

High Gain DC-DC Converter with Low Ripple Output *

WANG Zhongyi^{1*}, WANG Dezhen¹, HU Guanzhong²

(1. Department of Electrical Engineering, Xuchang Electric Vocational College, Xuchang He'nan 461000, China;
2. School of Electrical and Mechanical Engineering, Xuchang University, Xuchang He'nan 461000, China)

Abstract: An interleaved high voltage gain converter topology without coupled inductors is proposed. The structure consists of two Boost circuits and two voltage multiplier units operating in an interleaved manner. The proposed converter features low current ripple, low switching voltage stress, and high voltage gain. A detailed analysis of the converter operating modes and voltage gain characteristics is presented and compared with existing work. The results show that the output voltage can be as high as 300 V at an input voltage of 30 V and that the voltage stress on the switching tubes is only 87 V, much lower than the 300 V output voltage of conventional converters. Finally, an experimental prototype of 100 W is built and the experimental results verified the effectiveness of the proposed converter.

Key words: DC/DC converter; low voltage stress; high gain

EEACC: 1210; 1290B doi: 10.3969/j.issn.1005-9490.2023.06.010

具有低纹波输出高增益 DC-DC 变换器 *

王众毅^{1*}, 王德真¹, 胡冠中²

(1. 许昌电气职业学院电气工程系, 河南 许昌 461000; 2. 许昌学院电气与机械工程学院, 河南 许昌 461000)

摘要: 提出一种无耦合电感的交错式高升压比变换器拓扑。该结构由两个 Boost 电路和两个电压倍增单元组成, 并以交错方式运行。所提变换器具备低电流纹波、低开关电压应力和高电压增益的特性。详细分析了变换器工作模态和电压增益特性, 并与现有工作进行了对比分析。结果表明, 输入电压为 30 V 时, 输出电压高达 300 V, 并且开关管的电压应力仅为 87 V, 远低于传统变换器 300 V 的输出电压。最后, 搭建了 100 W 的实验样机, 实验结果验证了所提变换器的有效性。

关键词: DC/DC 变换器; 低电压应力; 高增益

中图分类号: TK51; TM464

文献标识码: A

文章编号: 1005-9490(2023)06-1517-06

可再生能源, 尤其光伏发电由于其清洁、无污染等优势而得到不断的关注和发展^[1]。然而由于光伏电池产生的电压等级较小, 因此需使用 DC-DC 变换器将其升压到所需的电压等级^[2]。

目前常用的 Boost 变换器因其成本低, 结构简单而被广泛采用。但是该类传统升压电路电压增益低于 5^[3]。然而, 硬开关会增加额外的传导损耗, 降低效率。此外, 二极管和开关管承受较高的电压应力。对此, 文献[4]通过增加一相有源辅助电路以实现交错导通的运行模式。主开关由于断续模式(Discontinuous Conduction Mode, DCM)的运行模式, 输出二极管的方向电压应力得到减少。然而, 此类变换器需采用变频控制, 这使用于减少电磁干扰的滤波电路设计变得困难。对此, 学者提出了采用耦合电感的交错升压式变换器^[5-6]。此类变换器拓扑输出二极管的

反向电压较低。耦合电感的漏电感可实现半导体器件的零电流开关(Zero Current Switching, ZCS)。但是, 该类变换器的耦合电感二次侧输出电流纹波较大, 影响电能质量。对此, 文献[7]提出三次交错 Boost 变换器, 并将电压应力降低一半。同时, 与传统交错式 Boost 变换器相比更适用于高增益场合。但是控制电路的设计较为复杂, 难以量产。

近期, 有学者提出将耦合电感和电压倍增单元相结合的新型拓扑^[8-10]。此类变换器拓扑具有较高的电压增益和较低的开关管电压应力。此外, 漏电感中存储的能量可以返回至主电路。鉴于此, 文献[11-12]提出了一类基于二极管电容倍压器的交错式升压变换器。该类拓扑在无需变压器的情况下可实现高电压增益, 且无需高的开关管占空比。但是缺点是主电路中二极管和开关管承受的电压应力较

