

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2024.2.36

中图分类号: TM46

文献标志码: A

一种低电流纹波高增益软开关直流变换器

王 建(中国电源学会会员), 林国庆

(福建省新能源发电与电能变换重点实验室(福州大学), 福州 350116)

摘要:提出了一种应用于新能源发电系统的低电流纹波高增益软开关直流变换器。在传统交错 Boost 变换器基础上,该变换器通过引入耦合电感和二极管、电容升压单元提高电压增益,耦合电感在整个开关周期过程中都传递能量,提高了磁芯利用率。输入侧工作在交错模式,两相电感电流纹波可以相互抵消,从而获得较低的输入电流纹波。由于耦合电感自身漏感的存在,减轻了整流二极管反向恢复问题,同时采用有源钳位电路回收利用漏感能量,实现了所有开关管零电压软开关,抑制了开关管关断电压尖峰,提高了变换器转换效率。详细分析了变换器的工作原理、电路特性以及软开关实现方法。最后,搭建了一台 200 W 的试验样机验证了理论分析的正确性。

关键词: 新能源发电; 低电流纹波; 高增益; 零电压软开关

Soft-switching DC-DC Converter with Low Current Ripple and High Gain

WANG Jian, *Member, CPSS*, LIN Guoqing

(Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion(Fuzhou University), Fuzhou 350116, China)

Abstract: A soft-switching DC-DC converter with low current ripple and high gain is proposed, which can be applied to new energy generation systems. Based on the conventional interleaved Boost converter, the proposed converter can achieve high gain by introducing a coupled inductor, diodes and a capacitor Boost unit. The coupled inductor transmits energy during the entire switching cycle, thus improving the utilization rate of magnetic core. The input Boost stage works in an interleaved mode, and the current ripple of the two-phase inductor can cancel each other, so as to obtain a lower input current ripple. Due to the existence of leakage inductance of the coupled inductor, the reverse recovery problem of rectifier diodes are alleviated. Meanwhile, an active clamp circuit is adopted to absorb the leakage inductance energy, thereby achieving the zero-voltage soft-switching of all switches, restraining the turn-off voltage spike of switches, and improving the converter's conversion efficiency. The working principle, circuit characteristics and soft-switching realization method of the converter are analyzed in detail. Finally, a 200 W experimental prototype was built to verify the theoretical analysis.

Keywords: New energy generation; low current ripple; high gain; zero-voltage soft-switching

随着化石能源日益枯竭和其对环境造成的污染,光伏和燃料电池等新能源受到越来越多的关注^[1]。但在新能源发电系统中,光伏电池和燃料电

池的输出电压较低,一般低于 50 V^[2],为了满足并网发电或者负载的要求,需要高增益直流变换器将光伏电池和燃料电池输出的低压电升压至一定的高电压等级。而传统 Boost 变换器升压能力受到电路中寄生参数的影响,无法获得较高增益^[3]。为此,国内外诸多学者对此展开了广泛的研究并提出了多种方法提高变换器增益。文献[4-6]提出了级联型升压变换器,其电压增益有较大提升,但是所用器件较多,且开关管电压应力较大,增加了变换器成

收稿日期:2021-06-22; 修回日期:2021-08-13; 录用日期:2021-08-23; 网络首发日期:2022-02-15

基金项目:福建省科技计划资助项目(2015H0017); 晋江市福大科教园区发展中心资助项目(2019-JJFDKY-37)

This work is supported by Fujian Science and Technology Project under the grant 2015H0017; Development Center of Science and Education Park of Fuzhou University in Jinjiang City under the grant 2019-JJFDKY-37

本,且降低了变换器的效率。文献[7-9]利用开关电容和开关电感来提高变换器增益,但是变换器增益受到器件数量的限制,增加了电路的复杂性和成本。文献[10-12]利用耦合电感和二极管、电容组成的倍压单元提升变换器增益,可以通过灵活调整耦合电感匝比来获得较高增益,但是耦合电感自身漏感会引起开关管关断电压尖峰问题,降低了变换器的效率,还会带来电磁干扰问题。为了解决漏感带来的影响,诸多学者做了许多研究。文献[13]利用无源无损吸收电路回收了漏感能量,抑制了开关管两端的电压尖峰,但是电路所用器件增多,增加了电路的复杂性。文献[14-16]利用有源钳位电路回收利用漏感的能量,抑制了开关管关断电压尖峰,实现了开关管的零电压导通,但是耦合电感在输入侧,由于漏感的影响,输入电流纹波较大,而且文献[16]输入输出不共地,耦合电感绕组数过多,增加了电路的复杂性和设计难度。

针对上述问题,本文提出了一种低电流纹波高增益软开关直流变换器。该变换器保留了传统交错 Boost 变换器低输入电流纹波的优点,又可以通过调整耦合电感的匝比和开关管占空比来获得较高电压增益。而且耦合电感自身漏感能量可以得到回收利用,所有开关管均可实现零电压软开关,开关管的电压尖峰得到了有效抑制,同时又减轻了二极管的反向恢复问题,变换器具有良好的性能。

1 电路拓扑及工作原理

1.1 电路结构

图 1 为变换器的结构图。在图 1 中: V_{in} 为输入电压源; L_1 和 L_2 为两相输入电感; S_1 和 S_2 为主开关管; S_3 和 S_4 为辅助开关管; C_{s1} 、 C_{s2} 、 C_{s3} 、 C_{s4} 为开关管并联电容; L_3 和 L_4 为耦合电感;耦合电感副边绕组、二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 与电容 C_2 、 C_3 、 C_4 构成升压网络;电容 C_1 、 C_5 构成输出电容; R_o 为负载。

1.2 工作原理

在工作原理分析过程中,将图 1 中 L_3 和 L_4 构成的耦合电感等效为由励磁电感 L_m 、漏感 L_k 和变

比为 $1:N$ 的理想变压器组成,其中 $N=N_p/N_s$,等效后的电路如图 2 所示。为简化分析,作如下假设:①电容 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 、 C_5 足够大,一个开关周期内其电压纹波可忽略不计;②开关管和二极管都是理想器件;③两相输入电感足够大,电感电流连续。变换器主要工作波形如图 3 所示,在一个开关周期内,变换器共有 14 种工作模态,各个工作模态如图 4 所示。

