

Single-Switch, High-Boost-Ratio DC-DC Converter with Low Voltage Stress

ZHAO Xiumin*, YU Jiangtao, JIANG Jingjing, LI Nan

(State Grid Shanghai Information & Communication Company, Shanghai 200072, China)

Abstract: A single switch, high voltage boost, non isolated DC-DC converter for renewable energy applications is introduced. The proposed converter consists of a coupling inductor, a passive clamp circuit, a switched capacitor and a boost circuit. The passive clamp circuit can recover the leakage energy of the coupling inductor and limit the voltage spike on the switch. In addition, the effective integration of passive clamp and switched capacitor circuit increases the voltage gain. In short, wide CCM operating range, low turn ratio of coupling inductor, low voltage stress on switch, near zero current switch (ZCS), low voltage stress on diode, energy recovery of leakage inductor, and high voltage gain at low duty cycle are the advantages of the converter. The steady-state operation of the converter in CCM and DCM is discussed and analyzed. Finally, a 200 W prototype is built to verify the correctness and feasibility of the theoretical analysis.

Key words: coupling inductor; high voltage gain; single switch; switching capacitor

EEACC: 8360

doi: 10.3969/j.issn.1005-9490.2023.01.022

具有低电压应力的单开关、高升压比 DC-DC 变换器

赵修旻*, 余江涛, 蒋婧婧, 李楠

(国网上海市电力公司信息通信公司, 上海 200072)

摘要: 提出一种适用于可再生能源应用场景的单开关、高升压、非隔离式 DC-DC 变换器。所提变换器由耦合电感、无源钳位电路、开关电容和升压电路组成。无源钳位电路可回收耦合电感的漏感能量, 并限制开关管上的电压尖峰。此外, 无源钳位和开关电容电路的有效整合增加了电压增益。简言之, 宽连续导通模式 (CCM) 工作范围、耦合电感的低匝数比、开关上的低电压应力、近似零电流开关 (ZCS)、二极管上的低电压应力、漏电感能量回收、和低占空比下的高电压增益是该变换器的优点。讨论和分析了变换器在连续导通模式 (CCM) 和非连续导通模式 (DCM) 下的稳态运行。最后, 搭建了 200 W 的实验样机来验证所提变换器理论分析的正确性和可行性。

关键词: 耦合电感; 高电压增益; 单开关; 开关电容

中图分类号: TM464

文献标识码: A

文章编号: 1005-9490(2023)01-0126-07

环境污染和化石燃料的枯竭促使研究人员致力于研究可再生能源, 尤其是太阳能。太阳能电池板的输出电压通常小于 50 V。但是为了满足馈网要求, 全桥逆变器的直流母线电平必须升至 380 V ~ 400 V, 半桥逆变器须升至 750 V ~ 800 V^[1]。采用光伏 (Photovoltaic, PV) 板串联可解决上述问题。然而, 由于阴影和面板失配, 无法实现最大功率点跟踪 (Maximum Power Point Tracking, MPPT), 降低系统传递效率^[2-3]。

为满足较高的电压母线要求, 文献[4]提出一簇带有耦合电感的升压变换器, 因具备高电压增益, 低工作占空比和开关电压应力低而得到推广。但漏电感中储存的能量会导致开关两端出现电压尖峰。此外, 开关电容为另一类提升电压的有效方案, 但是仅限低功率应用, 因为其在启动瞬间有较大的涌入电流。鉴于此, 文献[5]通过将耦合电感与开关电容相整合, 减少了耦合电感的绕组数, 增加了电压增益和

磁芯利用率。文献[6]提出了一种具有低输入纹波电流的高电压增益变换器, 并适用于高功率应用; 该转换器使用两个耦合电感器、交错开关、电压倍增单元和输出叠加。与文献[6]相比, 文献[7-8]具有更小的输入电流纹波和相同的电压增益; 并且它仅使用 2 个电感和 1 个耦合电感。但是上述变换器均未考虑漏感能量问题, 导致传递效率很难进一步优化。