项目来源: 河南省高等学校重点科研项目计划项目(20B470007); 国家自然科学基金应急管理项目(51741702)

收稿日期: 2022-02-28 修改日期: 2022-07-01

高,导致此类变换器设计成本较高,且损耗无法估计。

针对上述问题的不足,本文提出了一种新型的高增益 DC-DC 变换器,在提升电压增益的同时减少了元器件的电压应力。文中分析了变换器的工作原理和性能特征,搭建了 100 W 的实验样机对所提变换器的稳定性及可行性进行了测试。

1 本文所提变换器拓扑结构

图 1 给出了本文所提一种新型高增益交错 DC-DC 变换器的拓扑结构。该变换器可分为支路 I 和支路 II 两部分,在支路 I 中,电感 L_1 、MOS 管 S_1 、二极管 D_3 和电容 C_5 构成的一个 Boost 变换器,二极管 D_1 和 D_2 、电容 C_1 和 C_2 以及电感 L_{r1} 组成开关电容电路,从而提高变换器的电压。支路 II 结构与支路 I 类似。在所提变换器中,支路 II 结构和支路 I 结构对称,功率 MOS 管 S_1 和 S_2 具有相同占空比,两者驱动脉冲相位相差 180° ,因此,可以有效降低输入电流纹波和输入滤波器的尺寸。与其他基于开关电容的高增益交错 Boost 变换器不同,该变换器的占空比没有限制,对于大于或小于 0.5 的所有占空比,变换器都能正常工作。

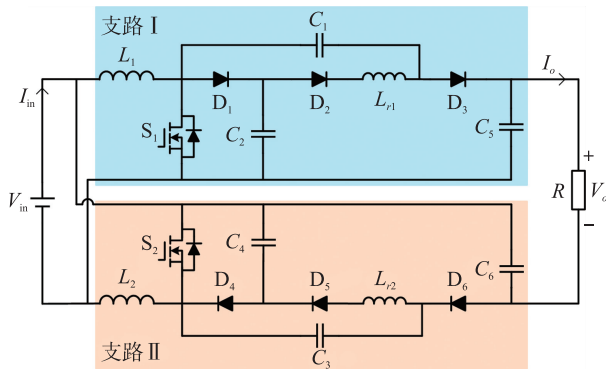


图 1 所提变换器拓扑结构

2 工作原理

2.1 模态分析

所提变换器在 CCM 模式下,每个开关周期内有 6 种工作模态。图 2 示出了所提变换器的关键工作波形。图 3 给出了各工作模态的等效电路。为了简化分析,对所提变换器做出以下假设,所有元器件都是理想的;所有电容器都足够大,在一个开关周期内电容两端电压保持恒定。

模态 1:如图 3(a)所示,变换器中的两个功率 MOS 管 S_1 、 S_2 导通。电感 L_1 和 L_2 两端的电压等于输入电压,其电流线性增加。电容 C_2 通过回路

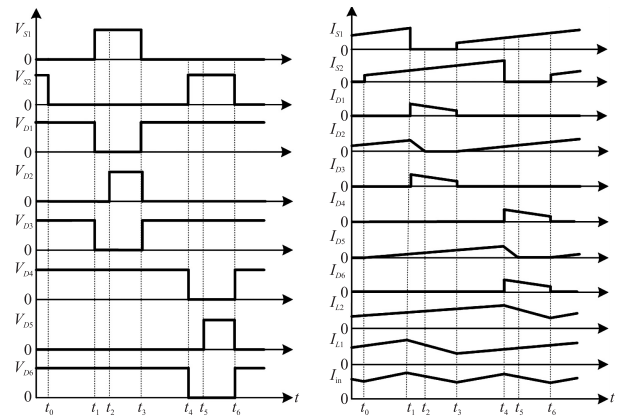


图 2 所提变换器关键工作波形

C_2 - D_2 - L_{r1} - C_1 - S_1 对电容 C_1 充电,电容 C_4 通过回路 C_4 - S_2 - C_3 - L_{r2} - D_5 对电容 C_3 充电, L_{r1} 、 L_{r2} 的电流线性增加。负载电流路径为 C_6 - V_{in} - C_5 - R 。电感 L_1 、 L_2 、 L_{r1} 和 L_{r2} 的电流方程如下所示:

$$\begin{cases} I_{L1}(t) = I_{L1}(t_0) + \frac{V_{in}}{L_1} \cdot (t-t_0) \\ I_{L2}(t) = I_{L2}(t_0) + \frac{V_{in}}{L_2} \cdot (t-t_0) \\ I_{Lr1}(t) = I_{Lr1}(t_0) + \frac{V_{C2}-V_{C1}}{L_{r1}} \cdot (t-t_0) \\ I_{Lr2}(t) = I_{Lr2}(t_0) + \frac{V_{C4}-V_{C3}}{L_{r2}} \cdot (t-t_0) \end{cases} \quad (1)$$

模态 2:如图 3(b)所示,功率 MOS 管 S_1 关断。支路 I 中,二极管 D_1 和 D_3 导通,电感 L_1 释放能量对电容 C_2 和 C_5 充电,电流线性减小。电感 L_{r1} 通过回路 C_1 - L_{r1} - D_2 - D_1 续流,电感 L_{r1} 和二极管 D_2 的电流线性减小至 0,因此,二极管 D_2 可以零电流关断。支路 II 中各元件的运行状态同模态 1, L_2 、 L_{r2} 的电流线性增加。在该模态下,电流方程如下:

$$\begin{cases} I_{L1}(t) = I_{L1}(t_1) - \frac{V_{C2}-V_{in}}{L_1} \cdot (t-t_1) \\ I_{L2}(t) = I_{L2}(t_1) + \frac{V_{in}}{L_2} \cdot (t-t_1) \\ I_{Lr1}(t) = I_{Lr1}(t_1) - \frac{V_{C1}}{L_{r1}} \cdot (t-t_1) \\ I_{Lr2}(t) = I_{Lr2}(t_1) + \frac{V_{C4}-V_{C3}}{L_{r2}} \cdot (t-t_1) \end{cases} \quad (2)$$

模态 3:如图 3(c)所示,在此模态,支路 I 中,二极管 D_2 关断。电感 L_1 中储存的能量一部分通过二极管 D_1 对电容 C_2 充电,另一部分通过二极管 D_3 对输出电容充电, L_1 的电流线性减小。支路 II 运行情况同上一模态。电流方程如下所示:

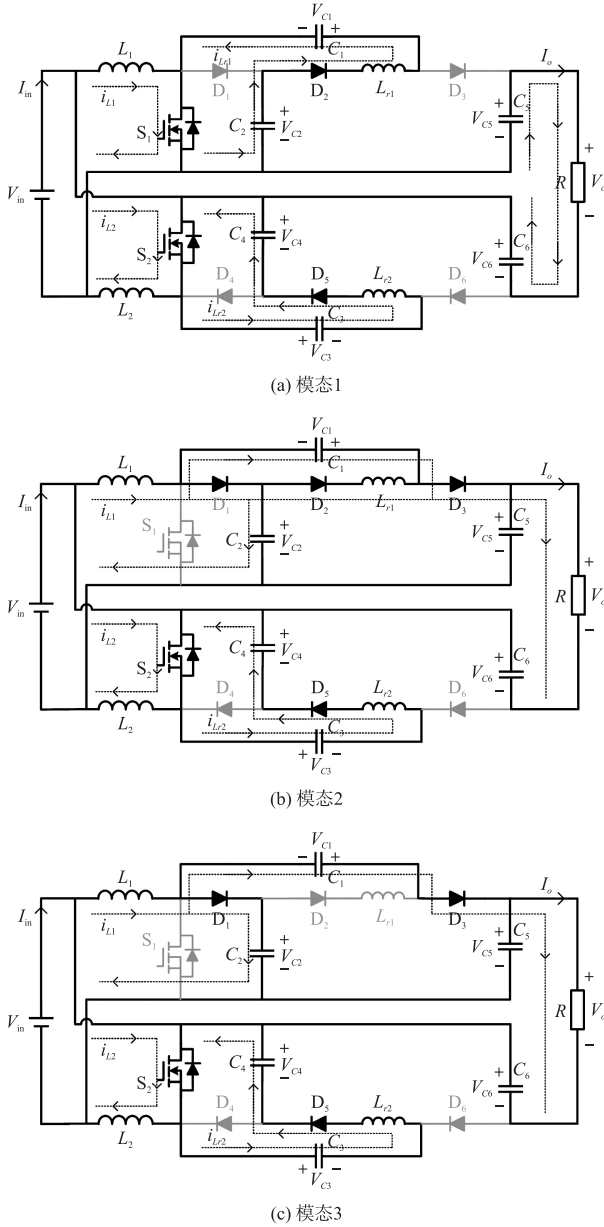


图 3 所提变换器的工作模式

$$\begin{cases}
 I_{L1}(t) = I_{L1}(t_2) - \frac{V_{C2} - V_{in}}{L_1} \cdot (t - t_2) = \\
 I_{L1}(t_2) - \frac{V_{C5} - V_{in} - V_{C1}}{L_1} \cdot (t - t_2) \\
 I_{L2}(t) = I_{L2}(t_2) + \frac{V_{in}}{L_2} \cdot (t - t_2) \\
 I_{L2}(t) = I_{L2}(t_2) + \frac{V_{C4} - V_{C3}}{L_2} \cdot (t - t_2)
 \end{cases} \quad (3)$$

由于支路 I 和支路 II 交错运行,模式 4 至模式 6 的分析过程与模式 1 至模式 3 类似,此处不再赘述。

2.2 CCM 和 DCM 之间的临界导通模式

若该变换器在临界导通模式下工作,则电感电流的最小值为零。电感 L_2 的电流最小值为:

$$i_{L2min} = i_{L2av} - \frac{\Delta i_{L2}}{2} = \frac{I_{in}}{2} - \frac{\Delta i_{L2}}{2} = \frac{(3+D)I_o}{2(1+D)} - \frac{V_{in}D}{2fL_{2min}} = 0 \quad (4)$$

式中: D 为占空比, i_{L2av} 、 Δi_{L2} 分别为电感 L_2 的平均电流和纹波电流。因此,变换器在 CCM 模式下运行时,电感最小值如下所示:

$$L_{2min} = L_{1min} = \frac{D(1-D)V_{in}}{(3+D)I_o f} \quad (5)$$

3 所提变换器的参数设计

3.1 功率器件设计

根据伏秒平衡原理,得到电容 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 、 C_5 和 C_6 的电压值如下:

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{C3} = V_{C4} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (6)$$

$$V_{C5} = V_{C6} = \frac{2 \cdot V_{in}}{1-D} \quad (7)$$

在回路 $V_{in} - V_{C5} - V_o - V_{C6}$ 中应用 KVL 定律,可得:

$$V_o = V_{C5} + V_{C6} - V_{in} \quad (8)$$

将式(7)代入(8)中,并将其简化,得到所提 DC-DC 变换器的电压增益为:

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{3+D}{1-D} \quad (9)$$

结合上一节的分析,每个功率 MOS 管和二极管上的最大电压应力为:

$$V_{S1} = V_{S2} = \frac{V_{in}}{1-D} = \frac{V_o}{3+D} \quad (10)$$

$$V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} = V_{D4} = \frac{V_{in}}{1-D} = \frac{V_o}{3+D} \quad (11)$$

3.2 储能元件设计

输入电感可根据以下公式计算:

$$L_1 = L_2 = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T_s}{\Delta I_L} \quad (12)$$

式中: ΔI_L 为电感电流纹波,通常设计其为流过电感平均电流的 40%。

变换器的输入功率为:

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_{ainav} = P_o \quad (13)$$

式中: I_{ainav} 为平均输入电流,结合式(9)可得:

$$I_{ainav} = \frac{(3+D) \cdot P_o}{(1-D) \cdot V_o} \quad (14)$$

每个输入电感中的平均电流相等,因此:

$$I_{L1av} = I_{L2av} = \frac{I_{ainav}}{2} \quad (15)$$

当开关 S_1 在 $(1-D)T_s$ 时刻关断时,流过电容 C_2 的平均电流为 $I_{ainav}/2$ 。根据电容的电压负载方

程,电容 C_2 可计算为:

$$C_2 = \frac{I_{\text{ainav}} \cdot (1-D) \cdot T_s}{(3+D) \cdot \Delta V_{C2}} \quad (16)$$

式中: ΔV_{C2} 为电容电压纹波。

类似地,电容 C_1 、 C_3 和 C_4 的计算公式如下所示:

$$C_1 = \frac{I_{\text{ainav}} \cdot (1-D) \cdot T_s}{(3+D) \cdot \Delta V_{C1}} \quad (17)$$

$$C_3 = \frac{I_{\text{ainav}} \cdot (1-D) \cdot T_s}{(3+D) \cdot \Delta V_{C3}} \quad (18)$$

$$C_4 = \frac{I_{\text{ainav}} \cdot (1-D) \cdot T_s}{(3+D) \cdot \Delta V_{C5}} \quad (19)$$

在每个开关周期内,输出电容 C_5 和 C_6 必须在 DT_s 内为负载提供能量。由于输出电容串联,其容值可通过下式计算:

$$C_5 = C_6 = 2 \cdot \frac{P_o \cdot D \cdot T_s}{V_o \cdot \Delta V_o} \quad (20)$$

式中: ΔV_o 为输出电容电压纹波,大小为输出电压的 1%。

当开关 S_1 导通时,电感 L_{r1} 两端电压约为 $0.5 \times (\Delta V_{C1} + \Delta V_{C2})$, 假设电感电流线性增加 ΔI_{Lr1} , 电感 L_{r1} 的值为:

$$L_{r1} = \frac{(\Delta V_{C1} + \Delta V_{C2}) \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot \Delta I_{Lr1}} \quad (21)$$

表 1 变换器结构与性能对比

| | 电压增益 | MOS 管数量 | 二极管数量 | MOS 管电压应力 | 二极管电压应力 |
|--------|----------------|---------|-------|--------------------|--------------------|
| Boost | $1/(1-D)$ | 1 | 1 | V_o | V_o |
| 文献[9] | $(1+3D)/(1-D)$ | 2 | 7 | $(V_o + V_{in})/2$ | $(V_o - V_{in})/4$ |
| 文献[11] | $2/(1-D)$ | 2 | 4 | $V_o/2$ | V_o |
| 本文 | $(3+D)/(1-D)$ | 2 | 4 | $(V_o + V_{in})/2$ | $V_o/(3+D)$ |

5 实验验证

为了验证所提变换器的正确性,搭建了一台功率为 100 W 的实验样机。所选元器件型号和相关实验参数如表 2 所示。

表 2 实验电路参数

| 名称 | 符号 | 参数取值 |
|------|----------------------|-------------------|
| 输入电压 | V_{in} | 30 V |
| 额定功率 | P_o | 100 W |
| 输出电压 | V_{out} | 300 V |
| 负载 | R | 900 Ω |
| 开关频率 | f_s | 20 kHz |
| 占空比 | D | 0.64 |
| 开关电容 | C_1, C_2, C_3, C_4 | 4.7 μF |
| 输出电容 | C_5, C_6 | 22 μF |
| 输入电感 | L_1, L_2 | 400 μH |
| 电感 | L_{r1}, L_{r2} | 5 μH |
| 开关管 | S_1, S_2 | IRFR220 |
| 二极管 | D_1, D_2 | SS520 |

电感 L_{r2} 的值同 L_{r1} 。根据上述公式,可以合理设计电感值来减小电感电流纹波,以防止 MOS 管电压应力显著增加。此外,由于该电感上的电压较小, L_{r1} 、 L_{r2} 的值通常为几微亨。因此,该电感不会显著增加电路体积。

