

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.211561

交错并联三绕组耦合电感高增益 Boost 变换器

刘洋¹, 董锋斌¹, 皇金锋^{1,2}

(1. 陕西理工大学电气工程学院, 陕西 汉中 723001; 2. 陕西省工业自动化重点实验室, 陕西 汉中 723001)

摘要: 针对光伏、燃料电池等新能源发电系统所需的高高压比的应用场景, 提出一种交错并联三绕组耦合电感高增益 Boost 变换器。以交错并联的控制方式减小了耦合电感原边电流纹波, 切分了占空比从而减少了各开关管导通时长, 交错并联的开关管与输出开关管在电路结构上实现了电压钳位, 不会出现电压尖峰。桥式倍压单元缓解了二极管反向恢复问题。交错并联耦合电感双原边的构造提高了变换器的工作可靠性。另外, 基于该变换器还拓展出交错并联 $n+1$ 绕组耦合电感高增益 Boost 变换器和 n 耦合电感交错并联 n 桥式倍压高增益 Boost 变换器。围绕所提变换器的工作原理及稳态性能进行了深入分析。且在理论分析的基础上通过实验平台制作了一台功率为 500 W 的样机验证了其准确性。

关键词: 交错并联; 三绕组; 耦合电感; 高增益; Boost 变换器

High step-up Boost converter with an interleaved and three-winding coupled inductor

LIU Yang¹, DONG Fengbin¹, HUANG Jinfeng^{1,2}

(1. School of Electrical Engineering, Shaanxi University of Technology, Hanzhong 723001, China;

2. Shaanxi Key Laboratory of Industrial Automation, Hanzhong 723001, China)

Abstract: Given the high voltage transmission proportion required by photovoltaics, fuel cell and other new energy power generation systems, this paper introduces a high gain Boost converter with an interleaved and three-winding coupled inductor. The interleaved parallel control reduces the primary current ripple of the coupling inductor, cuts the duty cycle and thus reduces the on-time of each switch, and the interleaved parallel switches and output switches achieve voltage clamping in the circuit structure without voltage spikes. The bridge doubling unit alleviates the diode reverse recovery problem. The interleaved parallel coupled inductor dual primary configuration improves the operating reliability of the converter. Moreover, based on the proposed converter, a high gain Boost converter with interleaved and $n+1$ -winding coupled inductor and a high gain Boost converter with n -coupled inductor interleaved n -bridge voltage doubler are developed. The working principle and steady state performance of the proposed converter are analyzed deeply. From the theoretical analysis, a 500 W model machine is made through the experimental platform to verify its correctness.

This work is supported by the Key Project of Shaanxi Education Department (No. 18JS21).

Key words: interleaved; three-winding; coupled inductor; high step-up; Boost converter

0 引言

目前, 可再生能源(Renewable Energy Sources, RES)如光伏(Photovoltaics, PVs)和燃料电池(Fuel Cells, FCs)迅速发展并得到了广泛应用^[1-5], 成为了国内外诸多研究者的热点研究对象。但是这些电源的输出为低直流电压(<50 V), 为达到适当的输出

电压(>300 V)以满足逆变并网所需的电压等级, 需要采用高增益 DC/DC 变换器^[6-10]。

传统的升压直流变换器具有结构简单, 性能稳定, 输入电流连续等优点, 为可再生能源提供电压增益; 然而, 该变换器在实际应用中即使在极端的占空比下也难以提供一个适当的高电压增益, 且存在开关器件需要承受高电压应力以及二极管反向恢复损耗等问题, 不管从电压转换比还是功率处理能力都非常有限。因此, 为使变换器在合理占空比下具有较高的工作效率, 有必要对传统的升压直流变

基金项目: 陕西省教育厅重点项目资助(18JS21); 陕西理工大学研究生创新基金项目资助(SLGYCX2118)

换器改进, 以实现高效且高增益的目的。近些年, 国内外研究工作者改进得到的高增益变换器层出不穷^[11-14]。文献[15-17]采用级联技术, 通过将一种或多种升压变换器串联获得了更高的输出电压, 虽然满足了电网逆变所需的电压等级, 但是由于串联组合的方式使得元器件使用过多增加了其损耗, 效率低, 且电路结构复杂, 工作可靠性低。文献[18-20]通过引入开关电容(电感)单元也能有效提升输出电压, 但要满足高升压比的需求就必须增加多个单元, 致使电路也难以保证其高效率及经济性, 应用过于局限。文献[21-22]采用耦合电感技术, 在不增加磁性储能元件的基础上获得了可观的电压增益, 且电压增益由原本的单一控制变量占空比增加了一个可控变量匝数比, 使占空比拥有更宽的余度, 但由于耦合电感存在漏电感易与功率器件谐振造成电压尖峰, 对该类变换器进行优化很有必要。

文献[23]中所提变换器利用有源开关消除了原边漏电感对于开关管的影响, 利用倍压单元的构造消除了副边漏电感对二极管的影响, 但应用在大功率场所时, 使得耦合电感原边电流纹波较大。基于此, 本文通过将文献[23]所提变换器进行组合得到一种交错并联三绕组耦合电感高增益 Boost 变换器。一方面, 可有效减小耦合电感原边电流纹波以及三绕组耦合电感电流应力; 另一方面, 开关管占空比被切分, 获得高电压增益的单个开关管所需占空比减小。

1 交错并联三绕组耦合电感高增益 Boost 变换器工作原理分析

1.1 拓扑提出

文献[23]中所提带倍压单元的耦合电感型 Boost 变换器如图 1 所示, 其中图 1(a)形式一与图 1(b)形式二相同, 在同名端规定的情况下, 当开关管 S_1 导通时, 二极管 D_1 关断, 支路 ab 无电流, 通过在节点 a(b)处增加一组交错并联耦合电感原边和开关管, 利用支路 ab 的双向性可使变换器在开关管 S_1 导通时, 两耦合电感原边能并联充磁, 得到交错并联三绕组耦合电感高增益 Boost 变换器如图 2(a)所示, 其中, 交错并联开关管为 S_1 和 S_2 , 输出开关管为 S_0 ; 其等效电路如图 2(b)所示。三绕组耦合电感等效成变比为 $N_1 = n_{p1}/n_s$, $N_2 = n_{p2}/n_s$ 的理想变压器, 以及原边 n_{p1} (n_{p2}) 并联的励磁电感 L_{m1} (L_{m2}), 串联的漏电感 L_{k1} (L_{k2})。耦合系数 $k_1 = L_{m1}/(L_{m1} + L_{k1})$, $k_2 = L_{m2}/(L_{m2} + L_{k2})$, 为了便于分析, 假设:

- ① 所有元件均为理想器件;
- ② 电容 C_1 、 C_2 和 C_0

足够大, 在稳态时其两端电压值维持不变;

- ③ $k_1 = k_2 = k$, $N_1 = N_2 = N$;
- ④ 开关管 S_1 和 S_2 交错导通, 相位差 180° , S_0 同 $S_1 + S_2$ 互补导通, 且占空比 $D < 0.5$ 。