为了降低输入电流纹波并且实现所有开关管零电压软开关,两相主开关管 S_1 、 S_2 占空比相等且

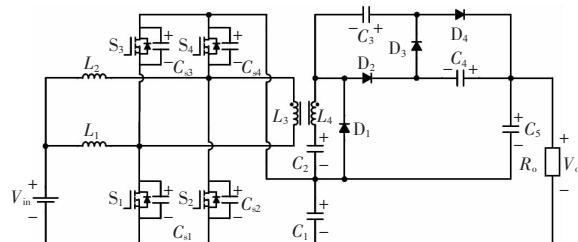


图 1 变换器的结构

Fig. 1 Structure of the converter

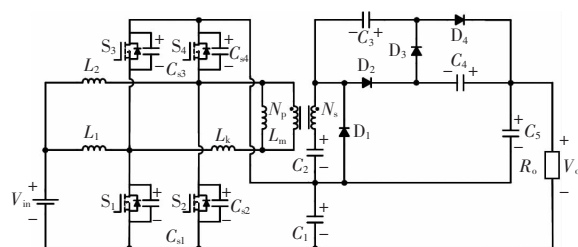


图 2 变换器的等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of the converter

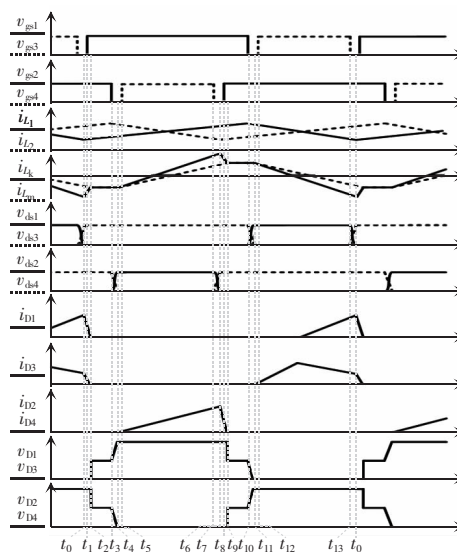
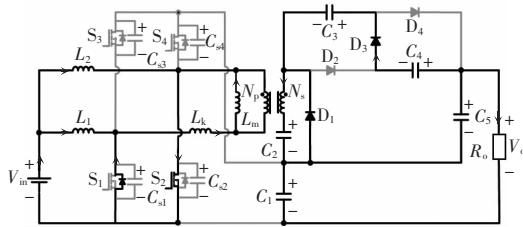
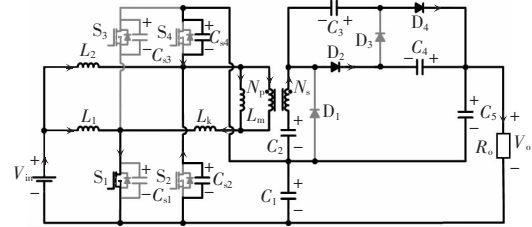


图 3 变换器主要工作波形

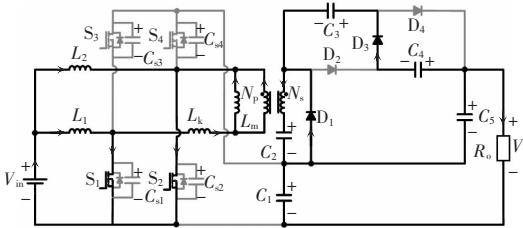
Fig. 3 Main working waveforms of the converter



