

基于双耦合电感高增益二次型 Boost 变换器

田东豪, 荣德生

(辽宁工程技术大学电气与控制工程学院, 辽宁 葫芦岛 125105)

摘要: 为进一步提高非隔离 DC-DC 变换器的增益,降低开关管的电压应力,提出一种结合双耦合电感和二次型的非隔离高增益 DC-DC 变换器。所提变换器采用单开关管控制,降低了控制的复杂度;采用双耦合电感,有效地减少了二极管和电容的数量,并进一步提高了所提变换器的电压增益;复用输出电容吸收漏感能量,进一步提高了变换器的功率密度。本文中给出了变换器的主要工作波形,并详细推导了所提变换器 CCM 工作模式和 DCM 工作模式。最后,通过一台输入 18 V、输出 180 V、额定功率 180 W 的原理样机,验证了理论的正确性。

关键词: DC-DC 变换器;高电压增益;耦合电感;二次型 Boost 变换器;漏感

DOI: 10.12067/ATEEE2011006

文章编号: 1003-3076(2021)08-0022-10

中图分类号: TM46

1 引言

近年来,光伏、风能等可再生能源发展迅速,其核心部件高增益 DC-DC 变换器备受关注。理想的 Boost 电路理论上在极限占空比的情况下可以达到很高的增益,如果占空比工作在接近于 1 的极限状态下,输出二极管的导通时间极短,将会导致严重的反向恢复和电磁干扰问题,而且由于电路寄生参数的存在,升压增益特性受限^[1-3]。因此高稳定性、高增益、高效率的 DC-DC 变换器受到国内外学者的广泛关注。

传统的 Boost 变换器一般采用倍压单元^[4]、开关电容(Switched Capacitor, SC)^[5,6]或开关电感^[7]、电压乘法单元(Voltage Multiplier Cell, VMC)、级联等方式提高电压增益。针对传统 Boost 变换器电压增益受限的问题,文献[8-14]提出了一系列基于耦合电感的高增益非隔离直流变换器,通过合理地设计耦合电感的匝比,变换器可以获得很高的电压增益。但存在漏感能量利用率低、开关管电压尖峰高、漏感和开关管寄生电容谐振等问题。文献[15]在基于耦合电感 Boost 变换器的基础上通过添加无源钳位电路和有源钳位电路,用以吸收漏感能量,减少

电路谐振现象,从而提出了一系列具有钳位电路的耦合电感 Boost 变换器。但输出二极管电压应力高的问题没有得到改善。文献[16]提出了一种耦合电感高增益双管升压变换器,该变换器具有电压增益大及开关管电压电流应力低的特点,但该结构使用了两个开关管,增加了控制的复杂度。

文献[17]提出了单管高增益 Boost 变换器,所提变换器具有控制难度低、二极管电压应力低等优点,但输出功率较低,仅为 38 W,且由于使用一个耦合电感,电压增益受限。文献[18]采用了双耦合电感的结构,进一步提升电压增益、减小二极管电压应力,但引入了一组二极管电容无源吸收回路,增加了电路的复杂度。本文受文献[17,18]的启发,对其提出的拓扑进行改进,提出了一种基于双耦合电感高增益二次型 Boost 变换器,在变换器输入端采用两级 Boost,并引入两个耦合电感倍压单元,两个耦合电感副边串联,以提高变换器的电压增益。与输出端共用二极管和电容实现无源吸收回路,抑制了开关管电压尖峰,同时提高了电路的功率密度。文中详细分析了所提变换器的工作原理和工作特性,并制作了一台 180 W、18 V/180 V 的实验样机,验证了理论分析的正确性。

收稿日期: 2020-11-05

基金项目: 辽宁省教育厅重点攻关项目(LJ2020ZD004)

作者简介: 田东豪(1997-),男,山东籍,硕士研究生,研究方向为电力电子及其磁集成技术;
荣德生(1974-),男,山西籍,教授,博士,研究方向为节能型电力电子技术及应用。

2 工作原理分析

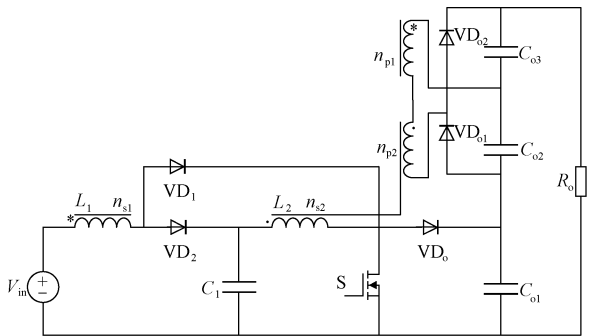
2.1 电路拓扑

图 1(a) 为双耦合电感 Boost 高增益 DC-DC 变换器拓扑, 电路由输入电源 V_{in} , 耦合电感 L_1 、 L_2 , 电容 C_1 、 C_{o1} 、 C_{o2} 、 C_{o3} , 二极管 VD_1 、 VD_2 、 VD_{o1} 、 VD_{o2} 和 VD_o 组成。图 1(b) 为拓扑等效电路, 耦合电感 L_1 、 L_2 等效为由励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} , 漏感 L_{k1} 、 L_{k2} 和匝比为 $n_{p1}:n_{s1}$ 、 $n_{p2}:n_{s2}$ 的理想变压器构成, 假设 $n = n_{s1}/n_{p1} = n_{s2}/n_{p2}$ 。输出二极管 VD_o 和输出电容 C_{o1} 构成无源吸收电路, 当开关管 S 关断后, 耦合电感 L_1 原边的漏感 L_{k1} 通过 VD_2 向电容 C_1 释放能量; 耦合电感 L_2 原边的漏感 L_{k2} 通过二极管 VD_2 向电容 C_{o1} 释放能量, 从而提升了漏感能量的利用率。 VD_o 、 VD_{o1} 、 VD_{o2} 为输出二极管, C_{o1} 、 C_{o2} 、 C_o 为输出滤波电容, C_1 为中间储能电容, R_o 为负载电阻。为简化分析, 提出如下假设:

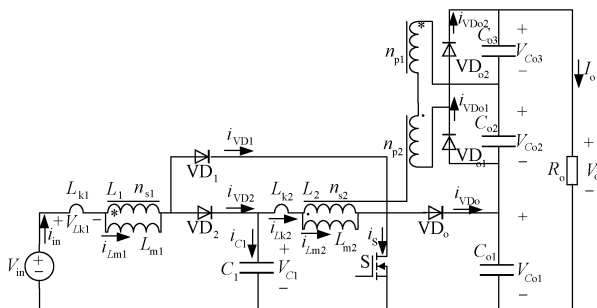
(1) 开关管 S 和二二极管 VD_1 、 VD_2 、 VD_{o1} 、 VD_{o2} 、 VD_o 为理想器件。