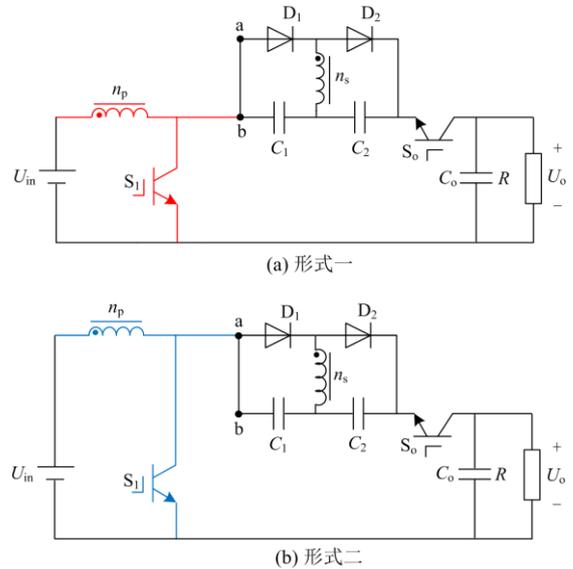


图 1 带桥式倍压单元的耦合电感型 Boost 变换器
Fig. 1 Coupled-inductor-based Boost converter with bridge type voltage doubler rectifier

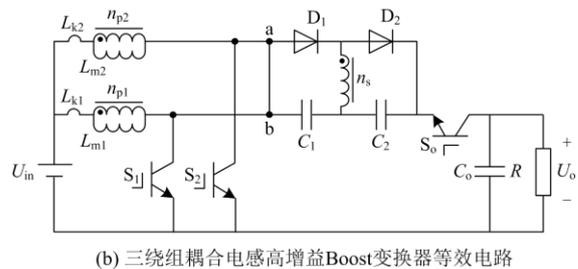
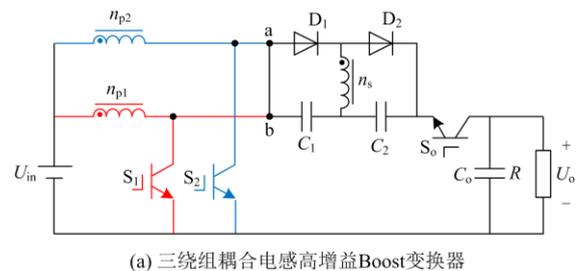


图 2 电路拓扑及其等效电路
Fig. 2 Topology and its equivalent circuit

1.2 工作原理

交错并联三绕组耦合电感高增益 Boost 变换器处于稳定运行时的主要工作波形如图 3 所示。由于该变换器有 3 个开关管, 故以开关管 S_1 为基准, 在开关管 S_1 开始导通至下一次导通前的时间内, 其存

在 16 种工作模式, 对应的等效电路如图 4 所示, 其中开关管 S_1 与开关管 S_2 关断后(即开关管 S_0 导通期间)的 5 个工作模式相同。

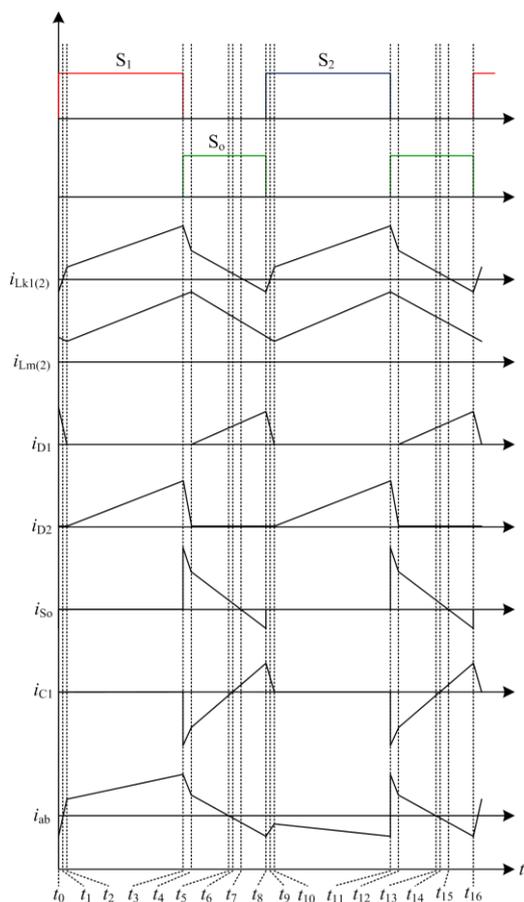


图 3 变换器稳态工作的主要波形

Fig. 3 Main waveform of the converter in steady state operation

1) 工作模式 II[t_0-t_1]

如图 4(a)所示, 开关管 S_1 、二极管 D_1 导通, 开关管 S_2 、 S_0 、二极管 D_2 关断。在此阶段下, 耦合电感副边 n_s 进入放磁状态; 耦合电感漏电感 L_{k1} 、 L_{k2} , 励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 同样处于放磁状态; 负载电阻 R 两端电压由电容 C_0 单独维持; 支路电流 i_{ab} 与漏感电流 i_{Lk1} 、 i_{Lk2} 线性减小至零。此模式非常短暂, 在 t_1 时刻进入下一个工作模式。

2) 工作模式 III[t_1-t_2]

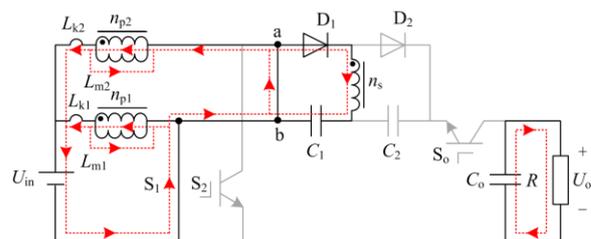
如图 4(b)所示, 开关管 S_1 、二极管 D_1 导通, 开关管 S_2 、 S_0 、二极管 D_2 关断。耦合电感副边 n_s , 励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 依旧处于放磁状态, 电容 C_1 继续充电; 耦合电感漏电感 L_{k1} 、 L_{k2} 开始正向充磁, 漏感电流 i_{Lk1} 、 i_{Lk2} 线性上升; 耦合电感副边 n_s 电流线性减小至零后二极管 D_1 截止。此模式非常短暂, 在 t_2 时刻进入下一个工作模式。

3) 工作模式 III[t_2-t_3]

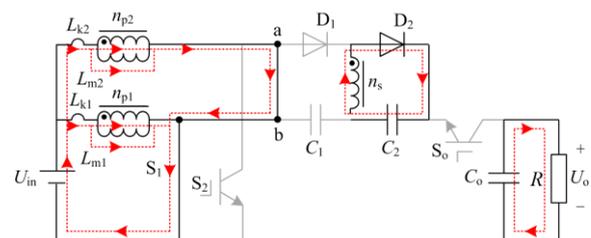
如图 4(c)所示, 开关管 S_1 、二极管 D_2 导通, 开关管 S_2 、 S_0 、二极管 D_1 关断。耦合电感副边 n_s 进入反向充磁状态, 耦合电感漏电感 L_{k1} 、 L_{k2} , 励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 处于充磁状态; 漏感电流 i_{Lk1} 、 i_{Lk2} , 励磁电感电流 i_{Lm1} 、 i_{Lm2} 线性上升; 耦合电感副边 n_s 经二极管 D_2 给电容 C_2 充电; 负载电阻 R 两端电压由电容 C_0 单独维持。在 t_3 时刻进入下一个工作模式。

4) 工作模式 IV(XII)[t_3-t_4][$[t_{11}-t_{12}]$]

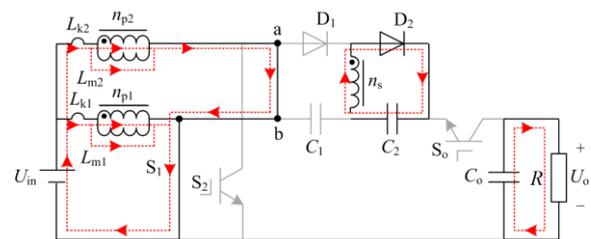
如图 4(d)所示, 开关管 S_0 、二极管 D_2 导通, 开关管 S_1 、 S_2 、二极管 D_1 关断。耦合电感副边 n_s , 耦合电感漏电感 L_{k1} 、 L_{k2} 处于放磁状态, 励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 依旧处于充磁状态; 负载电阻 R 两端电压此阶段由输入电压 U_{in} 、耦合电感漏电感 L_{k1} 、 L_{k2} 、电容 C_1 、 C_2 共同提供, 电容 C_0 此阶段开始充电; 耦合