为此, 文献[9-10]利用无源钳位电容回收漏感能量; 并与耦合电感的次级串联为升压电容充电。另外, 文献[11-12]提出一种 Z-源变换器, 通过使用两个耦合电感和一个开关电容单元; 此外, 开关两端的电压尖峰得到有效钳位。然而, 输入端的二极管和高电流导致损耗加大, 效率骤减。鉴于此, 文献[13-14]提出了一种基于有源网络、三绕组耦合电感器和开关电容单元的高压升压变换器。有源网络降低了有源开关上的电压和电流应力并增加了电压增益^[15]。但是, 此类变换器结构较为复杂。

模态四 $[t_3-t_4]$:该模态的电流路径如图 3(d) 所示。在此模态下,漏感电流 i_{lk} 小于励磁电感电流 i_{lm} , 因此, T_1 一次侧和二次侧的电流方向和电压极性反向。二极管 D_3 、 D_4 导通, 其电流上升。由于 T_1

电压极性反向, D_1 仍然导通, 其电流的下降率小于上一模态, 在 t_4 时刻, i_{Lk} 达到 i_{D0} , 二极管 D_1 关断。

模态五 [t_4-t_5]: 该模态的电流路径如图 3(e) 所示。在这段时间内, 励磁电感 L_m 、漏感 L_k 和输入电

源 V_{in} 的能量连同 C_2 和 C_5 一起被传递到负载 R 。此外, 对开关电容 C_3 和 C_4 进行充电, C_2 和 C_5 放电。在 t_5 时刻, 开关管 S 导通, 该模态结束, 并且下一个开关周期开始。