(2) 电容 C_1 、 C_{o1} 、 C_{o2} 、 C_{o3} 的容值足够大, 其端电压保持恒定。

(3) 设两个耦合电感的耦合系数 k 相等, 并且设 $k = L_m / (L_m + L_k)$ 。



(a) 双耦合电感 Boost 变换器



(b) 等效电路

图 1 所提变换器拓扑结构

Fig.1 Proposed converter topology

2.2 连续工作模式分析

假设励磁电感 L_{m1} 和励磁电感 L_{m2} 的电流均连续, 即工作在连续工作模式 (Continuous Conduction Mode, CCM)。如图 2 为该变换器工作在 CCM 下的关键工作波形, 在一个开关周期内, 该变换器存在如图 3 所示的 5 种工作模式。

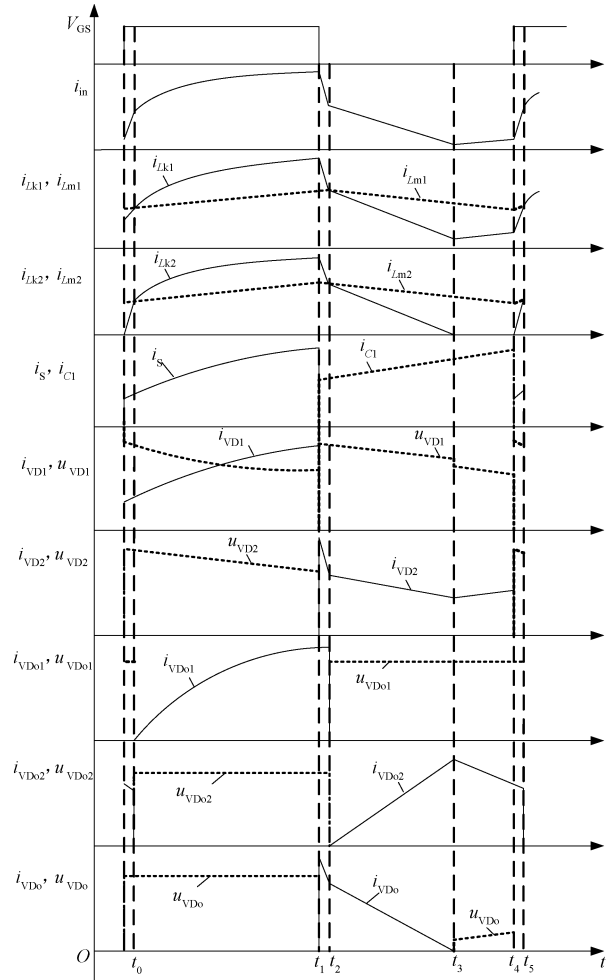


图 2 变换器的主要波形图 (CCM)

Fig.2 Main waveforms of converter (CCM)

模式 I $[t_0 \sim t_1]$: 如图 3(a) 所示, 开关管 S 处于导通状态, 二极管 VD_1 和 VD_{o1} 因承受正向压降导通, 二极管 VD_2 、 VD_{o2} 和输出二极管 VD_o 关断。输入电压作用在励磁电感 L_{m1} 上, 励磁电感 L_{m1} 储能, 励磁电感电流 i_{Lm1} 线性上升。电容 C_1 通过开关管 S 给励磁电感 L_{m2} 储能, 电感电流 i_{Lm2} 线性上升。耦合电感 L_1 的漏感电流即输入电流线性上升。耦合电感副边串联给输出电容 C_{o2} 充电, 输出电容 C_{o1} 、 C_{o2} 和 C_{o3} 串联给负载供电。当开关管 S 关断时, 此模式结束。在此阶段, 根据基尔霍夫电压定律, i_{Lm1} 、 i_{Lm2} 和 i_{in} 可以表示为:

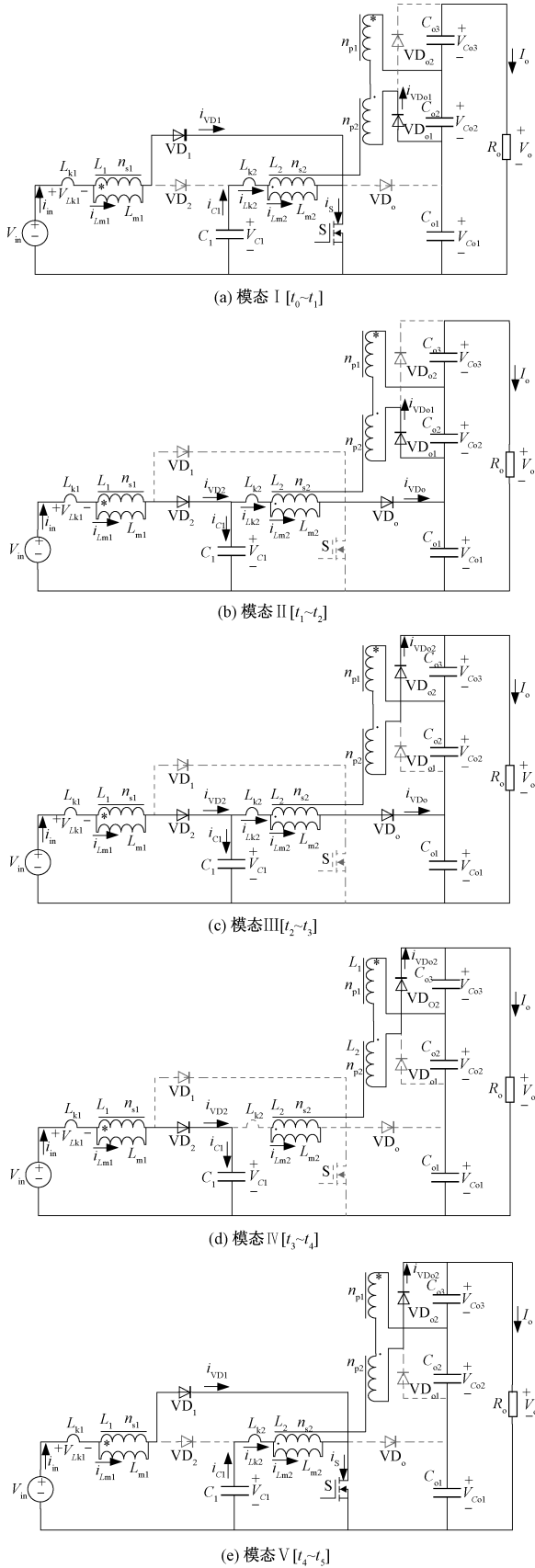


图3 所提变换器各个工作模式等效电路图(CCM)