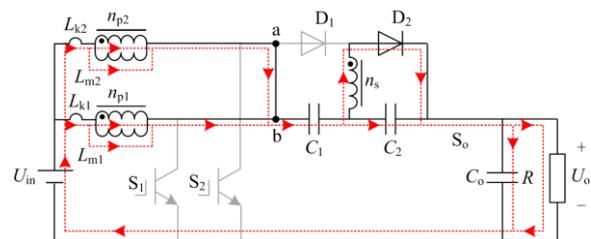
(a) 工作模式 I[t_0-t_1]



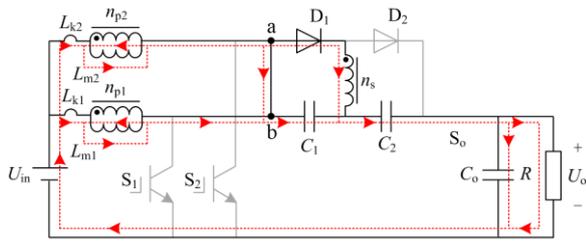
(b) 工作模式 III[t_1-t_2]



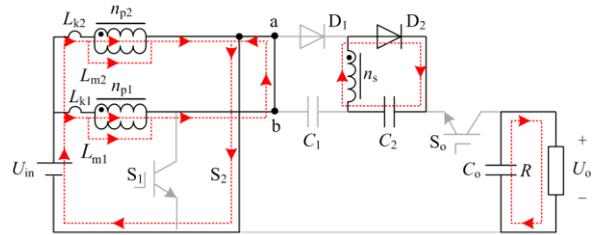
(c) 工作模式 III[t_2-t_3]



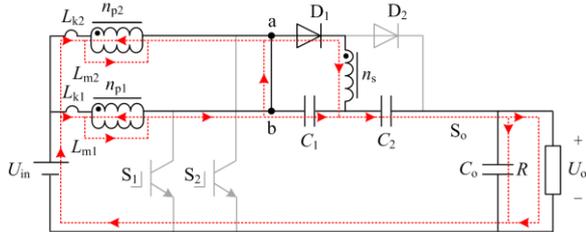
(d) 工作模式 IV(XII)[t_3-t_4][$[t_{11}-t_{12}]$]



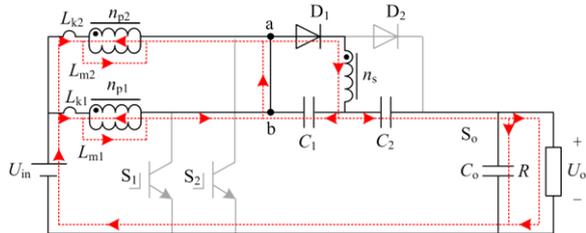
(e) 工作模式V(XIII)[t_4-t_5][$t_{12}-t_{13}$]



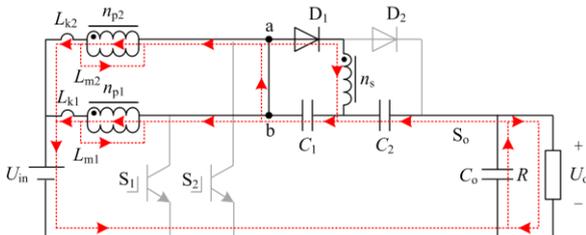
(k) 工作模式XI[$t_{10}-t_{11}$]



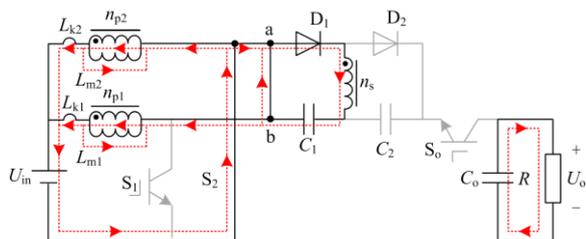
(f) 工作模式VI(XIV)[t_5-t_6][$t_{13}-t_{14}$]



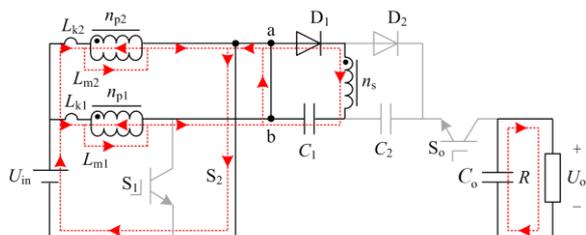
(g) 工作模式VII(XV)[t_6-t_7][$t_{14}-t_{15}$]



(h) 工作模式VIII(XVI)[t_7-t_8][$t_{15}-t_{16}$]



(i) 工作模式IX[t_8-t_9]



(j) 工作模式X[t_9-t_{10}]

图4 各工作模式对应的等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit corresponding to each working mode

电感副边 n_s 电流线性减小至零后二极管 D_2 截止。此模式比较短暂，在 $t_4(t_{12})$ 时刻进入下一个工作模式。

5) 工作模式 V(XIII)[t_4-t_5][$t_{12}-t_{13}$]

如图4(e)所示，开关管 S_o 、二极管 D_1 导通，开关管 S_1 、 S_2 、二极管 D_2 关断。耦合电感漏电感 L_{k1} 、 L_{k2} ，励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 处于放磁状态，耦合电感副边 n_s 处于充磁状态；负载电阻 R 两端电压此阶段由输入电压 U_{in} 、励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 、耦合电感漏电感 L_{k1} 、 L_{k2} 、电容 C_1 、 C_2 共同提供，电容 C_o 继续充电；耦合电感副边 n_s 电流线性上升至等于漏感电流 i_{Lk1} 、 i_{Lk2} ，支路电流 i_{ab} 减小至零，在 $t_5(t_{13})$ 时刻进入下一个工作模式。

6) 工作模式 VI(XIV)[t_5-t_6][$t_{13}-t_{14}$]

如图4(f)所示，开关管 S_o 、二极管 D_1 导通，开关管 S_1 、 S_2 、二极管 D_2 关断。耦合电感漏电感 L_{k1} 、 L_{k2} ，励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 处于放磁状态，耦合电感副边 n_s 处于充磁状态；负载电阻 R 两端电压此阶段由输入电压 U_{in} 、励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 、耦合电感漏电感 L_{k1} 、 L_{k2} 、电容 C_1 、 C_2 共同提供，电容 C_o 继续充电；耦合电感副边 n_s 电流持续线性上升，支路电流 i_{ab} 从零开始反向增大至等于漏感电流 i_{Lk1} (即电容 C_1 放电电流 i_{C1} 减小至零)时，此模式非常短暂，在 $t_6(t_{14})$ 时刻进入下一个工作模式。

7) 工作模式 VII(XV)[t_6-t_7][$t_{14}-t_{15}$]