4 比较分析

本节主要将所提变换器与传统 Boost 电路以及文献[9]、[11]中的几种变换器拓扑进行了比较。图 4 给出了各变换器的电压增益曲线比较。如图所示,在任一占空比下,与其他变换器相比,所提变换器的电压增益均高于其他类似变换器的电压增益。

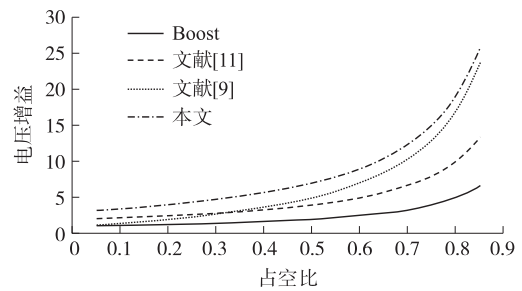


图 4 各变换器输出电压增益曲线

表 1 为各变换器结构与性能对比,由表 1 可知,本文所提变换器电压增益较高,功率 MOS 管和二极管电压应力较低,减小了系统损耗。

图 5 给出了变换器的输入电压 V_{in} 、输出电压 V_o 、输出电流 I_o 的波形图。稳态时所提变换器能够将 30 V 的输入电压转换为 300 V 输出电压,电压增益高,输出电流 I_o 等于 0.33 A。图 6 给出了电感 L_1 和 L_2 以及输入电流 I_{in} 的波形,电感 L_1 和 L_2 在连续导通模式(CCM)下工作。 I_{in} 等于 3.6 A, i_{L1} 和 i_{L2} 均等于 1.8 A,两者相位相差 180° ,此外,输入

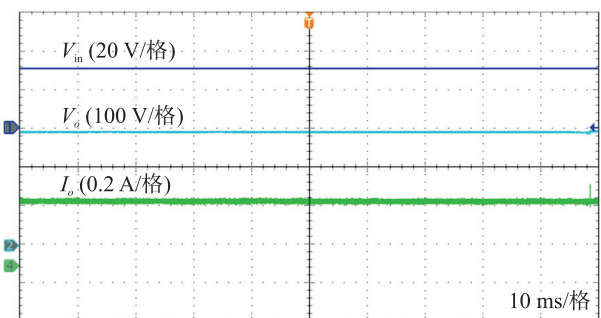


图 5 V_{in} 、 V_o 、 I_o 的波形图

电流纹波远小于电感 L_1 和 L_2 的电流纹波,符合理论分析。

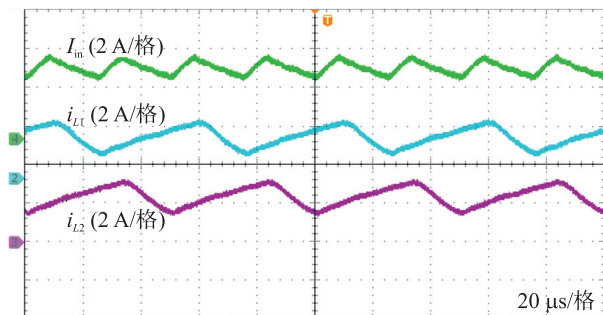


图6 i_{L1} 、 i_{L2} 、 I_{in} 的波形图

图7给出了功率 MOS 管 S_1 、 S_2 的电流和电压波形, S_2 的电压波形与 S_1 的电压波形相位相差 180° ,变换器的占空比约为 64%。MOS 管的截止电压为 87 V,远小于 300 V 输出电压。此外,由图可知,当 MOS 管关断时,不会产生尖峰电压。因此,可以使用低耐压的 MOS 管来降低变换器的损耗。