Fig.3 Equivalent circuits of switching modes (CCM)

$$i_{Lm1}(t) = i_{Lm1}(t_0) + \frac{kV_{in}(t - t_0)}{L_{m1}} \quad (1)$$

$$i_{Lm2}(t) = i_{Lm2}(t_0) + \frac{kV_{C1}(t - t_0)}{L_{m2}} \quad (2)$$

$$i_{in}(t) = i_{in}(t_0) + \frac{(1 - k)V_{in}(t - t_0)}{L_{k1}} \quad (3)$$

模态Ⅱ $[t_1 \sim t_2]$:如图3(b)所示, t_1 时刻,二极管 VD_1 关断。为提供耦合电感 L_1 原边线圈的电流通路,二极管 VD_2 和 VD_o 因承受正向电压而开通,二极管 VD_{o1} 和 VD_{o2} 维持上一模态状态不变。输入电压 V_{in} 、励磁电感 L_{m1} 和漏感 L_{k1} 串联给电容 C_1 充电,漏感 L_{k2} 的能量释放给输出电容 C_{o1} ,耦合电感副边串联继续给输出电容 C_{o2} 充电。由于此模态过程极短,可认为励磁电感电流基本不变。二极管 VD_{o1} 承受反向电压关断时,此模态结束。

模态Ⅲ $[t_2 \sim t_3]$:如图3(c)所示,开关管S保持关断,二极管 VD_{o1} 关断,为提供耦合电感副边线圈的电流通路,二极管 VD_{o2} 因承受正向电压而导通;二极管 VD_1 和 VD_2 维持上一模态状态不变。输入电压 V_{in} 和耦合电感 L_1 的原边串联给中间电容 C_1 充电。输出二极管 VD_o 导通,输入电源 V_{in} 、耦合电感 L_1 原边和耦合电感 L_2 原边经过 VD_o 给输出电容 C_{o1} 充电。同时漏感电流 i_{Lk1} 向 C_1 释放, i_{Lk2} 向 C_{o1} 释放,输出电容 C_{o3} 通过励磁电感副边储能。励磁电感电流 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 线性下降。输出电容 C_{o1} 、 C_{o2} 和 C_{o3} 串联为输出负载供电。输出二极管 VD_o 电流下降,当 $i_{VD_o} = 0$ 时, VD_o 自然关断,此模态结束。励磁电感 L_{m1} 和 L_{m2} 的电流表示如下:

$$i_{Lm1}(t) = i_{Lm1}(t_2) + \frac{k(V_{in} - V_{C1})}{L_{m1}}(t - t_2) \quad (4)$$

$$i_{Lm2}(t) = i_{Lm2}(t_2) + \frac{k(V_{C1} - V_{Co1})}{L_{m2}}(t - t_2) \quad (5)$$

模态Ⅳ $[t_3 \sim t_4]$:如图3(d)所示, t_3 时刻,二极管 VD_o 实现零电流关断,其余二极管维持上一模态状态不变。漏感 L_{k2} 的能量释放完毕,励磁电感 L_{m2} 能量通过耦合电感传递到副边,励磁电感电流 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 继续线性下降。输入电源和耦合电感 L_1 原边串联给电容 C_1 充电,耦合电感副边串联给输出电容 C_{o3} 充电。输出电容 C_{o1} 、 C_{o2} 和 C_{o3} 串联为输出负载供电。直到下一个开关周期驱动脉冲的到来,此模态结束。

模态Ⅴ $[t_4 \sim t_5]$:如图3(e)所示, t_4 时刻,驱动信号 V_{GS} 加在开关管S的两端,开关管S导通。二极

管 VD_1 和 VD_{o2} 因承受正向压降而导通。二极管 VD_2 、 VD_{o1} 和 VD_o 关断。当开关管 S 导通时,输入电压作用在耦合电感 L_1 原边,电容 C_1 释放能量给耦合电感 L_2 原边。励磁电感电流 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 线性上升,副边通过二极管 VD_{o2} 给输出电容 C_{o3} 充电,输出电容 C_{o1} 、 C_{o2} 和 C_{o3} 串联给负载 R_o 提供能量,当二极管 VD_{o2} 因承受反向电压而关断时,此模态结束。

2.3 非连续工作模态分析

当励磁电感 L_{m1} 电流连续, L_{m2} 的电流断续,电路工作在连续-非连续工作模式 (Continuous Conduction Mode-Discontinuous Conduction Mode, CCM-DCM) 模式下;当励磁电感 L_{m1} 和 L_{m2} 的电流均断续,电路工作在 DCM-DCM 下。在一个开关周期内,所提变换器在 CCM-DCM 下存在 5 个工作模态,图 4 为变换器工作的主要波形,各个模态的等效电路如图 5(a)~图 5(e) 所示。

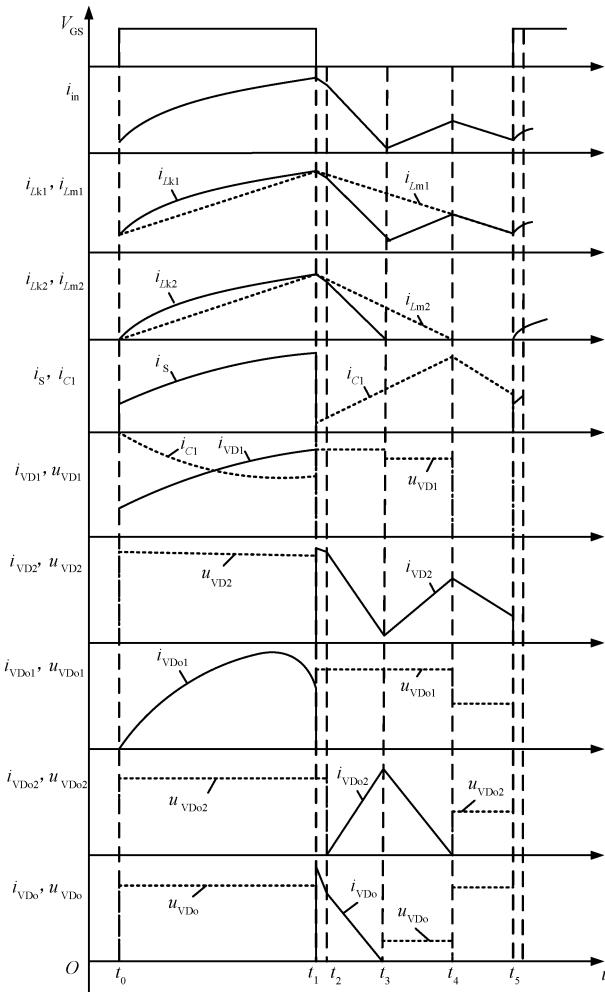


图 4 变换器的主要波形图 (DCM)