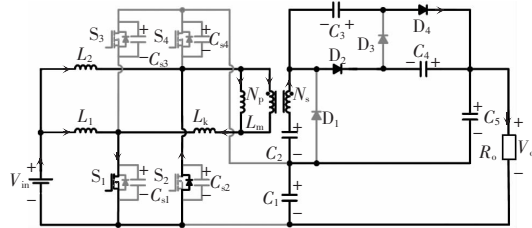
(a)工作模式 1



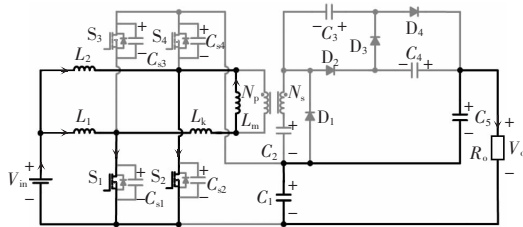
(g)工作模式 7



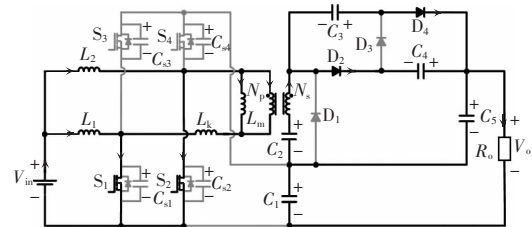
(b)工作模式 2



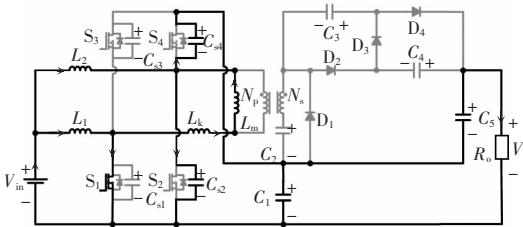
(h)工作模式 8



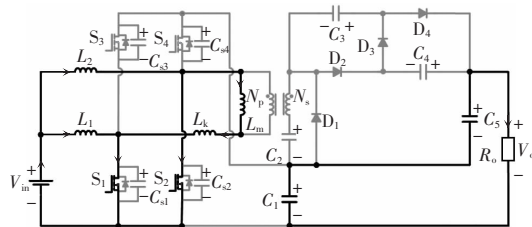
(c)工作模式 3



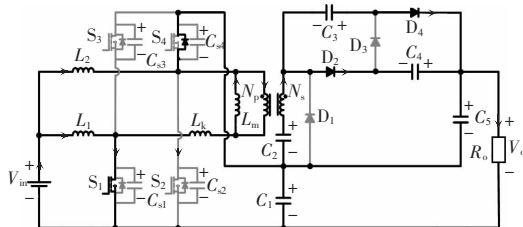
(i)工作模式 9



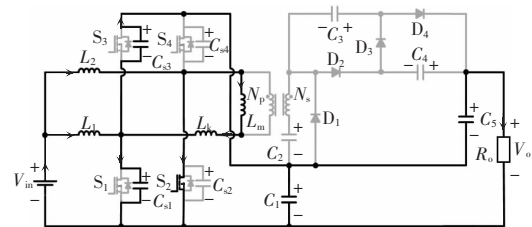
(d)工作模式 4



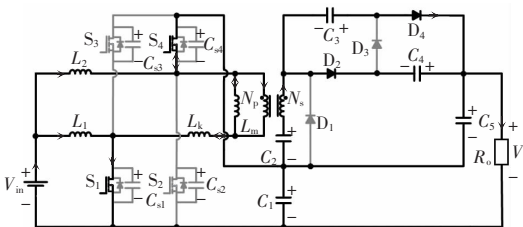
(j)工作模式 10



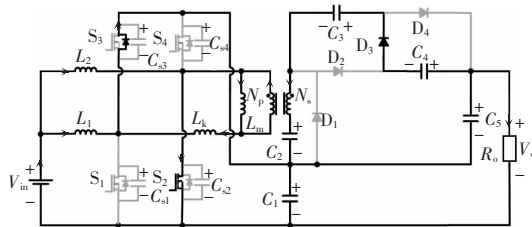
(e)工作模式 5



(k)工作模式 11



(f)工作模式 6



(l)工作模式 12

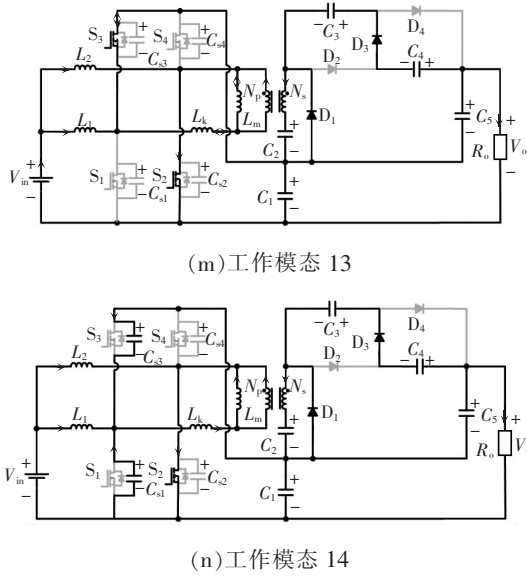


图4 工作模式等效电路

Fig. 4 Equivalent circuits in different working modes

相位错开 180° , 每一对桥臂上下管互补导通, 且留有固定死区时间。

(1)工作模式 1 [$t_0 \sim t_1$]: 在 t_0 时刻之前, 开关管 S_2 和二极管 D_1, D_3 处于导通状态, 开关管 S_1, S_3, S_4 和二极管 D_2, D_4 处于关断状态, 漏感 L_k 与电容 C_{s1} 和电容 C_{s3} 发生谐振, 开关管 S_1 漏源电压 v_{ds1} 逐渐减小, 开关管 S_3 漏源电压 v_{ds3} 逐渐增加。 t_0 时刻, 开关管 S_1 漏源电压 v_{ds1} 减小为 0, S_1 体二极管开始导通, 给 S_1 在下一阶段零电压导通创造条件; 在这一阶段中, 输入电源 V_{in} 经过开关管 S_2 给电感 L_2 充电, 电流 i_{L_2} 线性上升; 忽略开关管 S_1 体二极管压降, 电感 L_1 在输入电源 V_{in} 的作用下开始充电, 电流 i_{L_1} 开始线性上升; 漏感电流 i_{L_k} 开始线性减小, 励磁电感电流 i_{L_m} 继续线性上升, 由于漏感的作用, 电流 i_{D_1}, i_{D_3} 也开始线性减小。各电流流通过程如图 4(a) 所示。 i_{L_1}, i_{L_2} 表达式分别为

$$i_{L_1}(t) = i_{L_1}(t_0) + \frac{V_{in}}{L_1}(t - t_0) \quad (1)$$

$$i_{L_2}(t) = i_{L_2}(t_0) - \frac{V_{C_2}}{NL_k}(t - t_0) \quad (2)$$

(2)工作模式 2 [$t_1 \sim t_2$]: t_1 时刻开关管 S_1 导通, 此时 S_1 为零电压导通, 这一阶段的工作状态和上一模式相同。各电流流通过程如图 4(b) 所示。

(3)工作模式 3 [$t_2 \sim t_3$]: t_2 时刻漏感电流 i_{L_k} 减小到

与励磁电感电流 i_{L_m} 相等并保持恒定值, 由于漏感的作用, 电流 i_{D_1}, i_{D_3} 也减小为 0, 二极管 D_1, D_3 自然关断; 在这一阶段中输入电源 V_{in} 分别通过开关管 S_1, S_2 给电感 L_1, L_2 充电, 电流 i_{L_1}, i_{L_2} 继续线性上升; 电容 C_1 和电容 C_5 串联在一起给负载供电。各电流流通过程如图 4(c) 所示。

$$i_{L_1}(t) = i_{L_1}(t) = i_{L_1}(t_2) \quad (3)$$

(4)工作模式 4 [$t_3 \sim t_4$]: t_3 时刻开关管 S_2 关断, 电感 L_2 开始与电容 C_{s2} 和电容 C_{s4} 发生谐振, 开关管 S_2 漏源电压 v_{ds2} 从零开始逐渐增加, 此时 S_2 为近似零电压关断, 开关管 S_4 漏源电压 v_{ds4} 开始逐渐减小。各电流流通过程如图 4(d) 所示。

(5)工作模式 5 [$t_4 \sim t_5$]: t_4 时刻开关管 S_4 漏源电压 v_{ds4} 减小为 0, S_4 体二极管开始导通, 给 S_4 在下一阶段零电压导通创造条件; 在这一阶段中, 副边绕组和电容 C_2 串联在一起分别通过二极管 D_2 、电容 C_4 和二极管 D_4 、电容 C_3 两条支路给电容 C_5 充电, 电流 i_{L_1}, i_{L_2} 开始线性减小, 电流 i_{D_2}, i_{D_4} 开始从零线性增加; 电感 L_2 通过 S_4 体二极管、电容 C_1 和输入电源 V_{in} 续流, 电流 i_{L_1} 线性减小。各电流流通过程如图 4(e) 所示。

$$i_{L_1}(t) = i_{L_1}(t_4) - \frac{V_{C_1} - V_{in}}{L_2}(t - t_4) \quad (4)$$

$$i_{L_2}(t) = i_{L_2}(t_4) - \frac{NV_{C_2} - (V_{C_4} - V_{C_3} - V_{C_5})}{NL_k}(t - t_4) \quad (5)$$

$$i_{L_m}(t) = i_{L_m}(t_4) - \frac{V_{C_2} - V_{C_5} - V_{C_1}}{NL_m}(t - t_4) \quad (6)$$