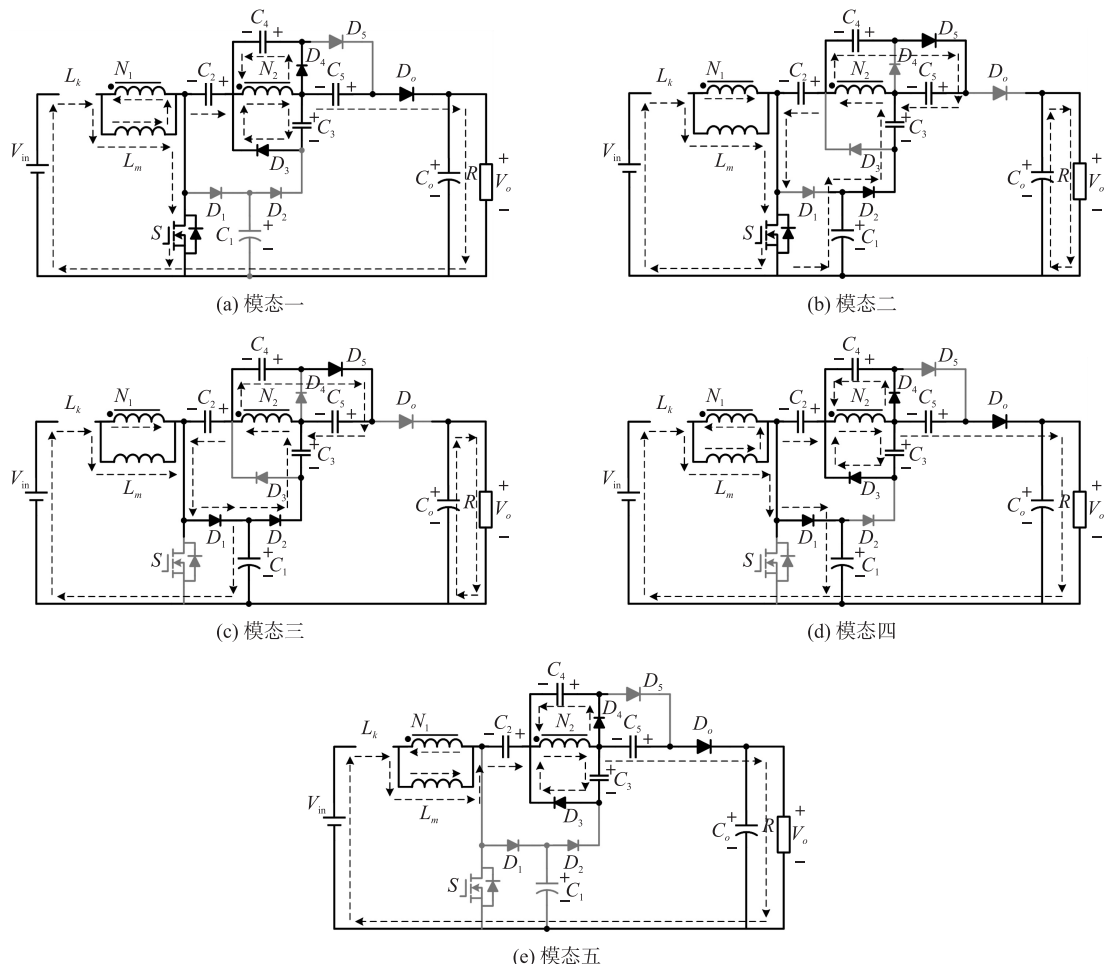


图 3 CCM 模式下所提变换器的工作模态

2.2 断续导通模式运行

由于漏电感很小, 与励磁电感 L_m 上的电压相比, 其电压降可以忽略不计。因此, DCM 运行时的模态分析中漏感被忽略。图 4 给出了 DCM 中三种

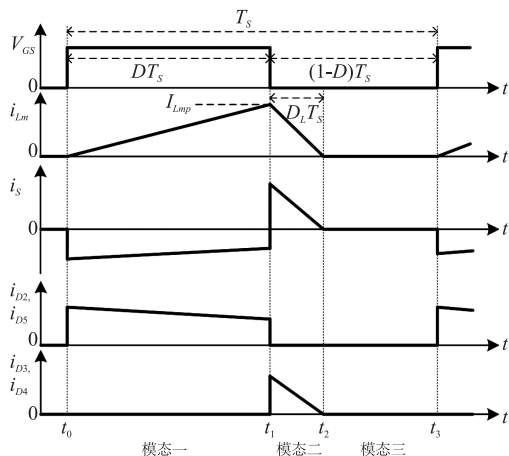


图 4 DCM 模式下所提变换器关键波形

主要工作模态的理论关键波形, 图 5 给出了这些模态的电流路径。

模态一 [t_0-t_1]: 该模态的电流路径如图 4(a) 所示。在 t_0 时刻, 开关管 S 导通。励磁电感 L_m 从输入电源吸收能量, 其电流从零开始线性增加。同时, 耦合电感电流方向为参考正方向, 并且将部分输入的能量传递到电容 C_2 和 C_5 。在 t_1 时刻, 该模态结束, 开关管 S 关断。

模态二 [t_1-t_2]: 该模态的电流路径如图 4(b) 所示。在此模态下, 开关管 S 关断。 L_m 的能量被传递到电容 C_1 、 C_3 、 C_4 、 C_5 和负载 R 。电容 C_2 和 C_5 与电源和 L_m 串联, 并将其能量传递给电容 C_5 和负载 R 。该模态在 t_2 时刻结束, 同时, L_m 开始放电。

模态三 [t_2-t_3]: 该模态的电流路径如图 4(c) 所示。在此模态下, 开关管 S 保持关断, 流过 L_m 电流为零。因此, 负载 R 由 C_5 提供能量。