Fig.4 Main waveforms of converter (DCM)

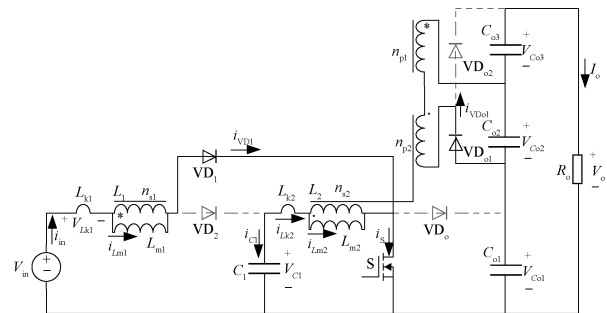
模态 I [$t_0 \sim t_1$]:如图 5(a) 所示,在 t_0 时刻,开关管 S 开通,二极管 VD_1 和 VD_{o1} 导通,二极管 VD_2 和 VD_{o2} 关断,输出二极管 VD_o 关断。电源电压加在耦合电感 L_1 原边 L_{m1} 上,耦合电感 L_2 原边电压 V_{Lm2} 等于 C_1 两端电压。电流 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 线性上升。耦合电感副边串联给 C_{o2} 充电。当开关管 S 关断时,此模态结束。

模态 II [$t_1 \sim t_2$]:如图 5(b) 所示,在 t_1 时刻,开关管 S 关断,二极管 VD_o 、 VD_2 和 VD_{o1} 导通,二极管 VD_1 和 VD_{o2} 关断。漏感电流和励磁电感电流缓慢下降。耦合电感副边给电容 C_{o2} 充电。电容 C_1 和 C_{o1} 吸收漏感能量。负载能量由输出电容 C_{o1} 、 C_{o2} 和 C_{o3} 串联提供。此模态持续时间极短,当二极管 VD_{o1} 关断,二极管 VD_{o2} 导通时,此模态结束。

模态 III [$t_2 \sim t_3$]:如图 5(c) 所示,开关管 S 保持关断,二极管 VD_{o2} 导通,二极管 VD_{o1} 关断,其他二极管状态与上一模态相似。耦合电感 L_1 和 L_2 原边漏感电流快速下降,漏感能量继续被电容 C_1 和 C_{o1} 吸收,耦合电感副边串联给输出电容 C_{o3} 储能,原边励磁电流 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 线性下降,当耦合电感 L_2 原边漏感电流 i_{Lk2} 降至零时,此模态结束。

模态 IV [$t_3 \sim t_4$]:如图 5(d) 所示,在 t_3 时刻,开关管保持关断,漏感 L_{k2} 的能量已经释放完毕。二极管 VD_2 和 VD_{o2} 保持导通,二极管 VD_1 、 VD_{o1} 和 VD_o 截止。输入电流即励磁电感 L_{m1} 的电流线性下降,且电压为 $k(V_{in} - V_{C1})$,电容 C_{o3} 继续充电储能。当励磁电感 L_{m2} 中的电流 i_{Lm2} 为零时,此模态结束。

模态 V [$t_4 \sim t_5$]:如图 5(e) 所示,在这个模态中,励磁电感 L_{m2} 电流为零,耦合电感 L_1 的漏感电流 i_{Lk1} 和励磁电感电流 i_{Lm1} 相等。二极管 VD_2 导通,开关管 S 和二二极管 VD_1 、 VD_o 、 VD_{o1} 、 VD_{o2} 均关断, VD_2 中的电流线性下降。电容 C_1 充电储能。负载能量由输出电容 C_{o1} 、 C_{o2} 和 C_{o3} 串联提供。当开关管 S 导通时,此模态结束,下一周期开始。



(a) 模态 I [$t_0 \sim t_1$]

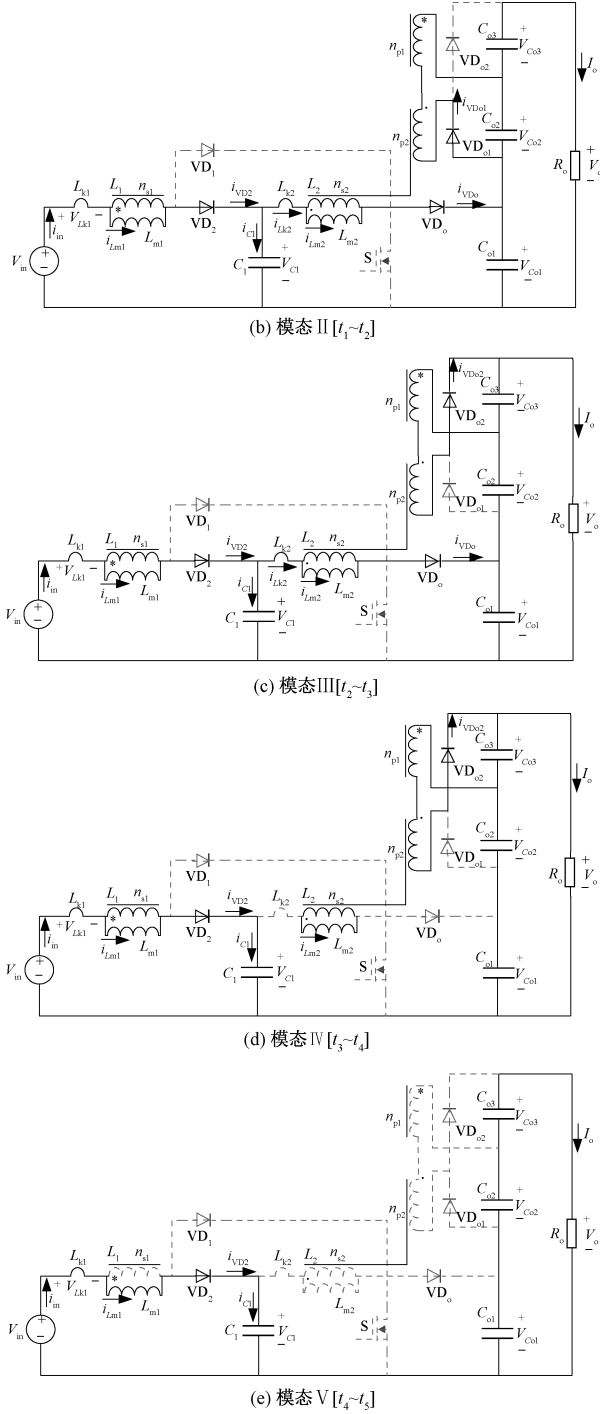


图5 所提变换器各个工作模式等效电路图(DCM)