(6)工作模式 6 [$t_5 \sim t_6$]: t_5 时刻开关管 S_4 导通, 此时 S_4 为零电压导通; 在这一阶段中, 电流 i_{L_1}, i_{L_2} 线性减小到 0 后反向线性增加; 电容 C_1 由充电状态变化为放电状态。各电流流通过程如图 4(f) 所示。

(7)工作模式 7 [$t_6 \sim t_7$]: t_6 时刻开关管 S_4 关断, 漏感 L_k 开始与电容 C_{s2} 和电容 C_{s4} 发生谐振, 开关管 S_4 漏源电压 v_{ds4} 从零开始逐渐增加, 此时 S_4 为近似零电压关断, 开关管 S_2 漏源电压 v_{ds2} 开始逐渐减小。各电流流通过程如图 4(g) 所示。

$$v_{ds2}(t) = V_{C_1} - \frac{i_{L_1}(t_6)}{2C_{s2}}(t - t_6) \quad (7)$$

(8)工作模式 8 [$t_7 \sim t_8$]: t_7 时刻开关管 S_2 漏源电

压 v_{ds2} 减小为 0, S_2 体二极管开始导通, 给 S_2 在下一阶段零电压导通创造条件; 忽略开关管 S_2 体二极管压降, 电感 L_2 在输入电源 V_{in} 的作用下开始充电, 电流 i_{L_2} 开始线性上升; 电流 i_{L_1} 开始线性减小, 电流 i_{L_2} 继续线性上升, 由于漏感的作用, 电流 i_{D_1} 、 i_{D_2} 也开始线性减小。各电流流通过程如图 4(h) 所示。

$$i_{L_1}(t) = i_{L_1}(t_7) - \frac{V_{C_3} - V_{C_2} - V_{C_1}}{NL_k} (t - t_7) \quad (8)$$

$$i_{L_2}(t) = i_{L_2}(t_7) + \frac{V_{in}}{L_2} (t - t_7) \quad (9)$$

(9) 工作模式 9 [$t_8 \sim t_9$]: t_8 时刻开关管 S_2 导通, 此时 S_2 为零电压导通, 这一阶段的工作状态和上一模式相同。各电流流通过程如图 4(i) 所示。

(10) 工作模式 10 [$t_9 \sim t_{10}$]: t_9 时刻漏感电流 i_{L_1} 减小到与励磁电感电流 i_{L_m} 相同并保持恒定值, 由于漏感的作用, 电流 i_{D_2} 、 i_{D_4} 减小为 0, 二极管 D_2 、 D_4 自然关断; 在这一阶段中, 输入电源 V_{in} 分别通过开关管 S_1 、 S_2 给电感 L_1 、 L_2 充电, 电流 i_{L_1} 、 i_{L_2} 继续线性上升; 电容 C_1 和电容 C_5 串联在一起给负载供电。各电流流通过程如图 4(j) 所示。

$$i_{L_1}(t) = i_{L_m}(t) = i_{L_m}(t_9) \quad (10)$$

(11) 工作模式 11 [$t_{10} \sim t_{11}$]: t_{10} 时刻开关管 S_1 关断, 电感 L_1 开始与电容 C_{s1} 和电容 C_{s3} 发生谐振, 开关管 S_1 漏源电压 v_{ds1} 从零开始逐渐增加, 此时 S_1 为近似零电压关断, 开关管 S_3 漏源电压 v_{ds3} 开始逐渐减小。各电流流通过程如图 4(k) 所示。

(12) 工作模式 12 [$t_{11} \sim t_{12}$]: t_{11} 时刻开关管 S_3 漏源电压 v_{ds3} 减小为 0, S_3 体二极管开始导通, 给 S_3 在下一阶段零电压导通创造条件; 电感 L_1 通过 S_3 体二极管、电容 C_1 和输入电源 V_{in} 续流, 电流 i_{L_1} 线性减小; 电容 C_5 和副边绕组串联在一起通过二极管 D_3 给电容 C_2 、 C_3 、 C_4 充电, 电流 i_{L_1} 、 i_{L_m} 开始线性减小, 电流 i_{D_3} 从零开始线性增加。各电流流通过程如图 4(l) 所示。

$$i_{L_1}(t) = i_{L_1}(t_{11}) - \frac{V_{C_1} - V_{in}}{L_2} (t - t_{11}) \quad (11)$$

$$i_{L_m}(t) = i_{L_m}(t_{11}) - \frac{NV_{C_1} - (V_{C_2} + V_{C_3} + V_{C_4} - V_{C_5})}{NL_k} (t - t_{11}) \quad (12)$$

$$i_{L_m}(t) = i_{L_m}(t_{11}) - \frac{V_{C_2} + V_{C_3} + V_{C_4} - V_{C_5}}{NL_m} (t - t_{11}) \quad (13)$$

(13) 工作模式 13 [$t_{12} \sim t_{13}$]: t_{12} 时刻开关管 S_3 导通, 此时 S_3 为零电压导通; 在这一阶段中, 电流 i_{L_1} 、 i_{L_m} 线性减小到 0 后反向线性增加; 电容 C_1 由充电状态变化为放电状态; 副边绕组开始通过二极管 D_1 给电容 C_2 充电。各电流流通过程如图 4(m) 所示。

(14) 工作模式 14 [$t_{13} \sim t_{14}$]: t_{13} 时刻开关管 S_3 关断, 漏感 L_k 开始与电容 C_{s1} 和电容 C_{s3} 发生谐振, 开关管 S_3 漏源电压 v_{ds3} 从零开始逐渐增加, 此时 S_3 为近似零电压关断, 开关管 S_1 漏源电压 v_{ds1} 开始逐渐减小。各电流流通过程如图 4(n) 所示。