如图4(g)所示，开关管 S_o 、二极管 D_1 导通，开关管 S_1 、 S_2 、二极管 D_2 关断。耦合电感漏电感 L_{k1} 、 L_{k2} ，励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 处于放磁状态，耦合电感副边 n_s 处于充磁状态；负载电阻 R 两端电压此阶段由输入电压 U_{in} 、耦合电感副边 n_s 、励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 、耦合电感漏电感 L_{k1} 、 L_{k2} 、电容 C_2 共同提供，电容 C_o 继续充电；电容 C_1 开始充电；电容 C_o 充电电流、电容 C_2 放电电流、开关管 S_o 电流 i_{S_o} 、漏感电流 i_{Lk1} 、 i_{Lk2} 线性减小至零，此模式比较短暂，在 $t_7(t_{15})$ 时刻进入下一个工作模式。

8) 工作模式 VIII(XVI)[t_7-t_8][$t_{15}-t_{16}$]

如图 4(h)所示, 开关管 S_0 、二极管 D_1 导通, 开关管 S_1 、 S_2 、二极管 D_2 关断。励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 仍处于放磁状态, 耦合电感副边 n_s 仍处于充磁状态, 耦合电感漏电感 L_{k1} 、 L_{k2} 进入反向充磁状态; 负载电阻 R 两端电压此阶段仅由电容 C_0 维持; 电容 C_1 、 C_2 充电; 在 $t_8(t_{16})$ 时刻进入下一个工作模式。

9) 工作模式 IX [t_8 — t_9]

如图 4(i)所示, 开关管 S_2 、二极管 D_1 导通, 开关管 S_1 、 S_0 、二极管 D_2 关断。在此阶段下, 耦合电感副边 n_s 进入放磁状态, 电容 C_1 继续充电; 耦合电感漏电感 L_{k1} 、 L_{k2} , 励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 同样处于放磁状态; 负载电阻 R 两端电压由电容 C_0 单独维持; 开关管 S_2 电流、漏感电流 i_{Lk1} 、 i_{Lk2} 线性减小至零。此模式非常短暂, 在 t_9 时刻进入下一个工作模式。

10) 工作模式 X [t_9 — t_{10}]

如图 4(j)所示, 开关管 S_2 、二极管 D_1 导通, 开关管 S_1 、 S_0 、二极管 D_2 关断。耦合电感副边 n_s , 励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 依旧处于放磁状态, 电容 C_1 继续充电; 耦合电感漏电感 L_{k1} 、 L_{k2} 开始正向充磁, 漏感电流 i_{Lk1} 、 i_{Lk2} 线性上升; 耦合电感副边 n_s 电流线性减小至零后二极管 D_1 截止。此模式非常短暂, 在 t_{10} 时刻进入下一个工作模式。

11) 工作模式 XI [t_{10} — t_{11}]:

如图 4(k)所示, 开关管 S_2 、二极管 D_2 导通, 开关管 S_1 、 S_0 、二极管 D_1 关断。耦合电感副边 n_s 进入反向充磁状态, 耦合电感漏电感 L_{k1} 、 L_{k2} , 励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 处于充磁状态; 漏感电流 i_{Lk1} 、 i_{Lk2} , 励磁电感电流 i_{Lm1} 、 i_{Lm2} 线性上升; 耦合电感副边 n_s 经二极管 D_2 给电容 C_2 充电; 负载电阻 R 两端电压由电容 C_0 单独维持。在 t_{11} 时刻进入下一个工作模式。

2 交错并联三绕组耦合电感高增益 Boost 变换器稳态性能分析

2.1 电压增益

为简便增益公式的推导, 忽略由漏电感所引起短暂的 I、II、VI、XI、X、XII 6 个工作模式, 则此时只考虑 III、V、VI、VII、VIII、XI、XIII、XIV、XV、XVI 10 个工作模式。

在工作模式 III 开关管 S_1 导通以及工作模式 XI 开关管 S_2 导通时, 励磁电感 $L_{m1}(L_{m2})$ 电压 $U_{Lm1-charge}$ ($U_{Lm2-charge}$) 和电容 C_2 的电压 U_{C2} 分别为

$$U_{Lm1-charge} = U_{Lm2-charge} = kU_{in} \quad (1)$$

$$U_{C2} = NkU_{in} \quad (2)$$

在工作模式 V、VI、VII、VIII 开关管 S_1 关断

以及工作模式 XIII、XIV、XV、XVI 开关管 S_2 关断时(即 S_0 导通时), 励磁电感 $L_{m1}(L_{m2})$ 电压 $U_{Lm1-discharge}$ ($U_{Lm2-discharge}$) 电容 C_1 的电压 U_{C1} 分别为

$$U_{Lm1-discharge} = U_{Lm2-discharge} = k(U_o - U_{in} - U_{C2} - U_{C1}) \quad (3)$$

$$U_{C1} = NU_{Lm1-discharge} = NU_{Lm2-discharge} \quad (4)$$

在一个开关周期内, 励磁电感 $L_{m1}(L_{m2})$ 净伏秒一定为零, 可得

$$2DU_{Lm1-charge} - (1-2D)U_{Lm1-discharge} = 2DU_{Lm2-charge} - (1-2D)U_{Lm2-discharge} = 0 \quad (5)$$

式中, D 为开关管 S_1 、 S_2 的占空比。

根据式(1)一式(5)可得

$$U_{C1} = \frac{2DNk}{1-2D}U_{in} \quad (6)$$

$$M = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{1+Nk}{1-2D} \quad (7)$$

式中, M 为本文所提变换器的电压增益。

由于漏感相较于励磁电感可以近似忽略不计, 为便于后续分析不再考虑漏感, 故耦合系数 $k=1$, 即本文所提变换器理想电压增益为

$$M = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{1+N}{1-2D} \quad (8)$$

通过分析式(8)可知, 文章所提变换器在忽略漏感的情况下理想电压增益 M 的值由耦合电感匝数比 N 和开关管 S_1 、 S_2 的占空比 D 共同决定。图 5 为本文所提变换器理想电压增益 M 在不同耦合电感匝数比 N 的情形下随占空比 D 的变化曲线。由图 5 可知, 本文所提变换器理想电压增益 M 与耦合电感匝数比 N 以及占空比 D 都正相关; 因此, 在实际应用中, 由于占空比 D 需要留有余度, 故可以灵活地通过改变耦合电感匝数比 N 以满足对应的电压增益的需求。

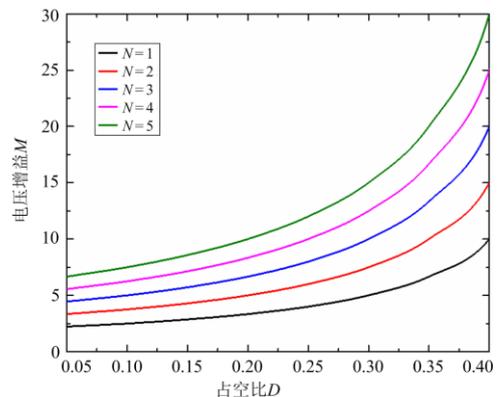


图 5 M 在不同 N 的情形下随 D 的变化曲线

Fig. 5 Transformation of M with respect to D for different N

2.2 器件电压应力

在变换器稳态工作时，分析其工作模态可知，各器件电压应力如下。

开关管 S_1 、 S_2 、 S_0 的电压应力为

$$U_{S_1, S_2, S_0\text{-stress}} = \frac{U_o}{1+N} = \frac{U_{in}}{1-2D} \quad (9)$$

二极管 D_1 、 D_2 的电压应力为

$$U_{D_1, D_2\text{-stress}} = \frac{NU_o}{1+N} = \frac{NU_{in}}{1-2D} \quad (10)$$