Fig.5 Equivalent circuits of switching modes(DCM)

3 变换器稳态性能分析

3.1 CCM 工作模式模式

为了便于稳态分析,忽略过渡模式 II 和 V, 仅讨论分析模式 I、模式 III 和模式 IV。假设耦合电感的耦合系数相同且为 k , 耦合系数 k 为:

$$k = \frac{L_m}{L_m + L_k} \quad (6)$$

假设耦合电感的匝比相同且为 n , 匝比 n 可以表示为:

$$n = \frac{n_{s1}}{n_{p1}} = \frac{n_{s2}}{n_{p2}} \quad (7)$$

当变换器工作在模式 I 时, 根据图 3(a), 有:

$$V_{Lm1}^I = kV_{in} \quad (8)$$

$$V_{Lm2}^I = kV_{C1} \quad (9)$$

$$V_{Co2} = n(V_{Lm1}^I + V_{Lm2}^I) \quad (10)$$

当变换器工作在模式 III 时, 由图 3(c) 有:

$$V_{Lm1}^{III} = k(V_{in} - V_{C1}) \quad (11)$$

$$V_{Lm2}^{III} = k(V_{C1} - V_{Co1}) \quad (12)$$

$$-V_{Co3} = n(V_{Lm1}^{III} + V_{Lm2}^{III}) \quad (13)$$

当变换器工作在模式 IV 时, 由图 3(d) 有:

$$V_{Lm1}^{IV} = k(V_{in} - V_{C1}) \quad (14)$$

$$-V_{Co3} = n(V_{Lm1}^{IV} + V_{Lm2}^{IV}) \quad (15)$$

对耦合电感 L_1 、 L_2 原边励磁电感 L_{m1} 和励磁电感 L_{m2} 使用伏秒平衡原理, 有:

$$V_{Lm1}^I DT_s + (V_{Lm1}^{III} + V_{Lm1}^{IV})(1-D)T_s = 0 \quad (16)$$

$$V_{Lm2}^I DT_s + (V_{Lm2}^{III} + V_{Lm2}^{IV})(1-D)T_s = 0 \quad (17)$$

结合式(8)、式(11)、式(14)和式(16)得到电容 C_1 的电压为:

$$V_{C1} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (18)$$

根据式(10)可以得到 C_{o2} 的电压为:

$$V_{Co2} = \frac{2-D}{1-D} \times nkV_{in} \quad (19)$$

由式(9)、式(12)、式(14)、式(15)和式(17)可以得到 C_{o1} 的电压为:

$$V_{Co1} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} \quad (20)$$

根据式(13)可以得到 C_{o3} 的电压为:

$$V_{Co3} = \frac{2D-D^2}{(1-D)^2} \times nkV_{in} \quad (21)$$

结合式(19)~式(21)可以得到输出电压 V_o 的表达式为:

$$V_o = V_{Co1} + V_{Co2} + V_{Co3} = \frac{(2-D)nk + 1}{(1-D)^2} \times V_{in} \quad (22)$$

根据式(22)可以得到变换器工作在 CCM 下的电压增益表达式为:

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{(2-D)nk + 1}{(1-D)^2} \quad (23)$$

根据式(23)可知,变换器的电压增益和耦合电感的匝比 n 、耦合系数 k 有关。图 6 是变换器电压增益和耦合电感匝比 n 、耦合系数 k 的关系曲线。从图中可以看出,耦合电感匝比 n 越大,变换器的电压增益越高;而随着两耦合电感漏感的增加,所提变换器的电压增益有一定的减小,故在实际设计中,应尽可能地使耦合电感紧耦合。

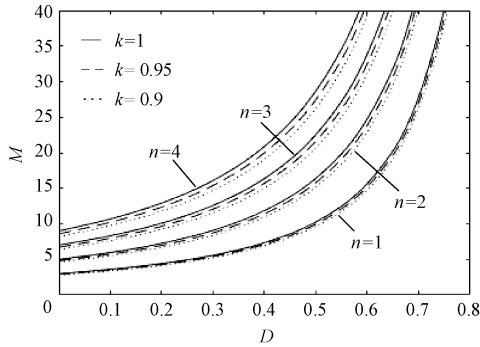


图 6 变换器电压增益与耦合系数 k 、匝比 n 之间的关系曲线

Fig.6 Voltage gain of converter and coupling coefficient k and turns ratio n

为了简化分析,令耦合电感耦合系数 $k=1$,忽略漏感对变换器的影响。此时变换器的电压增益为:

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{(2-D)n + 1}{(1-D)^2} \quad (24)$$

开关管 S 的电压应力为:

$$V_{vps} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} = \frac{V_o}{(2-D)n + 1} \quad (25)$$

二极管 VD_1 和 VD_2 的电压应力为:

$$V_{vpsVD1} = \frac{V_{in}}{1-D} = \frac{(1-D)V_o}{(2-D)n + 1} \quad (26)$$

$$V_{vpsVD2} = \frac{DV_{in}}{(1-D)^2} = \frac{DV_o}{(2-D)n + 1} \quad (27)$$

二极管 VD_o 的电压应力为:

$$V_{vpsVD_o} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} = \frac{V_o}{(2-D)n + 1} \quad (28)$$

二极管 VD_{o1} 和 VD_{o2} 的电压应力为:

$$V_{vpsVD_{o1}} = V_{vpsVD_{o2}} = \frac{(2-D)nV_{in}}{(1-D)^2} = \frac{(2-D)nV_o}{(2-D)n + 1} \quad (29)$$

3.2 DCM 临界条件

假设励磁电感 L_{m1} 的电流连续,励磁电感 L_{m2} 电

流断续,即工作在 CCM-DCM 下。并假设所提变换器为理想变换器,有:

$$V_o I_o = V_{in} I_{in} \quad (30)$$

对于励磁电感 L_{m1} 工作在 CCM 下需满足以下条件:

$$2I_{L_{m1}} > \Delta i_{L_{m1}} \quad (31)$$

式中, $I_{L_{m1}}$ 为励磁电感 L_{m1} 的电流平均值; $\Delta i_{L_{m1}}$ 为励磁电感 L_{m1} 的电流纹波。

$I_{L_{m1}}$ 可以表示为:

$$I_{L_{m1}} = I_{in} + nI_o = \left[1 + \frac{(1-D)^2}{(2-D)n + 1} \right] I_{in} \quad (32)$$