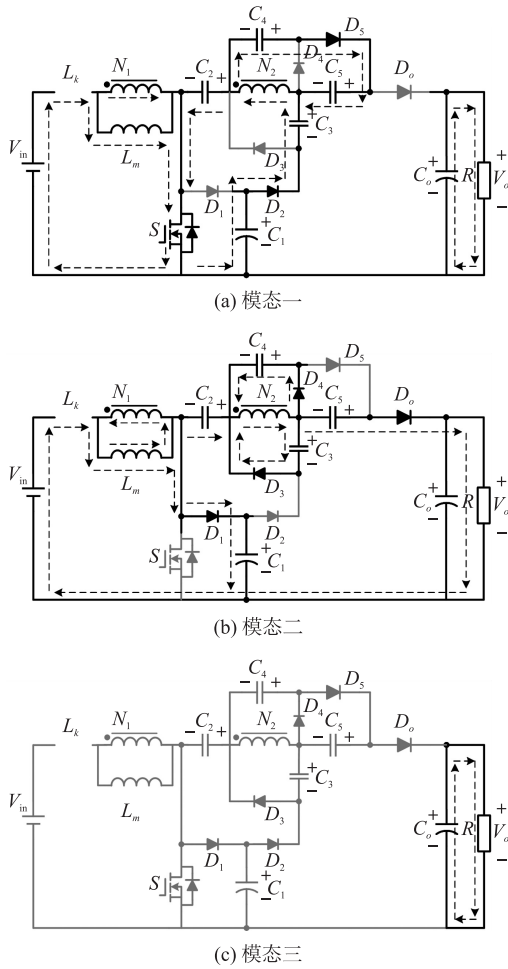


图 5 DCM 模式下所提变换器的工作模式

3 所提变换器的稳态分析

3.1 CCM 运行

模式一和模式三持续时间非常短,在计算变换器的电压增益时可以忽略不计。在模式三和四中,漏电感 L_k 的能量被释放到箝位电容器 C_1 。箝位电容器 C_1 的充电占空比为:

$$D_{c1} = \frac{t_{c1}}{T_s} = \frac{2(1-D)}{3n+2} \quad (1)$$

式中: t_{c1} 是 C_1 的充电持续时间, T_s 是开关周期, D 为开关管 S 的占空比。在 L_k 和 L_m 上应用伏秒平衡原理可得:

$$v_k^{IV} = \frac{D(3n+2)(1-k)}{2(1-D)} V_{in} \quad (2)$$

$$v_{Lm}^{IV,V} = \frac{DkV_{in}}{1-D} \quad (3)$$

式中: v_k^{IV} 为模式 IV 下 L_k 两端的电压值; $v_{Lm}^{IV,V}$ 为模式 IV, V 下 L_m 两端电压值, k 是耦合系数, 其值 $k = L_m / (L_m + L_k)$ 。

根据公式(2)和(3), 可以获得箝位电容 C_1 上的电压为:

$$V_{C1} = v_k^{IV} + v_{Lm}^{IV} + V_{in} = \frac{V_{in}}{1-D} + \frac{3nD(1-k)}{2(1-D)} \quad (4)$$

利用式(3), 开关电容 C_3 、 C_4 上的电压为:

$$V_{C3} = V_{C4} = v_2^V = nv_{Lm}^V = \frac{nDkV_{in}}{1-D} \quad (5)$$

式中: v_2^V 为模式 V 下 D_2 两端的电压值, v_{Lm}^V 为模式 V 下 L_m 两端电压值。

利用式(5), 可得到自举电容 C_2 和开关电容 C_5 的电压如下:

$$V_{C2} = V_{C1} + V_{C3} + v_2^{II} = \left[\frac{1+nk}{1-D} + \frac{3nD(1-k)}{2(1-D)} \right] V_{in} \quad (6)$$

$$V_{C5} = V_{C4} + v_2^{II} = nk \left(1 + \frac{D}{1-D} \right) V_{in} \quad (7)$$

式中: v_2^{II} 为模式 II 下 D_2 两端电压值。

输出电压 V_o 如下:

$$V_o = V_{in} + v_{Lm}^V + V_{C2} + v_2^V + V_{C5} \quad (8)$$

将式(3)、(4)、(6)和(7)代入(8), 得到直流电压增益 G_{CCM} :

$$G_{CCM} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{4(1+nk) - 2D(1-k) + nD(3-k)}{2(1-D)} \quad (9)$$

图 6 给出了所提变换器在 CCM 运行下, 不同耦合系数 $k=1$ 、 0.95 和 $n=1.5$ 、 2 、 3 时的电压增益随占空比变化曲线。从图中可以看出, 电压增益对耦合系数 k 不敏感。