2.3 励磁电感的设计

在理想的情况下，忽略变换器所有损耗，满足功率平衡关系则一定存在输出功率等于输入功率，则有

$$U_o I_o = U_{in} I_{in} \quad (11)$$

当耦合系数 $k=1$ 时，满足 $I_{in} = 2I_{Lm1} = 2I_{Lm2}$ ，因此可得励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 电流平均值 I_{Lm1} 、 I_{Lm2} ，励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 电流纹波 ΔI_{Lm1} 、 ΔI_{Lm2} 为

$$I_{Lm1} = I_{Lm2} = \frac{(1+N)U_o}{2(1-2D)R} \quad (12)$$

$$\Delta I_{Lm1} = \frac{U_{in} D}{L_{m1} f_1} = \Delta I_{Lm2} = \frac{U_{in} D}{L_{m2} f_2} \quad (13)$$

式中， f_1 、 f_2 为开关管 S_1 、 S_2 的开关频率。

由于交错并联切分了开关管占空比使得单个开关管占空比小于 0.5，由式(13)可以判断随着占空比的减小，相应的励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 电流纹波 ΔI_{Lm1} 、 ΔI_{Lm2} 也随之减小。

由式(12)、式(13)可得励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 的最小电流 $I_{Lm1\text{-min}}$ 、 $I_{Lm2\text{-min}}$ 分别为

$$I_{Lm1\text{-min}} = \frac{(1+N)U_o}{2(1-2D)R} - \frac{U_{in} D}{2L_{m1} f_1} = \quad (14)$$

$$I_{Lm2\text{-min}} = \frac{(1+N)U_o}{2(1-2D)R} - \frac{U_{in} D}{2L_{m2} f_2}$$

令 $I_{Lm1\text{-min}} = I_{Lm2\text{-min}} = 0$ ，可得临界励磁电感 L_{m1C} 、 L_{m2C} 为

$$L_{m1C} = \frac{D(1-2D)^2 R}{(1+N)^2 f_1} = L_{m2C} = \frac{D(1-2D)^2 R}{(1+N)^2 f_2} \quad (15)$$

因此，励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 的取值确保大于式(15)中根据确定参数所计算的临界励磁电感 L_{m1C} 、 L_{m2C} 值即可使变换器工作在连续导电模式。

2.4 耦合电感匝数比设计

由式(8)可得耦合电感匝数比 N 为

$$N = \frac{U_o}{U_{in}}(1-2D) - 1 \quad (16)$$

通过分析式(16)可知，根据输入电压、输出电

压、占空比的设定能计算出耦合电感匝数比 N 的参考值，最后可通过调整占空比来确定耦合电感匝数比 N 的取值。

2.5 性能对比分析

本文所提变换器与文献[24-26]中变换器的性能对比如表 1 所示。文献[24]中变换器仅通过交错并联的控制方式实现电压的提升，电压增益的提升效果不够明显；文献[25]中变换器在交错并联的基础上通过增加 3 组 DCM 单元对电压进行提升，相较于文献[24]中变换器电压增益增大了 2 倍，但元器件过多，成本高，工作可靠性低。文献[26]中变换器与本文所提变换器则通过引入耦合电感技术不仅增加了电压增益的控制维度，电压增益的提升更明显，且开关管的电压应力成为了一个可控量，但是由于本文所提变换器结构更为优异，故电压增益提升效果更好，且本文所提变换器电感使用数最少，使得变换器的体积更小。当 $N=3$ 时，本文所提变换器与文献[24-26]中变换器的电压增益曲线如图 6 所示，不难看出，本文所提变换器电压增益受占空比的影响更大，在低占空比的情况下，本文所提变换器相较于另外 3 种变换器拥有更强的升压能力。

表 1 所提变换器与另外 3 种变换器性能比较

Table 1 Performance contrast between the introduced converter and the other three kinds of converters

变换器	元器件数目				开关管电压应力	电压增益
	开关管	二极管	电感	电容		
文献[24]	2	2	2	2	$\frac{U_o}{2}$	$\frac{2}{1-D}$
文献[25]	2	8	2	7	$\frac{U_o}{4}$	$\frac{4}{1-D}$
文献[26]	2	4	2	3	$\frac{U_o}{1+N}$	$\frac{1+N}{1-D}$
本文	3	2	1	3	$\frac{U_o}{1+N}$	$\frac{1+N}{1-2D}$

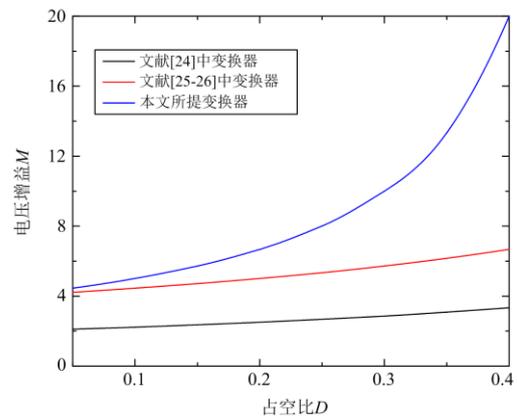


图 6 4 种变换器电压增益曲线

Fig. 6 Voltage gain curve of four kinds of converters

3 交错并联三绕组耦合电感高增益 Boost 变换器的拓展

由于在图 2(a)中支路 ab 上全为等电位点,故在此基础上再并联一组耦合电感原边 n_{p3} 、开关管 S_3 得到的交错并联四绕组耦合电感高增益 Boost 变换器如图 7 所示。开关 S_1 、 S_2 、 S_3 为相位差 120° 的交错控制开关管,开关管 S_0 与开关 $S_1 + S_2 + S_3$ 互补导通。耦合电感原副边电流纹波及电流应力进一步降低,该变换器的电压增益为

$$M = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{1+N}{1-3D} \quad (17)$$

式中, D 为开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 的占空比,且 $D < 1/3$ 。

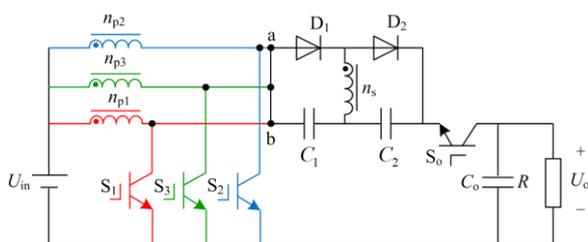


图 7 交错并联四绕组耦合电感高增益 Boost 变换器

Fig. 7 High step-up Boost converter with interleaved and four-winding coupled inductor

基于图 7 所示变换器的构造方法可以推广得到交错并联 $n+1$ 绕组耦合电感高增益 Boost 变换器如图 8 所示。开关管 $S_{1,L}$ 、 $S_{m,L}$ 、 S_n 为相位差 $360/n$ 的交错控制,开关管 S_0 与开关管 $S_{1+L} + S_{m+L} + S_n$ 互补导通。图 8 所示交错并联 $n+1$ 绕组耦合电感高增益 Boost 变换器保留了图 1 所示带桥式倍压单元的耦合电感型 Boost 变换器的优势,相比之下还具备如下优点:① 获得高电压增益所需占空比更小;② 各开关管导通时间缩短,耦合电感原边电感取值减小;③ 存在 n 个耦合电感原边,若电路出现一路或多路(至多 $n-1$ 路)损坏而停止工作的情况,电压增益不变,电路工作可靠性高。该变换器电压增益为

$$M = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{1+N}{1-nD} \quad (18)$$

式中: n 为耦合电感原边个数, $n \geq 2$; D 为开关管 $S_{1,L}$ 、 $S_{m,L}$ 、 S_n 的占空比,且 $D < 1/n$ 。