励磁电感 L_{m1} 的电流纹波可以表示为:

$$\Delta i_{L_{m1}} = \frac{V_{in} D T_s}{L_{m1}} \quad (33)$$

假设等效电感时间常数 $\tau_{L_{m1}}$ 表示为:

$$\tau_{L_{m1}} = \frac{L_{m1}}{R_o T_s} \quad (34)$$

由式(30)~式(34)可以得到励磁电感 L_{m1} 电流连续的临界条件为:

$$\tau_{L_{m1}} = \frac{D(1-D)^4}{[2(2-D) + 1][(2-D) + 1 + (1-D)^2]} \quad (35)$$

当 $\tau < \tau_{L_{m1}}$ 时,变换器工作在 CCM-DCM 模式。

假设模态 III 持续的时间为 D_X ,模态 IV 持续的时间为 D_Y 。在每一个开关周期中,二极管 VD_o 的平均值可以表示为:

$$I_{VD_o} = \frac{1}{2} i_{L_{m2p}} D_X \quad (36)$$

二极管 VD_{o2} 的电流平均值可以表示为:

$$I_{VD_{o2}} = \frac{1}{2} i_{L_{m2p}} \frac{D_Y - D_X}{n D_Y} D_Y \quad (37)$$

假设输出电容 C_{o1} 、 C_{o2} 、 C_{o3} 足够大,则可以认为在变换器稳定工作时流过输出电容的电流为零,所以可近似认为 $I_{VD_{o1}}$ 、 $I_{VD_{o2}}$ 、 I_{VD_o} 三者电流相等。根据式(36)和式(37)可以得到:

$$D_X = \frac{2I_o}{i_{L_{m2p}}} \quad (38)$$

$$D_Y = \frac{2(n+1)V_o L_{m2}}{V_{C1} D T_s R_o} \quad (39)$$

设开关管的开关频率为 f_s ,励磁电感 L_{m2} 的时间常数 $\tau_{L_{m2}}$ 可以表示为:

$$\tau_{L_{m2}} = \frac{D(1-D)^2}{2[(2-D)nk + 1](n+1)} \quad (40)$$

图7展示了当耦合电感匝比 $n=1$ 时,所提变换器励磁电感 L_{m1} 和 L_{m2} 的电流临界连续的时间常数与占空比 D 的关系。当 $\tau > \tau_{Lm2}$ 时,变换器工作在 CCM-CCM 模式;当 $\tau_{Lm1} < \tau < \tau_{Lm2}$ 时,变换器工作在 CCM-DCM 模式;当 $\tau < \tau_{Lm1}$ 时,变换器工作在 DCM-DCM 模式,即流过励磁电感 L_{m1} 和 L_{m2} 的电流断续。

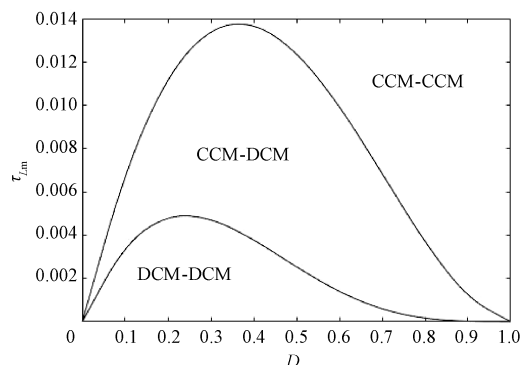


图7 临界等效电感时间常数与占空比 D 的关系曲线图

Fig.7 Relationship between critical parallel equivalent inductance time constant and duty cycle D

3.3 变换器性能对比

将本文所提变换器与文献[17-19]所提变换器的各项性能指标进行对比,各项参数对比见表1。本文所提变换器当匝比 $n=1, k=1$ 时,开关管 S 的电压应力仅为输出电压的 $2/5$,具有开关管电压应力低的优点。

表1 不同变换器性能参数

Tab.1 Different converter performance parameters		
变换器	电压增益	开关管应力
文献[17]	$[1+(n_1+n_2)D-n_1D^2]/(1-D)^2$	$V_o/[1+(n_1+n_2)D-n_1D^2]$
文献[18]	$(1+n)/(1-D)^2$	$V_o/(1+n)$
文献[19]	$(1+Dn)/(1-D)^2$	$V_o/(1+nD)$
本文变换器	$[(2-D)n+1]/(1-D)^2$	$V_o/[(2-D)n+1]$

在匝比 n 固定的情况下,给定耦合电感匝比 $n=1$,变换器的增益对比曲线如图8所示。从图8中可以看出,当 n 和 k 固定的情况下,所提变换器的电压增益明显更高。

图9为变换器开关管电压应力对比曲线,尽管在占空比大于0.4的时候文献[19]比所提变换器的开关管电压应力小,但在相同增益的情况下,所提变换器仍比文献[19]开关管电压应力小。

4 实验结果与分析

为验证本文所提出的高增益 DC-DC 变换器原

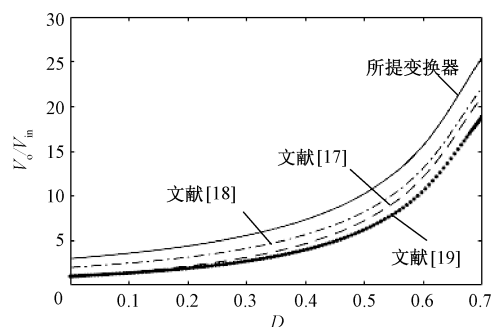


图8 变换器增益对比曲线

Fig.8 Converter gain comparison curves

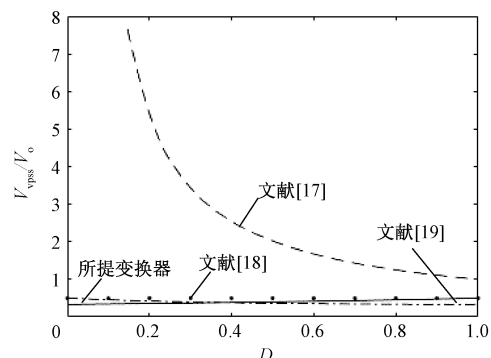


图9 变换器开关管电压应力对比曲线

Fig.9 Comparative converter switch voltage stress curves

理的正确性,制作了一台试验样机以验证理论分析的正确性,主电路的主要参数见表2。实验样机如图10所示。

表2 主电路参数

Tab.2 Main circuit parameters	
实验参数/元件	数值/型号
输入电压 V_{in}/V	18
输出电压 V_o/V	180
额定功率 P_o/W	180
耦合电感匝比 n	$N_{s1}/N_{p1} = N_{s2}/N_{p2} = 1:1$
励磁电感 $L_{m1}, L_{m2}/mH$	133
漏感 $L_{k1}, L_{k2}/mH$	3
电容 C_1	47 mF/50 V
电容 C_{o1}, C_{o2}, C_{o3}	100 mF/250 V
开关管 S	IRF540N
二极管 VD_o	MBR20200CT
二极管 VD_1, VD_2	MBR20100CT
二极管 VD_{o1}, VD_{o2}	MBR20200CT
开关频率 f/kHz	50