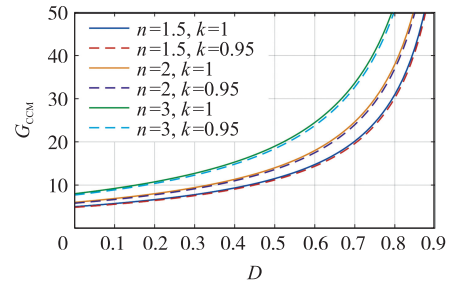


图 6 CCM 运行时的电压增益曲线

当 $k=1$ 时, 理想电压增益为:

$$M_{CCM} = \frac{2(n+1) + nD}{1-D} \quad (10)$$

开关管 S 和二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 、 D_5 、 D_o 的电压应力分别为:

$$\begin{cases} V_s = \frac{V_o + nV_{in}}{3n+2} \\ V_{D1} = \frac{V_o + nV_{in}}{3n+2} \\ V_{D2} = V_{D5} = \frac{(n+1) \cdot (V_o + nV_{in})}{3n+2} \\ V_{D3} = V_{D4} = V_{D5} = \frac{n(V_o + nV_{in})}{3n+2} \end{cases} \quad (11)$$

3.2 DCM 运行

上一小节中,在忽略漏感的情况下,分析了三种主要的工作模式。根据图 4 中的模式一,可以得到以下等式:

$$\begin{cases} v_{Lm}^I = V_{in} \\ v_2^I = nV_{in} \\ I_{Lmp} = \frac{V_{in}}{L_m}DT_s \end{cases} \quad (12)$$

式中: I_{Lmp} 是流过 L_m 的峰值电流。将伏秒平衡原理应用于 L_m ,可得:

$$\int_0^{DT_s} v_{Lm}^I dt + \int_{DT_s}^{(D+D_L)T_s} v_{Lm}^{II} dt + \int_{(D+D_L)T_s}^{T_s} v_{Lm}^{III} dt = 0 \quad (13)$$

式中: D_L 是输出二极管 D_o 的占空比。将式(12)代入(13)可得:

$$v_{Lm}^{II} = \frac{D}{D_L}V_{in} \quad (14)$$

因此,模式二中的二次侧绕组电压为:

$$v_2^{II} = nv_{Lm}^{II} = \frac{nD}{D_L}V_{in} \quad (15)$$

根据图 5(b)以及式(14)、(15),可以得到以下等式:

$$V_{C1} = V_{in} + v_{Lm}^{II} = \left(1 + \frac{D}{D_L}\right)V_{in} \quad (16)$$

$$V_{C3} = V_{C4} = v_2^{II} = \frac{nD}{D_L}V_{in} \quad (17)$$

根据基尔霍夫电压定律列写图 5(a)的电压回路方程,并将式(16)、式(17)代入其中,可得 V_{C2} 和 V_{C5} 如下:

$$V_{C2} = V_{C1} + V_{C3} + v_2^I = (n+1)\left(1 + \frac{D}{D_L}\right)V_{in} \quad (18)$$

$$V_{C5} = v_2^I + V_{C4} = n\left(1 + \frac{D}{D_L}\right)V_{in} \quad (19)$$

因此,输出电压为:

$$V_o = V_{in} + v_{Lm}^{II} + V_{C2} + v_2^{II} + V_{C5} \quad (20)$$

将式(14)、(15)、(18)和(19)代入(20)得到:

$$V_o = \left[2(n+1) + \frac{D}{D_L}(3n+2)\right]V_{in} \quad (21)$$

因此:

$$D_L = \frac{(3n+2)DV_{in}}{V_o - 2(n+1)V_{in}} \quad (22)$$

同样地,在模式二中, D_1 、 D_3 、 D_4 、 D_o 的导通持续时间相等。因此, D_o 的峰值电流为:

$$i_{Dop} = i_{D1p} = i_{D3p} = i_{D4p} = \frac{I_{Lmp}}{3n+2} \quad (23)$$

由于 D_o 的平均电流等于负载的平均电流:

$$\frac{1}{2}D_L i_{Dop} = \frac{V_o}{R} \quad (24)$$

标么化的励磁电感时间常数定义为:

$$\tau_{Lm} \equiv \frac{L_m}{RT_s} \quad (25)$$

根据式(17)、式(22)~式(25)可得所提变换器在 DCM 下的直流电压增益:

$$M_{DCM} = (n+1) + \sqrt{(n+1) + \frac{D^2}{2\tau_{Lm}}} \quad (26)$$

3.3 BCM 运行

在临界导通模式(BCM)中,CCM 和 DCM 的电压增益相等。由式(14)、(26)可知,临界导通标么化的励磁电感时间常数 τ_{LmB} 可以表示为:

$$\tau_{LmB} = \frac{1}{2} \cdot \frac{D^2}{\left(\frac{2nD+n+D+1}{1-D}\right)^2 - (n+1)} \quad (27)$$

图 7 绘制了所提变换器在 $n=2$ 时的时间常数随占空比 D 的变化曲线。如果励磁电感的时间常数 τ_{Lm} 大于 τ_{LmB} ,变换器在 CCM 下运行。如图 7 所示,所提变换器具有很宽的 CCM 运行区域。

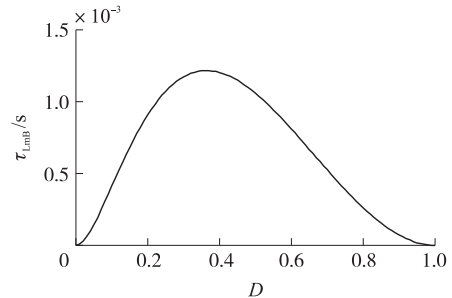


图 7 时间常数与占空比的关系曲线

4 实验验证

为了验证理论分析的正确性,搭建了一台功率为 200 W 的实验样机,具体性能指标及实验参数如表 1 所示。

表 1 实验电路参数

符号	名称	参数取值
V_{in}	输入电压	30 V
P_o	最大功率	200 W
V_o	输出电压	380 V
f_s	开关频率	40 kHz
C_1, C_3, C_4	电容	20 μ F/100 V
C_2, C_5	电容	10 μ F/250 V
C_o	电容	220 μ F/450 V
L_m	耦合电感	80 μ H
L_k	滤波电感	4 μ H
n	变比	1:1.5
S	开关管	IRF4410
D	二极管	SR5300

图 8 示出了所提 DC-DC 变换器在满载条件下的实验结果。这些波形验证了变换器的稳态工作模式。图 8(a) 给出了开关管两端的电压 V_s 和漏感电流 i_{Lk} 的波形, 从图中可以看出 V_s 的峰值电压被限制在 85 V。因此, 可以使用具有低耐受电压和传导损耗的 MOSFET。图 8(b) 示出开关管 S 几乎在 ZCS 的情况下导通。图 8(c) 示出了在开关管 S 关断之

后, 箝位二极管 D_1 开始导通, 并且漏感上的能量释放至电容 C_1 。图 8(d) ~ 8(g) 分别示出了二极管 D_2 、 D_3 、 D_4 和 D_5 的电压、电流波形图, 当开关管 S 导通时, 二极管 D_2 和 D_5 导通, 当开关管 S 关断时, 二极管 D_3 和 D_4 导通。图 8(h) 示出了变换器的输入电压 V_{in} 和输出电压 V_o 波形。