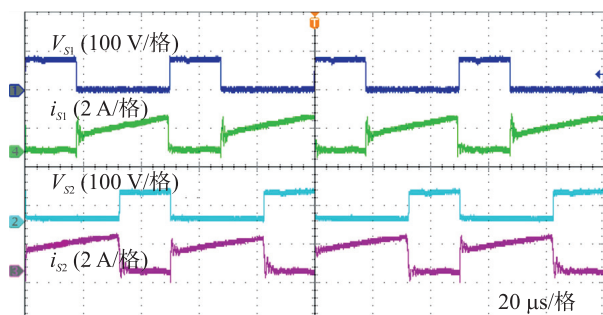


图7 S_1 和 S_2 的电压、电流波形图

此外,图8示出了所提变换器在不同输出功率下的效率曲线,由于 MOS 管和二极管的电压应力低,并且变换器的二极管在零电流条件下关断,降低了传导损耗和开关损耗,实测最大效率高达 92.7%。

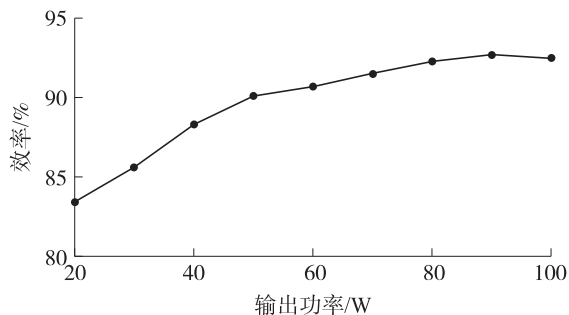


图8 所提变换器效率曲线

5 结论

本文提出了一种高增益 DC-DC 变换器并对其工作原理进行详细分析,该变换器采用带开关电容的交错结构,可降低输入电流纹波。此外,由于二极

管可实现零电流关断,降低了变换器损耗,可以获得更高的效率。对比分析了变换器在不同参数下的性能,所提变换器增益高,开关电压应力低。最后,对所提变换器进行的实验验证表明,其性能优异,并且设计简单、功率密度高,可广泛应用于需要高升压比的场合。

参考文献:

- [1] 梁国壮,田涵雷. 输出电容串联型高增益直流变换器[J]. 电子技术应用,2018,44(7):143-146.
- [2] 华旭奋. 新型光伏高变比开关电容 DC-DC 升压变换器[J]. 可再生能源,2018,36(9):1319-1322.
- [3] 许骥,段冰莹,张梦纯,等. 两级式单相光伏逆变器输入电压二倍频纹波抑制[J]. 可再生能源,2019,37(5):683-687.
- [4] 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):1860-1870.
- [5] Abbasi M, Lam J. A Very High Gain Modular Three-Phase AC/DC Soft-Switched Converter Featuring High Gain ZCS Output Rectifier Modules without Using Step-up Transformers for DC Grid in Wind Systems[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 23(6):1733-1742.
- [6] Qin Y, Yang Y, Li S, et al. A High-Efficiency DC/DC Converter for High-Voltage-Gain, High-Current Applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 11(6):667-677.
- [7] Ansari S A, Moghani J S. A Novel High Voltage Gain Non-Coupled Inductor SEPIC Converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(9):7099-7108.
- [8] 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.
- [9] Tang Y, Fu D J, Wang T, et al. Hybrid Switched-Inductor Converters for High Step-Up Conversion[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(3):1480-1490.
- [10] Yang L, Yu W, Zhang J. High Voltage Gain Ratio Isolated Resonant Switched-Capacitor Converter for Sustainable Energy[J]. IEEE Access, 2019, 7(1):1900-1911.
- [11] Mohsen S S, Mohammad D S, Saeed H. Interleaved-Input Series-Output Ultra High Voltage Gain DC-DC Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 9(4):3397-3406.
- [12] Chen S, Zhou L W, Luo Q M, et al. Interleaved Non-Isolated High Step-up DC/DC Converter Based on the Diode-Capacitor Multiplier[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(2):390-397.



王众毅(1988—),男,河南许昌人,讲师,学士学位,主要从事电力系统自动化、电力电子与电力传动研究,dianqiwzy@163.com;



王德真(1984—),女,副教授,硕士,主要研究方向:电力系统非线性控制;



胡冠中(1980—),男,博士,讲师/高级工程师,主要研究方向:多能互补综合能源发电系统及其高维多目标规划。