$$v_{ds1} = V_{C_1} - \frac{i_{L_k}(t_{13})}{2C_{s1}} (t - t_{13}) \quad (14)$$

至此一个完整工作周期结束, 开始下一个工作周期。

2 变换器电路特性

2.1 增益特性

为了便于分析, 忽略较短的工作模式和漏感的影响, 只保留 3、6、10、13 这 4 个工作模式。

对电感 L_1 和 L_2 运用伏秒平衡原理可知

$$V_{in}D + (V_{in} - V_{C_1})(1 - D) = 0 \quad (15)$$

式中, D 为主开关管工作占空比。由式(15)可得

$$V_{C_1} = \frac{1}{1 - D} V_{in} \quad (16)$$

当开关管 S_1 关断 S_2 导通时, 副边绕组上的电压为

$$V_s = NV_{C_1} = V_{C_2} \quad (17)$$

当开关管 S_1 导通 S_2 关断时, 副边绕组上的电压为

$$V_s = NV_{C_1} = -V_{C_3} + V_{C_4} - V_{C_5} \quad (18)$$

由工作模式 5~9 可知

$$V_{C_2} = V_{C_3} \quad (19)$$

由工作模式 13~14 可知

$$V_{C_2} = V_{C_3} + V_{C_4} \quad (20)$$

联立式(16)~式(20)可得

$$V_{C_1} = \frac{N}{1-D} V_{in} \quad (21)$$

$$V_{C_2} = V_{C_3} = \frac{2N}{1-D} V_{in} \quad (22)$$

$$V_{C_4} = \frac{4N}{1-D} V_{in} \quad (23)$$

$$V_o = V_{C_1} + V_{C_2} = \frac{1+4N}{1-D} V_{in} \quad (24)$$

由式(24)可得变换器电压增益为

$$M_{ideal} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+4N}{1-D} \quad (25)$$

2.2 漏感对增益影响分析

式(25)增益表达式没有考虑漏感的影响,而漏感会影响变换器的增益,当考虑漏感时,变换器增益表达式计算如下:

根据电容 C_2, C_3, C_4, C_5 的电荷守恒原理可知,二极管 D_1, D_2, D_3, D_4 在一个开关周期内的平均电流都等于输出电流 I_o ,当开关管 S_2 关断, S_1 导通时,副边绕组的电流峰值 i_{speak} 为

$$i_{speak} = i_{D_2,peak} + i_{D_3,peak} = \frac{4V_o}{(1-D)R_o} \quad (26)$$

由电容电压、漏感、励磁电感之间关系可得副边绕组的电流峰值 i_{speak} 为

$$i_{speak} = \left[\frac{V_{C_1}}{L_k} - \frac{V_{C_2} - V_{C_3} - V_{C_4}}{N} \left(\frac{1}{L_k} + \frac{1}{L_m} \right) \right] \frac{1-D}{Nf_s} \quad (27)$$

式中, f_s 为开关频率。联立式(16)~式(20)、式(24)和式(26)~式(27)可得变换器增益为

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+4N}{1-D} \cdot \frac{1+K/(1+4N)}{1+K+16N^2Q/(1-D)^2} \quad (28)$$

式中: $K=L_k/L_m$; $Q=L_k f_s/R_o$ 。因为漏感 L_k 远小于励磁电感 L_m ,为分析方便, K 取 0,式(28)化简得

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+4N}{1-D} \cdot \frac{1}{1+16N^2Q/(1-D)^2} \quad (29)$$

由式(29)可以得知,变换器增益不仅和 L_k 有关,还和开关频率 f_s 、负载 R_o 有关,当 L_k 为 0 时,其表达式和式(25)相同。

图5给出了在 $f_s=100$ kHz, $R_o=800$ Ω , $N=1$ 条件下变换器在不同 L_k 下的增益曲线,从图5中可以看出,当 L_k 不为 0 时,式(29)增益计算值比式(25)计

算值要小,且 L_k 越大,对增益的影响越大,当 L_k 的值为 7.5 μ H,占空比增大到 0.88 时,增益达到最大值,约为 20.41 倍。

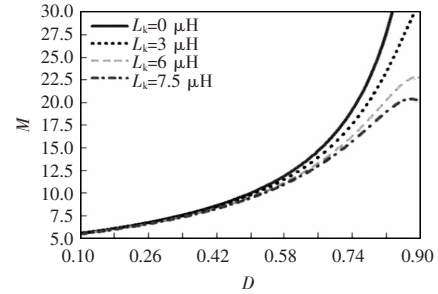


图5 增益曲线

Fig. 5 Gain curves

2.3 器件的电压应力

由 1.2 节工作原理分析可以知,二极管 D_1 两端的电压应力为

$$V_{D_1} = V_{C_1} - V_{C_2} \quad (30)$$

将式(22)和式(23)代入式(30)得

$$V_{D_1} = \frac{2N}{1-D} V_{in} = \frac{2N}{1+4N} V_o \quad (31)$$

二极管 D_2, D_3 两端的电压应力等于电容 C_3 上的电压,二极管 D_4 两端的电压应力等于电容 C_4 上的电压,由式(22)可得

$$V_{D_2} = V_{D_3} = V_{D_4} = \frac{2N}{1-D} V_{in} = \frac{2N}{1+4N} V_o \quad (32)$$

开关管 S_1, S_2, S_3, S_4 的电压应力都等于电容 C_1 上的电压,由式(16)可得

$$V_{ds1} = V_{ds2} = V_{ds3} = V_{ds4} = \frac{1}{1-D} V_{in} = \frac{1}{1+4N} V_o \quad (33)$$

由式(31)~式(33)可知,开关管电压应力远小于输出电压,二极管的电压应力小于输出电压的一半,因此可以选择低电压应力的功率器件降低变换器的成本,提高变换器的效率。

2.4 变换器主要性能对比

表 1 为本文所提变换器与其他变换器的性能对比结果,从表 1 可以看出,虽然本文变换器相较于传统交错 Boost 变换器所用器件数量更多,但是本文变换器在器件应力、电压增益等性能上有较大提升;本文变换器与文献[11]变换器所用器件数量

基本相同,但是本文变换器开关管工作在零电压软开关状态,能够解决开关管关断电压尖峰问题,减小变换器开关损耗,提高变换器效率,且本文变换器电压增益更高,器件应力更小;本文变换器与文献[17]变换器所用器件数量相同,本文变换器电压增益更高,器件应力更小;本文变换器比文献[18]变换器所用器件数量少,且本文变换器电压增益更高,器件应力更小;本文变换器比文献[11,17-18]变换器耦合电感少一个绕组,设计起来更简单,绕组体积更小,绕组损耗更小。

