元器件数量				输入 电流 纹波	升压 电压 增益	开关 启动 状态
	$N_s$	$N_D$	$N_L$	$N_C$			
文献[9]	2	5	2	4	中	$(3+2N)/(1-D)$	NO
文献[13]	2	6	2	5	中	$(2+2N)/(1-D)$	NO
文献[19]	4	—	3	5	较小	$(2+N)/(1-D)$	ZVS ZCS
提出的 变换器	5	—	4	6	小	$(2+2N)/(1-D)$	ZVS ZCS

如图 9 所示,图 9(a)为提出的变换器在不同匝比下的电压增益曲线,图 9(b)为该变换器和文献[19]中的变换器在相同匝比下的电压增益曲线。本文改进的变换器可以通过耦合电感的匝比和占空比来调节电压增益,其与文献[19]



(a) 提出的变换器在不同匝比下的电压增益



(b) 提出的变换器与文献[19]的变换器的电压增益

图 9 增益曲线

的变换器比较,电压增益有所提升。而且,在占空比为 0.5~0.8 之间,升压模式下可以实现高压增益,该变换器还避免了传统双向变换器占空比过大或者过小的问题,能够使占空比维持在 0.5~0.8 之间。

## 6 结 论

本文提出了一种带 LCR 耦合电感的具有低频输入电流纹波的高电压增益双向 DC/DC 变换器。本文详细介绍了该变换器的工作过程,并详细分析了该变换器的稳态性能,通过 Matlab/Simlink 搭建仿真模型进行了验证,仿真结果表明提出的变换器特点如下:1)开关的电压应力远远低于高压侧电压,部分功率开关管能够实现零电压、零电流软开关启停,并降低了开关损耗。但是,本文提出的变换器并非所有开关管都能实现零电压零电流启停。2)采用耦合电感交替导通的形式,通过占空比和耦合电感的匝比来调节电压,由于耦合电感交替导通,因此所需要的耦合电感的匝比要求不高。同时可以通过调节匝比来解决功率失衡问题。3)该变换器中的 LCR 滤波电路和耦合电感交替导通部分可以大幅度降低输入电流纹波,提高电压增益,同时能够使其工作在燃料电池发电系统等大功率场所。因此,该变换器能够适用于燃料电池发电系统、超级电容器和直流母线直接连接。

## 参考文献

- [1] 邵志刚,衣宝廉. 氢能与燃料电池发展现状 & 展望[J]. 中国科学院院刊, 2019, 34(4): 469-477.
- [2] ZHAN Y D, GUO Y G, ZHU J G, et al. A review on mitigation technologies of low frequency current ripple injected into fuel cell and a case study[J]. International Journal of Hydrogen Energy, 2020, 45 (46): 25167-25190.
- [3] ZHENG Y, BROWN B. High step-up DC-DC converter with zero voltage switching and low input current ripple [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9416-9429.
- [4] 卢伟国,赵乃宽,郎爽. DC/DC 降压变换器非线性控制及纹波补偿策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(33): 35-41, 5.

- [5] LU N J, YANG S F, TANG Y. Ripple current reduction for fuel cell powered single-phase uninterruptible power supplies[J]. IEEE Trans Ind Electron, 2017, 64(8):6607-6617.
- [6] GARCIAVITE P M, CHAVEZ J, ROASASCARO J C, et al. Quadratic buck-boost converter with reduced input current ripple and wide conversion range[J]. IET Power Electronics, 2019, 12(15):3977-3986.
- [7] ZHANG Y, LIU H, LI J, et al. DC-DC boost converter with a wide input range and high voltage gain for fuel cell vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 29(11):4100-4111.
- [8] NAIK M V, SAMUEL P. Analysis of ripple current, power losses and high efficiency of DC/DC converters for fuel cell power generating systems[J]. Renew Sustain Energy Rev, 2016, 59(6):1080-1088.
- [9] 丁杰,高双,赵世伟,等. 基于拓扑组合的交错并联耦合电感高增益DC-DC变换器[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(5):1860-1871.
- [10] CHENG S, WANG S H. A 5 kW isolated high voltage conversion ratio bidirectional CLTC resonant DC-DC converter with wide gain range and high efficiency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1):340-355.
- [11] 陈章勇,许建平,王金平,等. 一种新型非调节隔离DC-DC变换器[J]. 电工技术学报, 2014, 29(12):58-65,72.
- [12] YANG J W, DO H L. Soft-switching bidirectional DC-DC converter using a lossless active snubber[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2014, 61(5):1588-1596.
- [13] TSENG K C. High step-up high-efficiency interleaved converter with voltage multiplier module for renewable energy system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(3):1311-1319.
- [14] ZHANG Y, GAO Y, LI J, et al. Interleaved switched-capacitor bidirectional DC-DC converter with wide voltage-gain range for energy storage systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(5):3852-3869.
- [15] CHOUDHURY T R, NAYAK B, SANTRA S B. A novel switch current stress reduction technique for single switch boost-flyback integrated high step up DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(9):6876-6886.
- [16] WAI R J, DUAN R Y, JHENG K H. High-efficiency bidirectional dc-dc converter with high-voltage gain[J]. IET Power Electronics, 2012, 5(2):173-184.
- [17] 刘帅,韦莉,张逸成,等. 耦合电感式新型交错 Boost 软开关变换器研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2014, 28(12):1340-1347.
- [18] HONG C M, YANG L S, LIANG T J, et al. Novel bidirectional DC-DC converter with high step-up/down voltage gain[C]. Energy Conversion Congress and Exposition, IEEE, 2009.
- [19] ZHANG Y, LIU H, LI J, et al. A low-current ripple and wide voltage-gain range bidirectional DC-DC converter with coupled inductor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(2):1525-1535.
- [20] LIU H, WANG L, YU L J. A novel reversal coupled inductor high-conversion-ratio bidirectional DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(6):4968-4979.

### 作者简介

鲁鹏飞, 硕士研究生, 主要研究方向为质子交换膜燃料电池发电系统低纹波DC-DC变换器拓扑结构设计及控制。

E-mail:1992416152@qq.com

吕宁, 高级实验师, 主要研究方向为数据建模与处理。

E-mail:lvning703@163.com

詹跃东(通信作者), 教授, 主要研究方向为燃料电池系统的建模与控制、智能电力电子设备研制。

E-mail: ydzhan@163.com