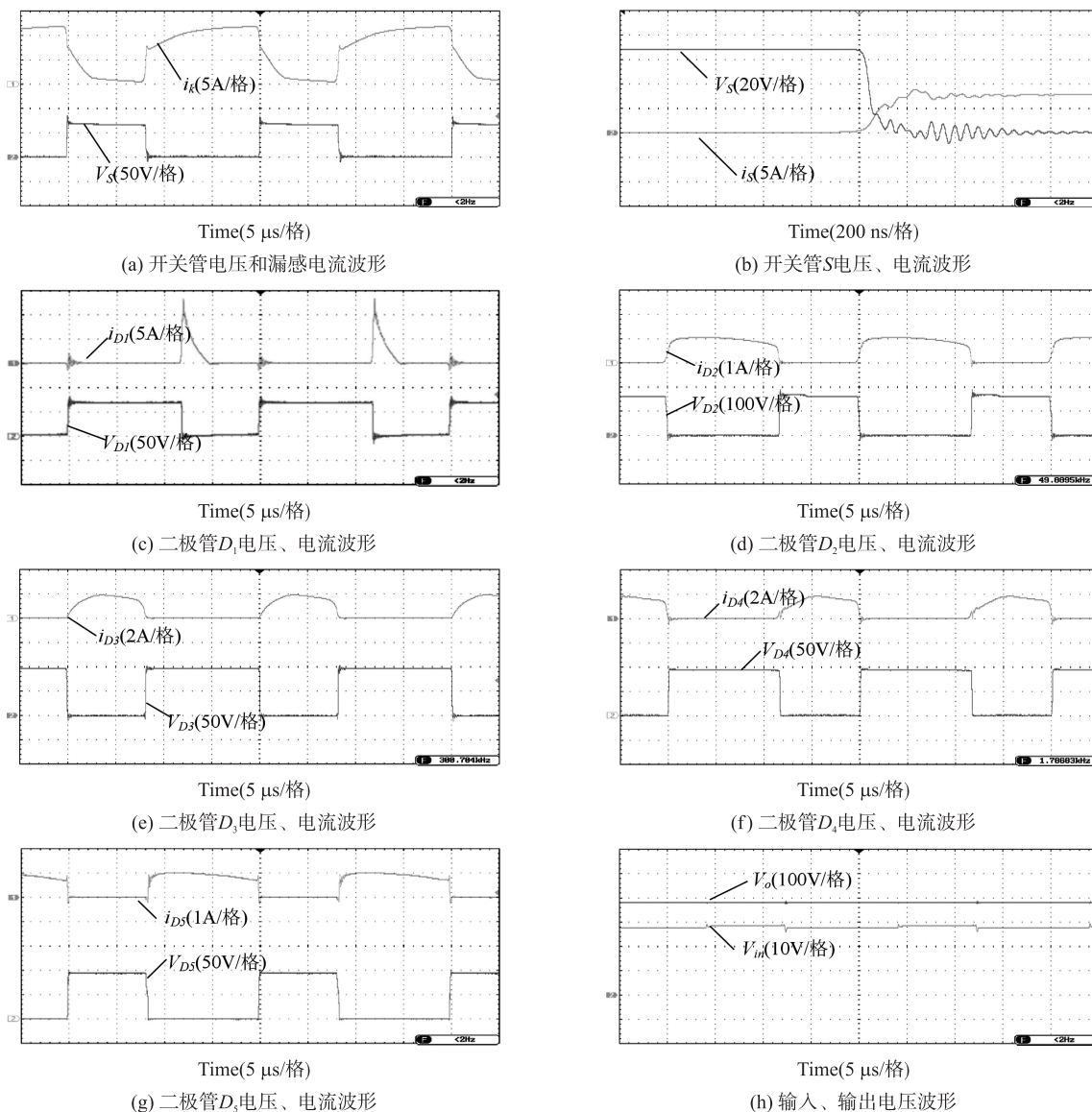


图 8 所提变换器稳态工作波形

为了测试所提变换器的动态响应性能, 将变换器的输出功率从 1/3 额定功率突然跳变至额定功率, 图 9 为切换过程中的输出电压和输出电流波形图。从图中可以看出, 变换器输出电压保持稳定, 输出电流动态响应性能良好, 符合实验预期。

图 10 给出了所提 DC-DC 变换器在不同输出功率下的实际测量效率。最大效率为 96.2%, 出现在输出功率为 80 W 时。满载效率为 94.3%, 变换器