表 1 变换器性能对比

Tab. 1 Comparison of performance among converters

变换器种类	传统交错				本文变换器
	Boost 变换器	文献[11]	文献[17]	文献[18]	
电压增益	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{2+2N}{1-D}$	$\frac{2+2N}{1-D}$	$\frac{1+3N}{1-D}$	$\frac{1+4N}{1-D}$
开关管应力	V_o	$\frac{V_o}{2+2N}$	$\frac{V_o}{2+2N}$	$\frac{V_o}{1+3N}$	$\frac{V_o}{1+4N}$
开关管数量	2	2	4	3	4
二极管数量	2	6	4	10	4
电容数量	1	5	5	6	5
磁芯数量	2	3	3	3	3
零电压软开关	否	否	是	是	是

3 关键参数设计

3.1 软开关实现条件

由于开关管 S_1 、 S_3 组成的桥臂和开关管 S_2 、 S_4 组成的桥臂工作状态和所用器件参数完全一致,故只分析开关管 S_1 、 S_3 这一对桥臂。

分析可知,辅助开关管 S_3 比主开关管 S_1 更容易实现零电压软开关,只需要施加适当死区时间即可。对于主开关管 S_1 ,当辅助开关管 S_3 关断时,漏感中储存的能量要足够抽取电容 C_{s1} 储存的能量,同时将电容 C_{s3} 充电至 V_{c1} ,才能保证主开关 S_1 驱

动信号来临前其体二极管处于导通状态,因此主开关管 S_1 实现零电压导通需要满足下式:

$$\frac{1}{2}L_k I_L t_0^2 \geq \frac{1}{2}(C_{s1}+C_{s3})V_{c1}^2 \quad (34)$$

为了分析的方便性,假设变换器转换效率为 100%,并忽略输入电流 i_{in} 和输入电感电流 i_{L1} 上的电流纹波,由式(25)可得输入电流为

$$I_{in} = \frac{1+4N}{1-D} I_o \quad (35)$$

t_0 时刻漏感上的电流由副边折射电流、励磁电感电流以及输入电感 L_1 上的电流 3 部分组成,即为

$$I_{Lk}(t_0) = \frac{4N}{1-D} I_o + \frac{V_{in}}{2L_m f_s} - \frac{I_{in}}{2} \quad (36)$$

将式(16)和式(35)~式(36)代入式(34)可得

$$L_k \geq \frac{4(C_{s1}+C_{s3})}{[(4N-1)I_o/V_{in}+(1-D)/(L_m f_s)]^2} \quad (37)$$

3.2 输入电感计算

设变换器工作在 CCM 模式时, L_1 、 L_2 电流纹波率为 r ,则电感 L_1 、 L_2 上的纹波电流 i_{Lk} 为

$$\Delta i_{Lk} = \frac{r}{2} I_{in} \quad (38)$$

当主开关管导通时有

$$L_1 = L_2 = \frac{V_{in} D}{\Delta i_{Lk} f_s} \quad (39)$$

联立式(35)、式(38)、式(39)可得电感 L_1 、 L_2 的最小值为

$$L_1 = L_2 = \frac{2V_{in} D (1-D)}{r(1+4N)I_o f_s} \quad (40)$$

3.3 电容计算

假设开关电容 C_2 、 C_3 、 C_4 上的纹波电压分别为 V_{c2} 、 V_{c3} 、 V_{c4} ,其计算公式分别为

$$C_2 \geq \frac{2I_o}{\Delta V_{c2} f_s} \quad (41)$$

$$C_3 \geq \frac{I_o}{\Delta V_{c3} f_s} \quad (42)$$

$$C_4 \geq \frac{I_o}{\Delta V_{c4} f_s} \quad (43)$$

对于输出电容 C_1 、 C_5 ,假设输出电压在一个开关周期中跌落 V_o ,根据电容储能公式可得

$$C_1 = C_5 \geq \frac{2P_{out}}{[V_o^2 - (V_o - \Delta V_o)^2] f_s} \quad (44)$$

式中, P_{out} 为变换器额定输出功率。

4 实验验证

为了验证所提变换器理论分析的正确性,研制了一台以 dsPIC33F16GS502 为核心的实验样机,主电路参数如表 2 所示,试验样机如图 6 所示。

图 7 为满载时开关管驱动 V_{gs1} 、 V_{gs2} 和漏感电流 i_{lk} 波形。从图 7 可以看出,开关管 S_1 、 S_2 占空比相等,相位差为 180° ,漏感电流波形和理论分析一致,验证了理论分析的正确性。图 8 为输入电流 i_{in} 和电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 波形。从图 8 可以看出,电感电流连续,输入电流为两相电感电流之和,且输入电流纹波约为 390 mA,小于每一相电感电流纹波。图 9(a)~(c)给出了二极管 D_1 ~ D_4 的电压电流波形,其中二极管 D_2 、 D_4 的电压电流波形相同。从图 9 可以看出,所有二极管最大应力约为 155 V,低于

表 2 主电路参数

Tab. 2 Main circuit parameters

参数	数值
输入电压 V_{in}/V	36
输出电压 V_{out}/V	400
额定功率 P_{out}/W	200
开关频率 f_s/kHz	100
输入电感 $L_1, L_2/\mu H$	212
励磁电感 $L_m/\mu H$	74
漏感 $L_k/\mu H$	7.5
匝比 $N(N_s:N_p)$	1
电容 $C_2, C_3, C_4/\mu F$	4.7
电容 $C_1, C_5/\mu F$	100
并联电容 $C_{s1}, C_{s2}, C_{s3}, C_{s4}/nF$	2.2
二极管 D_1, D_2, D_3, D_4	MUR840
开关管 S_1, S_2, S_3, S_4	IRFB5615PbF