利用支路 ab 双向性的特点将图 1 所示的变换器重新进行组合可得到双耦合电感交错并联双桥式倍压高增益 Boost 变换器由图 9 所示,该变换器的控制方法与图 2 所示的变换器相同;且假设耦合电感参数均相同。当开关管 S_1 、 S_2 导通时,两组耦合电感原边并联充磁,两副边串联给电容 C_2 充电;当开

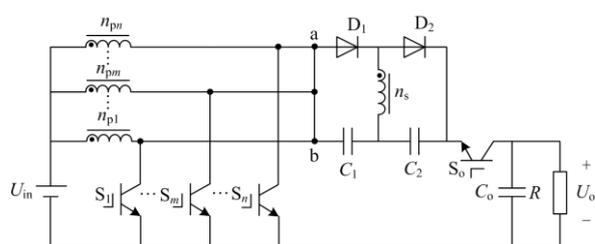


图 8 交错并联 $n+1$ 绕组耦合电感高增益 Boost 变换器

Fig. 8 High step-up Boost converter with interleaved and $n+1$ -winding coupled inductor

关管 S_1 、 S_2 关断时,两组耦合电感原边并联放磁,两副边分别给电容 C_1 、 C_3 充电。图 9 所示双耦合电感交错并联双桥式倍压高增益 Boost 变换器同样保留了图 1 所示带桥式倍压单元的耦合电感型 Boost 变换器的优势,相比之下还具备如下优点:① 开关管所需占空比小且电压增益更高;② 在输入功率相同的情况下,两组耦合电感可并联分流,可减小电感体积,提高变换器的工作效率;③ 双桥式倍压单元的构造相比两个单桥式倍压单元级联减少了一个二极管一个电容。同样通过增加并联输入支路可得到三耦合电感交错并联三桥式倍压高增益 Boost 变换器如图 10 所示。基于此构造思路进而可得到 n 耦合电感交错并联 n 桥式倍压高增益 Boost 变换器如图 11 所示。图 9—图 11 所示变换器的电压增益通式为

$$M = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{1+nN}{1-nD} \quad (19)$$

式中: n 为耦合电感个数, $n \geq 2$; D 为开关管 $S_{1,L}$ 、 $S_{m,L}$ 、 S_n 的占空比,且 $D < 1/n$ 。

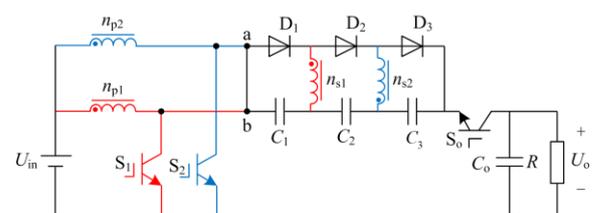


图 9 双耦合电感交错并联双桥式倍压高增益 Boost 变换器

Fig. 9 High step-up Boost converter with double-coupled inductor interleaved double-bridge voltage doubler

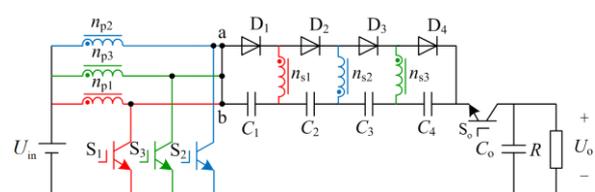


图 10 三耦合电感交错并联三桥式倍压高增益 Boost 变换器

Fig. 10 High step-up Boost converter with triple-coupled inductor interleaved triple-bridge voltage doubler

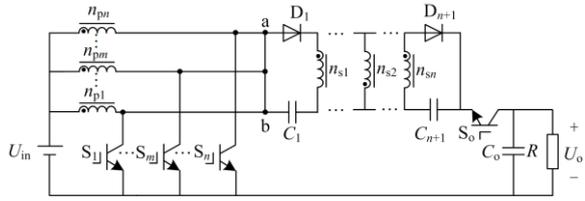


图 11 n 耦合电感交错并联 n 桥式倍压高增益 Boost 变换器
Fig. 11 High step-up Boost converter with n -coupled inductor interleaved n -bridge voltage doubler

通过分析式(19)可知, 电压增益 M 不仅受到占空比 D 和耦合电感匝数比 N 的控制, 还受耦合电感个数 n 限制, 由于占空比 D 受到耦合电感个数 n 限制, 给出了当占空比 $D=0.1$ 时, 不同匝数比 N 的电压增益 M 与耦合电感个数 n 关系图如图 12 所示。不难看出, 电压增益 M 同耦合电感个数 n 与耦合电感匝数比 N 都正相关。

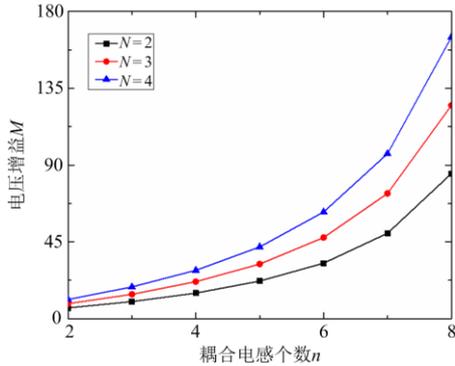


图 12 $D=0.1$ 时, 不同匝数比 N 的电压增益 M 与耦合电感个数 n 关系图

Fig. 12 When $D=0.1$, the relationship between voltage gain M of different turns ratio N and the number of coupled inductors n

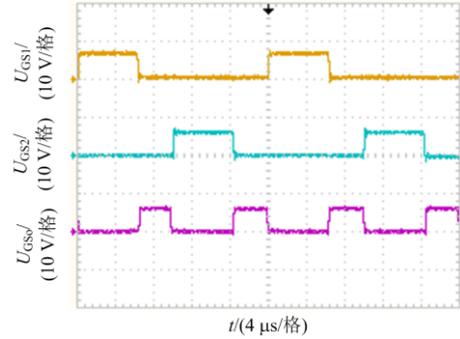
4 实验验证

按照图 2(a)所示的交错并联三绕组耦合电感高增益 Boost 变换器电路拓扑, 通过实验平台制作了一台功率为 500 W 的样机验证。样机相关参数的数据如表 2 所示。

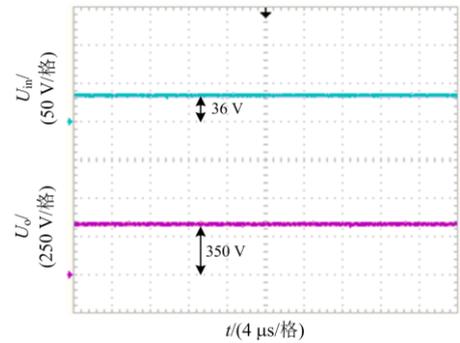
表 2 样机相关参数数据

参数	数值
输入电压 U_{in}/V	36
开关频率 $f_1, f_2/kHz$	40
开关频率 f_o/kHz	80
输出电压 U_o/V	350
额定输出功率 P_o/W	500
漏感 $L_{k1}, L_{k2}/\mu H$	3
励磁电感 $L_{m1}, L_{m2}/\mu H$	60
电容 $C_1, C_2, C_o/\mu F$	100
匝数比 $n_{p1}:n_{p2}:n_s$	20:20:60

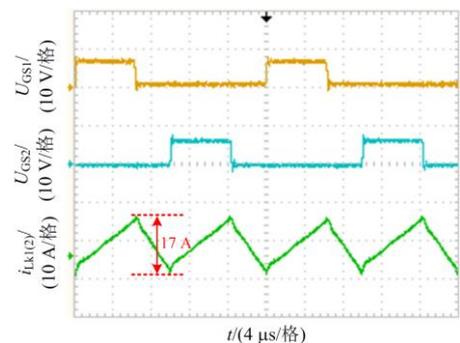
当变换器在满载时工作的实验波形如图 13 所示, 图 13(a)为该变换器开关管 S_1, S_2 和 S_o 的驱动电压 U_{GS1}, U_{GS2} 和 U_{GSo} 的波形, 不难看出开关管 S_1 和 S_2 为交错控制导通, 相位相差 180° ; 开关管 S_o 与 S_1+S_2 的互补控制导通; 图 13(b)为该变换器的