图11为变换器的输入输出电压波形,可以看出,变换器实现了输入18V,输出180V的高增益变换。图12为开关管 S 的电流波形及电压波形图。图13为两个耦合电感漏感 L_{k1} 和 L_{k2} 的电流波形图。

图14为输出二极管 VD_o 电流和电压波形图,



图 10 试验样机

Fig.10 Experimental prototype

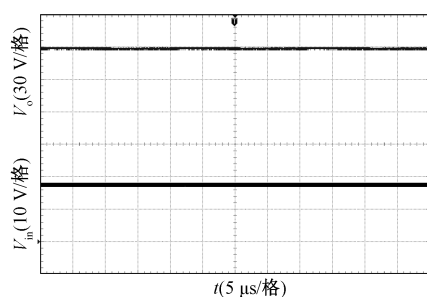
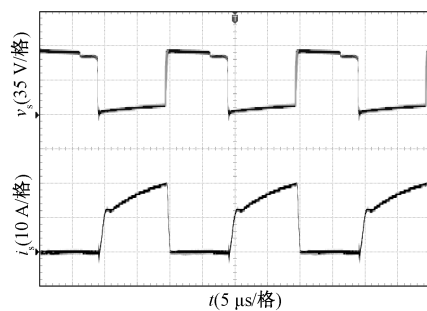
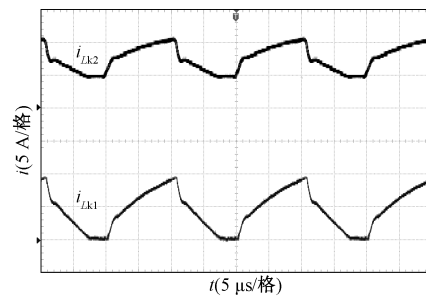
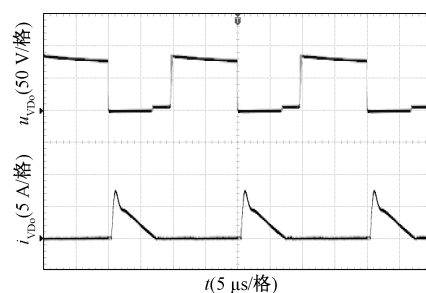
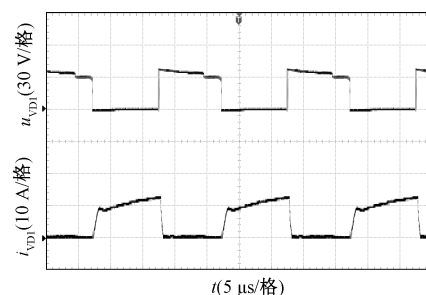
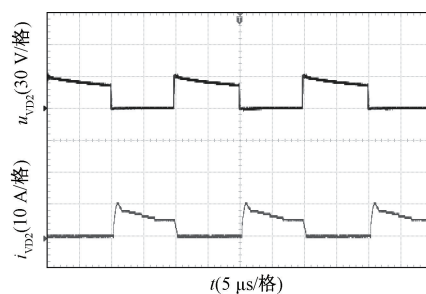
图 11 V_{in} , V_o 波形Fig.11 Waveforms of V_{in} and V_o 

图 12 开关管 S 的电流和电压波形

Fig.12 Waveforms of u_s and i_s

VD_o 的电压约为 80 V 低于输出电压。图 15 和图 16 分别为二极管 VD_1 和 VD_2 的电流和电压波形图,两个二极管的电压约为 40 V。图 17 和图 18 分别为输出二极管 VD_{o1} 和 VD_{o2} 的电流和电压波形图,两个输出二极管的电压约为 90 V,电流约为 3 A。

为进一步证明所提变换器高增益和二二极管低电压应力等特点,将输入电压设置为 12 V,测得其耦合电感漏感电流波形、开关管电压波形、二极管

图 13 L_{k1} 和 L_{k2} 的电流波形图Fig.13 Waveforms of i_{Lk1} and i_{Lk2} 图 14 二极管 VD_o 的电压和电流波形Fig.14 Waveforms of u_{VD_o} and i_{VD_o} 图 15 二极管 VD_1 的电压和电流波形Fig.15 Waveforms of u_{VD1} and i_{VD1} 图 16 二极管 VD_2 的电压和电流波形Fig.16 Waveforms of u_{VD2} and i_{VD2}

VD_{o1} 、 VD_1 、 VD_2 电压和输入输出波形,如图 19 所示。从图 19 中可进一步验证本文所提拓扑理论的正确性。

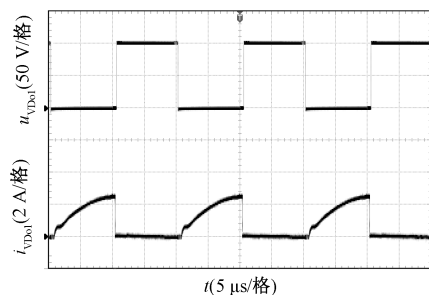
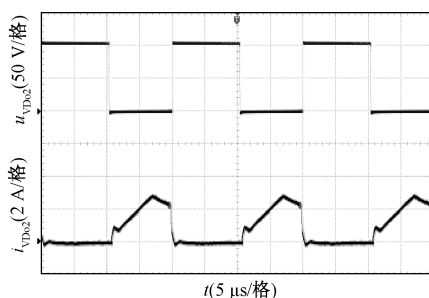
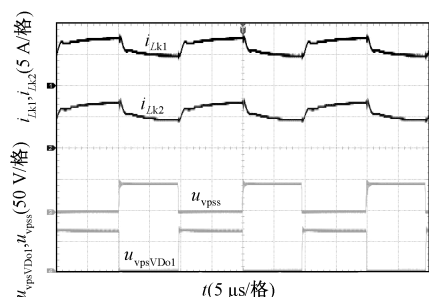
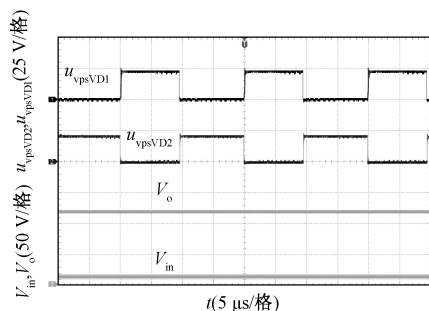
图 17 二极管 VD_{01} 的电压和电流波形Fig.17 Waveforms of u_{VD01} and i_{VD01} 图 18 二极管 VD_{02} 的电压和电流波形Fig.18 Waveforms of u_{VD02} and i_{VD02} (a) 漏感电流、开关S和二极管 VD_{01} 电压波形(b) 二极管 VD_1 、 VD_2 电压波形和输入输出波形图 19 $V_{in} = 12\text{ V}$ 时关键波形图Fig.19 Waveforms of $V_{in} = 12\text{ V}$