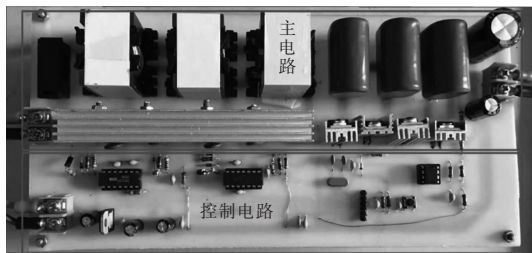


图 6 实验样机

Fig. 6 Experimental prototype

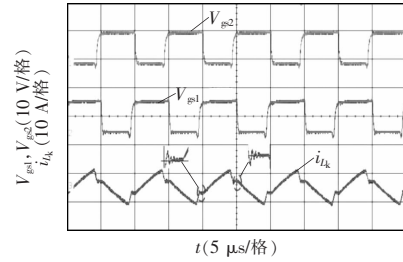


图 7 开关管 S_1 、 S_2 驱动电压和漏感电流波形

Fig. 7 Waveforms of V_{gs1} , V_{gs2} and i_{lk}

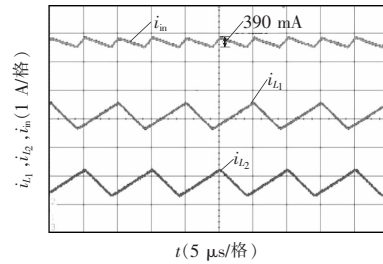
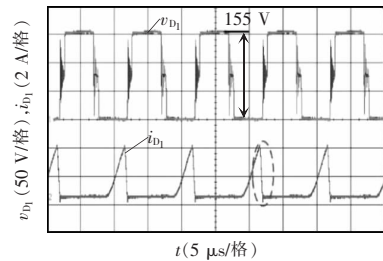
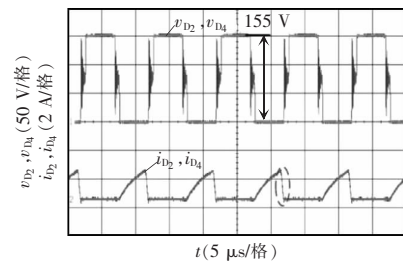


图 8 输入电流和电感电流波形

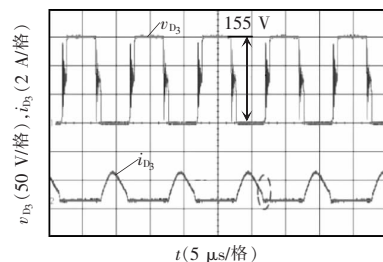
Fig. 8 Waveforms of i_{in} , i_{L1} and i_{L2}



(a) 二极管 D_1 电压和电流波形



(b) 二极管 D_2 (D_4) 电压和电流波形



(c) 二极管 D_3 电压和电流波形

图 9 二极管 D_1 ~ D_4 的电压和电流波形

Fig. 9 Voltage and current waveforms of diodes D_1 ~ D_4

输出电压的一半。当二极管零电流关断后,副边漏感与二极管结电容将发生谐振,因此,此时二极管的两端电压出现了震荡。

图 10 给出了变换器从满载到半载再到空载变化时,主开关管 S_1 和辅助开关管 S_3 驱动电压和漏源电压波形,从图 10 可以看出,当变换器工作在 3 种不同负载条件下,开关管电压应力分别为 90、86、80 V,约等于输出电压的 1/5,在上述 3 种不同负载条件下主开关管和辅助开关管都能够实现零电压导通,降低了开关损耗,且开关管无关断电压尖峰,开关管的电压应力小。图 11 给出了变换器工作在满载时的电容电压和输出电压波形,电容 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 、 C_5 上的电压分别约等于 90、78、155、155、310 V,输出电压为 400 V,各电容稳态电压值与理论计算值基本一致,验证了理论计算的正确性。

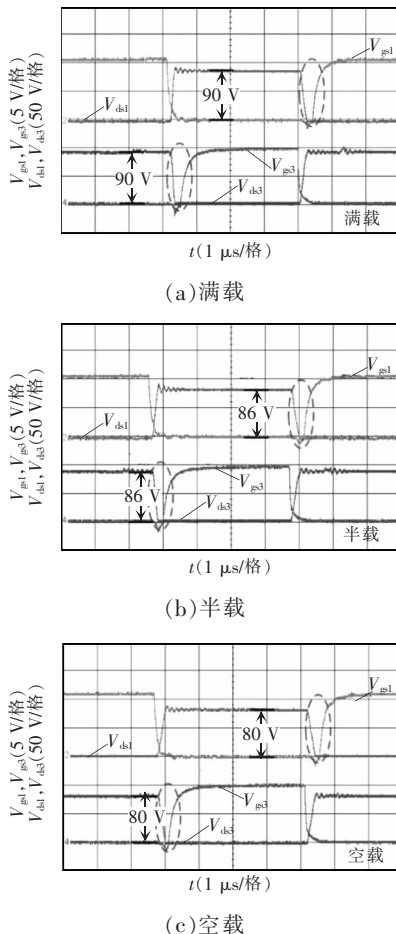


图 10 不同负载时开关管 S_1 、 S_3 的驱动电压、漏源电压波形
Fig. 10 Waveforms of driving voltage and drain-source voltage of switches S_1 and S_3 under different loads

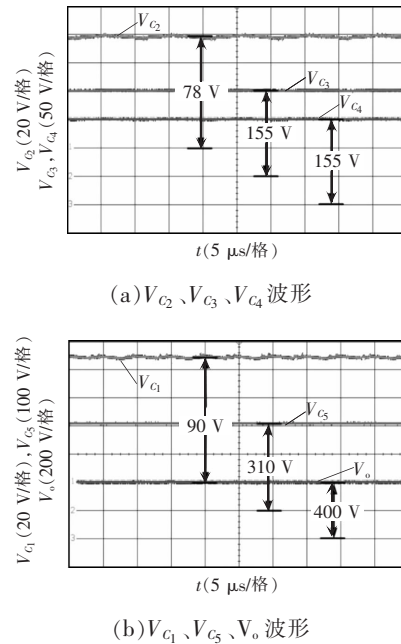


图 11 电容电压和输出电压波形

Fig. 11 Waveforms of capacitor voltage and output voltage

图 12 给出了实验样机和文献[19]在相同输入电压、输出电压以及功率等级条件下的效率与输出功率的关系曲线,本文变换器的最高效率为 95.8%,此时变换器的输出功率为 120 W。当变换器满载运行时,其效率为 94.7%,文献[19]满载效率为 92.5%。从图中还可以看出,当功率小于 80 W 时,文献[19]与本文变换器效率很相近,但是当功率大于 80 W 时,本文变换器的效率要比文献[19]高。

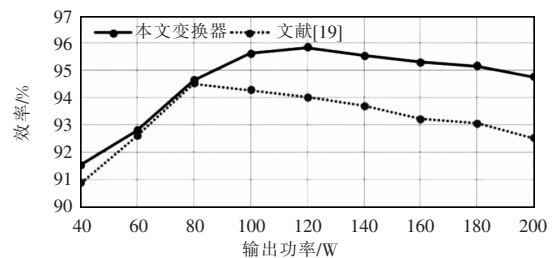


图 12 效率曲线

Fig. 12 Efficiency curve

5 结论

本文提出了一种低电流纹波高增益软开关直流变换器,详细介绍了该变换器的工作原理与电路特性,分析了耦合电感的漏感对电路性能的影响以

及软开关实现方法,设计制作了一台额定功率为200 W的实验样机进行了验证,理论分析和实验结果表明,该变换器具有以下优点:

(1)变换器工作在交错状态,输入的电流纹波较小。

(2)变换器具有较高的电压增益。通过调节耦合电感的匝比,可以灵活调整电压增益,同时有效利用了耦合电感的漏感能量,开关管电压尖峰小。

(3)利用耦合电感的漏感与谐振电容谐振,实现了所有开关管的零电压软开关,变换器具有较高的变换效率,满载时效率达94.7%。

(4)所有二极管反向恢复电流得到了有效抑制,减轻了二极管反向恢复问题。

参考文献:

- [1] Stigka E K, Paravantis J A, Mihalakakou G K. Social acceptance of renewable energy sources: A review of contingent valuation applications [J]. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2014, 32: 100-106.
- [2] Araujo S V, Torrico-Bascope R P, Torrico-Bascope G V. Highly efficient high step-up converter for fuel-cell power processing based on three-state commutation cell [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(6): 1987-1997.
- [3] Valdez-Resendiz J E, Claudio-Sanchez A, Guerrero-Ramirez G V, et al. Interleaved high-gain boost converter with low input-current ripple for fuel cell electric vehicle applications [C]// 2013 International Conference on Connected Vehicles and Expo(ICCVE). Las Vegas, NV, USA, 2013: 812-817.
- [4] Sara H, Yam S, Frede B. Hybrid cascaded high step-up DC/DC converter with continuous input current for renewable energy applications [J]. *IET Power Electronics*, 2020, 13(15): 3487-3495.
- [5] 吴琨, 钱挺. 一种带三绕组耦合电感的级联型高增益功率变换器[J]. *电工技术学报*, 2017, 32(20): 124-132.
Wu Kun, Qian Ting. A cascaded high step-up DC-DC converter with three-winding coupled inductor [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(20): 124-132 (in Chinese).
- [6] Upadhyay P, Kumar R. A high gain cascaded boost converter with reduced voltage stress for PV application [J]. *Solar Energy*, 2019, 183: 829-841.
- [7] 马智文, 曾怡达, 杨辉金. 一种新型开关电感、开关电容的高增益 Boost 变换器[J]. *电源学报*, 2018, 16(2): 119-123, 177.
Ma Zhiwen, Zeng Yida, Yang Huijin. A new high-gain boost converter based on switched inductor/capacitance [J]. *Journal of Power Supply*, 2018, 16(2): 119-123, 177 (in Chinese).
- [8] 王挺, 汤雨, 何耀华, 等. 多单元开关电感/开关电容有源网络变换器[J]. *中国电机工程学报*, 2014, 34(6): 832-838.
Wang Ting, Tang Yu, He Yaohua, et al. Multicell switched-inductor/switched-capacitor active-network converter [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2014, 34(6): 832-838 (in Chinese).
- [9] Kumar G G, Sundaramoorthy K, Karthikeyan V, et al. Switched capacitor-inductor network based ultra-gain DC-DC converter using single switch [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(12): 10274-10283.
- [10] Nouri T, Vosoughi N, Hosseini S H, et al. An interleaved high step-up converter with coupled inductor and built-in transformer voltage multiplier cell techniques [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 66(3): 1894-1905.
- [11] Li Wuhua, Li Weichen, Xiang Xin, et al. High step-up interleaved converter with built-in transformer voltage multiplier cells for sustainable energy applications [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(6): 2829-2836.
- [12] 李琳鹏, 胡雪峰, 李永超, 等. 一种混合耦合电感和开关电容的 DC-DC 升压变换器[J]. *电源学报*, 2016, 14(5): 112-119, 127.
Li Linpeng, Hu Xuefeng, Li Yongchao, et al. A step-up DC-DC converter with coupled-inductor and switched capacitor hybrid [J]. *Journal of Power Supply*, 2016, 14(5): 112-119, 127 (in Chinese).
- [13] 陈章勇, 许建平, 吴建雪. 基于 LC 吸收电路的耦合电感高升压增益变换器[J]. *电机与控制学报*, 2015, 19(3): 69-75, 81.
Chen Zhangyong, Xu Jianping, Wu Jianxue. Coupled-inductor-boost high voltage gain converter with a nondissipative LC snubber [J]. *Electric Machines and Control*, 2015,

- 19(3): 69-75,81 (in Chinese).
- [14] 丁杰, 尹华杰, 赵世伟. 反激式隔离型高增益 DC/DC 变换器[J/OL]. 电源学报: 1-12. (2020-11-04)[2021-06-01]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.tm.20201103.1520.002.html>.
- Ding Jie, Yin Huajie, Zhao Shiwei. Flyback isolated high step-up DC/DC converter [J/OL]. Journal of Power Supply: 1-12. (2020-11-04) [2021-06-01]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.tm.20201103.1520.002.html> (in Chinese).
- [15] Tohid N, Mahdi S, Alireza G. Interleaved high step-up ZVS DC-DC converter with coupled inductor and built-in transformer for renewable energy systems applications [J]. IET Power Electronics, 2020, 13(16): 3537-3548.
- [16] Zhang Xiangjun, Sun Lei, Guan Yueshi, et al. Novel high step-up soft-switching DC-DC converter based on switched capacitor and coupled inductor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9471-9481.
- [17] Li Weichen, Xiang Xin, Li Chushan, et al. Interleaved high step-up ZVT converter with built-in transformer voltage doubler cell for distributed PV generation system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (1): 300-313.
- [18] Mohsen P, Hosein F, Ehsan A. Integrated soft switching cell and clamp circuit for interleaved high-step-up converters [J]. IET Power Electronics, 2019, 12(3): 430-437.
- [19] Prabhala V A K, Fajri P, Gouribhatla V S P, et al. A DC-DC converter with high voltage gain and two input boost stages [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (6): 4206-4215.

**作者简介:**

王建(1996-),男,中国电源学会会员,通信作者,硕士研究生。研究方向:新能源电力变换技术、高增益 DC/DC 变换器拓扑及控制。E-mail:2468349406@qq.com。

林国庆(1966-),男,博士,教授。研究方向:电力电子变流技术。E-mail:1127254073@qq.com。

王建