输出效率高, 符合理论分析。

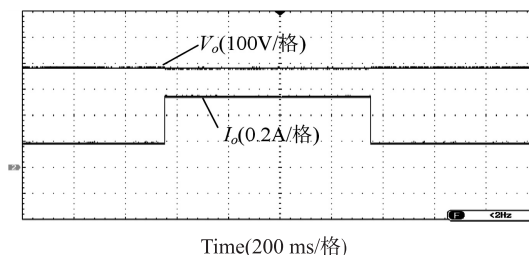


图 9 动态响应波形

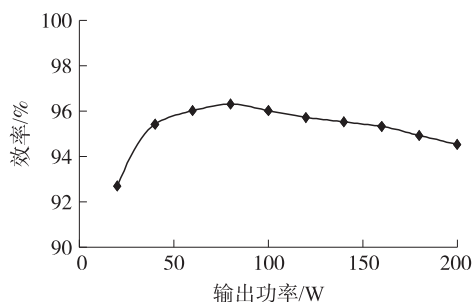


图 10 不同输出功率下的实测效率

5 结论

文章提出了一种新型的高升压 DC-DC 变换器。通过使用耦合电感,利用开关电容和电压自举技术,实现了高电压增益。该变换器通过无源箝位电路吸收漏感能量,开关峰值电压限制在 85 V。因此,可以使用具有低耐受电压和低传导损耗的 MOSFET。分析了变换器在 CCM 和 DCM 下的稳态运行,计算了临界导通条件。结果表明,该变换器具有较高的电压增益和较宽的 CCM 运行范围。最后搭建了一台 200W 的实验样机,实验结果验证了理论分析。

参考文献:

- [1] 许文强,王维庆,王海云. 改进型高增益准 Z 源逆变器[J]. 可再生能源,2020,38(7):929-932.
- [2] 邵珠雷. 一种光伏系统高增益非隔离三端口变换器[J]. 可再生能源,2017,35(2):252-258.
- [3] 胡经纬,王久和,唐骥. 一种新型高增益 Cuk 变换器研究[J]. 电工技术学报,2014(S1):337-344.
- [4] Park K B, Moon G W, Youn M J. Nonisolated High Step-Up Boost Converter Integrated with Sepic Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(9): 2266-2275.
- [5] Hsieh Y P, Chen J F, Liang T J, et al. Novel High Step-Up DC-DC Converter with Coupled inductor and Switched-Capacitor Techniques [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 998-1007.
- [6] Tseng K C, Huang C C. High Step-up Highefficiency Interleaved Converter with Voltage Multiplier Module For Renewable Energy System[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(3): 1311-1319.
- [7] Tseng K C, Chen C T, Cheng C A. A High-Efficiency High Step-Up Interleaved Converter with a Voltage Multiplier for Electric Vehicle Power Management Applications [J]. Journal of Power Electron, 2016, 16(2): 414-424.
- [8] Müller L, Kimball J W. High Gain DC-DC Converter Based on the Cockcroft-Walton Multiplier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(9): 6405-6415.
- [9] 姚子睿,曾君,刘俊峰. 基于耦合电感的高增益低电压应力 Boost 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(12): 3659-3666.
- [10] Tang Y, Wang T, Fu D. Multicell Switched inductor/Switched-Capacitor Combined Active-Network Converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(4): 2063-2072.
- [11] Tseng K C, Lin J T, Huang C C. High Step-Up Converter with Three-Winding Coupled Inductor for Fuel Cell Energy Source Applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 574-581.
- [12] 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.
- [13] Liu H, Li F, Ai J. A Novel High Step-Up Dual Switches Converter with Coupled Inductor and Voltage Multiplier Cell for a Renewable Energy System [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 31(7): 4974-4983.
- [14] Tseng K C, Huang C C. High Step-Up Highefficiency Interleaved Converter with Voltage Multiplier Module for Renewable Energy System [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(3): 1311-1319.
- [15] Hsieh Y P, Chen J F, Liang T J, et al. A Novel High Step-Up DC-DC Converter for a Microgrid System [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(4): 1127-1136.



赵修旻(1980—),男,上海人,高级工程师,硕士,主要从事电力通信、传输交换,529814009@qq.com。