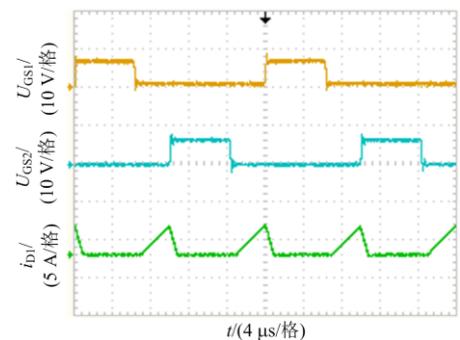
(a) U_{GS1}, U_{GS2} 和 U_{GSo} 的波形



(b) U_{in} 和 U_o 的波形



(c) U_{GS1}, U_{GS2} 和 $i_{Lk(2)}$ 的波形



(d) U_{GS1}, U_{GS2} 和 i_{D1} 的波形

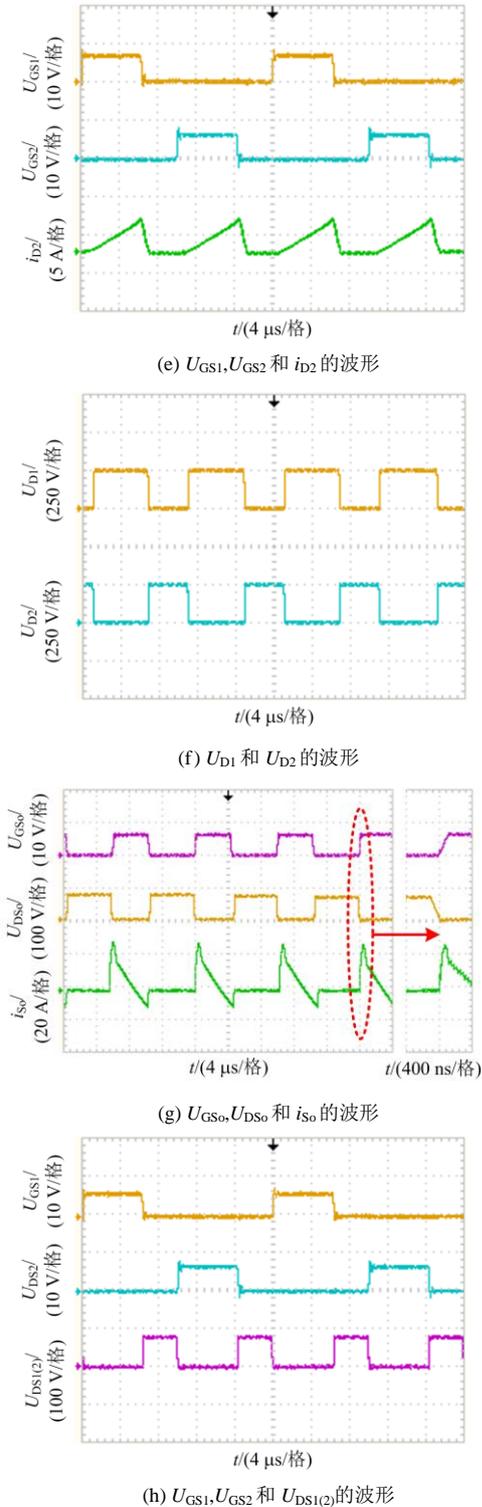


图 13 实验波形

Fig. 13 Experimental waveforms

输入电压 U_{in} 和输出电压 U_o 的波形, 可以看出该变换器在占空比为 0.3 左右的开关管 S_1 和 S_2 交错控制下实现了 36~350 V 的高增益变换; 图 13(c) 为驱动电压 U_{GS1} , U_{GS2} 波形下耦合电感两原边漏电感

$L_{k1}(L_{k2})$ 的电流 $i_{Lk1(2)}$ 的波形, 波形变化符合理论分析的描述且电流纹波大小仅为 17 A 左右, 相较于文献 [23] 中所提变换器减小了 1/2 左右; 图 13(d)~图 13(e) 为驱动电压 U_{GS1} 、 U_{GS2} 波形下二极管 D_1 和 D_2 的电流 i_{D1} 和 i_{D2} 的波形, 能看出在耦合电感副边 n_s 的作用下二极管 D_1 和 D_2 交替导通, 实现了相互之间的电压钳位, 且截止电流下降斜率得到改善, 缓解了二极管反向恢复的问题; 图 13(f) 为二极管 D_1 和 D_2 的电压应力 U_{D1} 和 U_{D2} 的波形, 可以看到电压应力为 250 V 左右, 小于输出电压。图 13(g) 为驱动电压 U_{GS0} 波形下开关管 S_0 的电压应力 U_{DS0} 波形和电流 i_{S0} 波形, 可以看到电压应力为 90 V 左右, 远小于输出电压, 开关管 S_0 与开关管 S_1 和 S_2 存在电压互相钳位, 且导通时电压为零; 图 13(h) 为驱动电压 U_{GS1} 、 U_{GS2} 波形下开关管 S_1 和 S_2 的电压应力 $U_{DS1(2)}$ 的波形, 由于开关管 S_1 和 S_2 为相同占空比 ($D < 0.5$) 下的交错控制, 在各自导通期间两开关管属于并联关系故电压应力波形完全一致, 可以看到, 电压应力为 90 V 左右, 远小于输出电压, 且开关管 S_1 和 S_2 与开关管 S_0 有电压互相钳位的关系, 因此在开关管 S_1 和 S_2 同时关断期间不受耦合电感原边漏电感的影响, 不会出现电压尖峰的问题。

该变换器在输出电压 U_o 恒定时不同负载条件下效率曲线如图 14 所示, 由图 14 可知, 该变换器在输出功率为 250 W 时, 效率达到最大为 95.4%, 满载工作时效率为 93.3%。

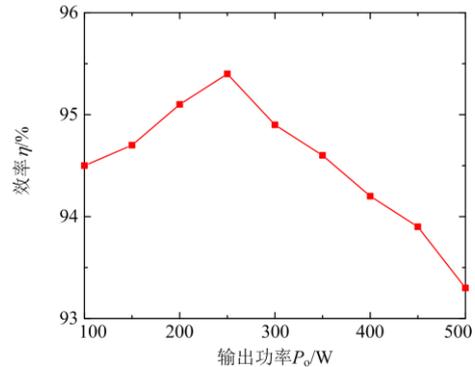


图 14 所提变换器的效率曲线

Fig. 14 Efficiency curve of the proposed converter

5 结论

本文提出了一种交错并联三绕组耦合电感高增益 Boost 变换器, 围绕所提变换器的工作原理及稳态性能进行了深入分析。基于所提变换器拓展出交错并联 $n+1$ 绕组耦合电感高增益 Boost 变换器, n 耦合电感交错并联 n 桥式倍压高增益 Boost 变换器。最后通过实验搭建 500 W 的样机验证, 结合实验结

果及理论分析表明交错并联三绕组耦合电感高增益 Boost 变换器拥有以下特点:

1) 耦合电感的引入, 不仅提高了变换器的集成度, 而且缓解了二极管反向恢复的问题, 还能够通过改变其匝数比来调节电压增益。

2) 交错并联单耦合电感的构造, 减小了耦合电感原副边电流纹波及电流应力大小, 同时交错并联控制切分了占空比, 减少了每个开关管导通时长, 降低了开关管导通损耗。

3) 各开关管均可在零电压下导通及关断, 且电压应力均远小于输出电压, 可选用低耐压、低寄生参数的开关管以降低损耗, 节省成本。

4) 交错并联开关管与输出开关管在电路结构上实现了相互电压钳位, 耦合电感原边漏电感与开关寄生电容无谐振, 开关管不会出现电压尖峰。

5) 交错并联耦合电感双原边的构造, 若出现一原边故障停止工作的情况不影响变换器正常工作, 电压增益不改变, 提高了变换器的工作可靠性。

参考文献

- [1] LIANG Ji, ZHAO Xingang, YANG Shangdong. Collaborative optimization model of renewable energy development considering peak shaving costs of various flexibility resources[J]. *Global Energy Interconnection*, 2021, 4(4): 394-404.
- [2] 李高潮, 卢怀宇, 孙启德, 等. 基于可再生能源的冷热电联供系统集成配置与运行优化研究进展[J]. *电网与清洁能源*, 2021, 37(3): 106-119.
LI Gaochao, LU Huaiyu, SUN Qide, et al. Research progress in configuration and operation optimization of combined cooling, heating and power (CCHP) systems based on renewable energy[J]. *Power System and Clean Energy*, 2021, 37(3): 106-119.
- [3] ERDIWANSYAH, MAHIDIN, HUSIN H, et al. A critical review of the integration of renewable energy sources with various technologies[J]. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 2021, 6(1): 37-54.
- [4] 白斌, 韩明亮, 林江, 等. 含风电和光伏的可再生能源场景削减方法[J]. *电力系统保护与控制*, 2021, 49(15): 141-149.
BAI Bin, HAN Mingliang, LIN Jiang, et al. Scenario reduction method of renewable energy including wind power and photovoltaic[J]. *Power System Protection and Control*, 2021, 49(15): 141-149.
- [5] SAADATIZADEH Z, HERIS P C, BABAEI E, et al. A new nonisolated single-input three-output high voltage gain converter with low voltage stresses on switches and diodes[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 66(6): 4308-4318.
- [6] 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 Wenzhuan, ZHANG Shaoru, ZHANG Mengmeng, et al. An asymmetric cross-parallel high step-up DC-DC converter[J]. *Power System Protection and Control*, 2019, 47(16): 151-158.
- [7] 高伟, 罗全明, 吕星宇, 等. 一种三绕组零纹波高增益 DC/DC 变换器[J]. *中国电机工程学报*, 2018, 38(1): 232-241, 360.
GAO Wei, LUO Quanming, LÜ Xingyu, et al. A zero ripple high step-up DC/DC converter with three-winding coupled inductor[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2018, 38(1): 232-241, 360.
- [8] 岳舟. 高电压增益混合型 DC-DC 变换器研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2021, 49(21): 113-122.
YUE Zhou. A hybrid DC-DC converter with higher voltage gain[J]. *Power System Protection and Control*, 2021, 49(21): 113-122.
- [9] ANSARI S A, MOGHANI J S. A novel high voltage gain non-coupled inductor sepic converter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 66(9): 7099-7108.
- [10] 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 Zhou. A novel high voltage gain DC-DC converter[J]. *Power System Protection and Control*, 2021, 49(17): 130-138.
- [11] SHEN H Y, ZHANG B, QIU D Y, et al. A common grounded Z-source DC-DC converter with high voltage gain[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(5): 2925-2935.
- [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.
DING Jie, GAO Shuang, ZHAO Shiwei, et al. A high step-up DC-DC converter with interleaved and coupled inductor based on topology combination[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2021, 41(5): 1860-1871.
- [13] SAADATIZADEH Z, HERIS P C, SABAH M, et al. A DC-DC transformerless high voltage gain converter with low voltage stresses on switches and diodes[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(11): 10600-10609.
- [14] 郭瑞, 韩冬, 任佳炜. 一种高增益耦合电感双管 Sepic 变换器[J]. *电机与控制学报*, 2020, 24(7): 130-138.
GUO Rui, HAN Dong, REN Jiawei. High gain

- double-switch Sepic converter with coupled inductors[J]. *Electric Machines and Control*, 2020, 24(7): 130-138.
- [15] LEE S W, DO H L. High step-up coupled-inductor cascade Boost DC-DC converter with lossless passive snubber[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(10): 7753-7761.
- [16] 孙孝峰, 仇江峰, 栗晓华, 等. 一种具有宽输入电压范围的集成 Buck-Boost LLC 级联变换器[J]. *中国电机工程学报*, 2016, 36(6): 1667-1673.
- SUN Xiaofeng, QIU Jiangfeng, LI Xiaohua, et al. An integrated Buck-Boost LLC cascaded converter with wide input voltage range[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2016, 36(6): 1667-1673.
- [17] CHEN J, SHA D, YU Y, et al. Cascaded high voltage conversion ratio bidirectional nonisolated DC-DC converter with variable switching frequency[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(2): 1399-1409.
- [18] 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 Yanlei, FU Yaguang, AI Jian, et al. Two asymmetric voltage multiplier cells Boost converter with coupled inductor[J]. *Power System Protection and Control*, 2019, 47(12): 93-99.
- [19] 吴刚, 阮新波, 叶志红. 采用开关电容的非隔离型高升压比直流变换器[J]. *中国电机工程学报*, 2015, 35(2): 442-450.
- WU Gang, RUAN Xinbo, YE Zhihong. Non-isolated high step-up DC-DC converters adopting switched-capacitor cell[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2015, 35(2): 442-450.
- [20] WANG Y, JING W, QIU Y, et al. Y-source Boost a family of Y-source DC/DC converter based on switched inductor[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2019, 55(2): 1587-1597.
- [21] 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.
- YAO Zirui, ZENG Jun, LIU Junfeng. High step-up low-voltage stress Boost converter based on coupled inductor[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2019, 39(12): 3659-3666.
- [22] WU G, RUAN X B, et al. High step-up DC-DC converter based on switched capacitor and coupled inductor[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(7): 5572-5579.
- [23] 罗全明, 高伟, 吕星宇, 等. 耦合电感型高增益 Boost 变换器拓扑分析[J]. *中国电机工程学报*, 2017, 37(24): 7266-7275.
- LUO Quanming, GAO Wei, LÜ Xingyu, et al. Topology analysis of high step-up Boost converters with coupled inductors[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2017, 37(24): 7266-7275.
- [24] 罗全明, 闫欢, 孙明坤, 等. 基于拓扑组合的高增益 Boost 变换器[J]. *电工技术学报*, 2012, 27(6): 96-102.
- LUO Quanming, YAN Huan, SUN Mingkun, et al. High step-up Boost converter based on topology combination[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2012, 27(6): 96-102.
- [25] 周维维, 周远志, 罗全明, 等. 一种交错并联高升压 DC/DC 变换器[J]. *电机与控制学报*, 2014, 18(12): 10-16.
- ZHOU Luwei, ZHOU Yuanzhi, LUO Quanming, et al. Interleaved high step-up DC/DC converter[J]. *Electric Machines and Control*, 2014, 18(12): 10-16.
- [26] 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.

收稿日期: 2021-11-19; 修回日期: 2022-03-08

作者简介:

刘洋(1996—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子变换器的分析与设计; E-mail: liuyang650650@126.com

董锋斌(1973—), 男, 通信作者, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子与电力传动。E-mail: dongfb3000@126.com

(编辑 周金梅)