图 20 为所提变换器在 180 V 输出不变的情况下,效率随输出功率变化的曲线。当输出功率为 90 W 时,输出功率最大,最大效率为 94%,在额定功率 180 W 条件下效率可达 92.5%。

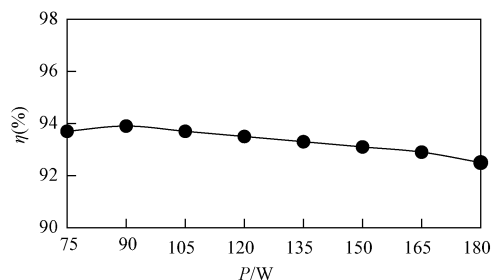


图 20 效率曲线

Fig.20 Efficiency curve

5 结论

为进一步提升 DC-DC 变换器的增益,提出了一种双耦合电感非隔离高增益变换器拓扑,分析了其 CCM-CCM、CCM-DCM 和 DCM-DCM 状态下的工作原理,与传统的直流变换器相比,具有如下优点:

(1) 在相同占空比下,所提拓扑具有更高的电压增益,更低的开关管电压应力,且使用单管控制,降低了控制的复杂度。

(2) 输出电容和输出二极管同时作为无源吸收回路,充分利用漏感能量,提高变换器的功率密度。

(3) 对于双耦合电感结构,可以通过调节占空比 D 和耦合电感匝比灵活调节变换器的电压增益,有效地避免变换器工作在极限占空比的情况。

参考文献 (References):

- [1] Hwu K I, Yau Y T. High step-up converter based on coupling inductor and bootstrap capacitors with active clamping [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (6): 2655-2660.
- [2] Caro J C R, David F M, Maldonado J C M, et al. A transformer-less high-gain boost converter with input current ripple cancellation at a selectable duty cycle [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60 (10): 4492-4499.
- [3] Erickson R W, Maksimovic D. Fundamentals of power electronics [M]. 2nd ed. New York: John Wiley, 1997.
- [4] 陆治国, 郑路遥, 马召鼎, 等 (Lu Zhiguo, Zheng Luyao, Ma Zhaoding, et al.). 带开关电容网络的交错并联高增益 Boost 变换器 (Interleaved high gain Boost converter with switched capacitor network) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2012, 27 (11): 153-159.
- [5] 罗全明, 闫欢, 支树播, 等 (Luo Quanming, Yan Huan, Zhi Shubo, et al.). 一种交错控制高增益 ZCT Boost 变换器 (An interleaved high step-up zero-current-

- transition Boost converter) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2013, 33 (12): 18-23.
- [6] Tang Yu, Wang Ting, He Yaohua. A switched-capacitor based active-network converter with high voltage gain [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (6): 2959-2968.
- [7] Kuo-Ching Tseng, Chi-Chih Huang, Wei-Yuan Shih. A high step-up converter with a voltage multiplier module for a photovoltaic system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (6): 3047-3057.
- [8] Ian Laird, Dylan Dah-Chuan Lu. High step-up DC/DC topology and MPPT algorithm for use with a thermoelectric generator [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (7): 3147-3157.
- [9] 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 Industry Electronics, 2012, 59 (2): 998-1007.
- [10] 方宇, 马旭东 (Fang Yu, Ma Xudong). 一种新型耦合电感式双 Boost 光伏微逆变器拓扑分析 (A novel topology analysis of photovoltaic micro-inverters with coupled inductors and double Boost) [J]. 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2011, 35 (17): 32-37.
- [11] Tseng K C, Huang C C, Shih W Y. A high step-up converter with a voltage multiplier module for a photovoltaic system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (6): 3047-3057.
- [12] Yang L S, Liang T J, Lee H C, et al. Novel high step-up DC-DC converter with coupled-inductor and voltage-double circuits [J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2011, 58 (9): 4196-4206.
- [13] 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 for a sustainable energy system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26 (12): 3481-3490.
- [14] 李武华 (Li Wuhua). 三绕组耦合电感实现高增益、高效率交错并联软开关 Boost 变流器 (Realization of high step-up and high efficiency interleaved Boost converters with winding-cross-coupled inductors) [D]. 杭州: 浙江大学 (Hangzhou: Zhejiang University), 2008.
- [15] Hwu K I, Yau Y T. High step-up converter based on coupling inductor and bootstrap capacitors with active clamping [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (6): 2655-2660.
- [16] 王挺, 汤雨, 付东进等 (Wang Ting, Tang Yu, Fu Dongjin, et al.). 一种耦合电感高增益双管升压变换器 (A high step-up dual switch converter with coupled inductors) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2014, 34 (9): 1319-1326.
- [17] 曹太强, 刘威, 郭筱瑛, 等 (Cao Taiqiang, Liu Wei, Guo Xiaoying, et al.). 双耦合电感二次型高升压增益 DC-DC 变换器 (High voltage gain DC-DC converter based on two-coupled-inductor) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2015, 30 (8): 104-112.
- [18] Wang Yijie, Qiu Yupin. A single switch quadratic boost high step up DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66 (6): 4387-4397.
- [19] Chen Shih-Ming, Liang Tsorng-Juu, Yang Lung-Sheng, et al. A cascaded high step-up DC-DC converter with single switch for microsource applications [J]. IEEE Transactions Power Electronics, 2011, 26 (4): 1146-1153.

A high-gain quadratic Boost converter based on double coupled inductors

TIAN Dong-hao, RONG De-sheng

(School of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China)

Abstract: In order to further improve the gain of the non-isolated DC-DC converter and reduce the voltage stress of the switch tube, a non-isolated high-gain DC-DC converter combining dual coupled inductors and quadratic type is proposed. The proposed converter is controlled by a single switch tube, which reduces the control complexity. By using double coupling inductors, the number of diodes and capacitors is effectively reduced, and the voltage gain of the proposed converter is further improved. The power density of the converter is further improved by using the output capacitor to absorb the leakage inductance energy. The main operating waveforms of the converter are given in the article, and the CCM and DCM operating modes of the proposed converter are deduced in detail. Finally, the correctness of the theory is verified through a prototype with an input of 18 V, an output of 180 V, and a rated power of 180 W.

Key words: DC-DC converter; high voltage gain; coupled inductor; quadratic Boost converter; leakage inductor