

A Novel Transformerless Converter with High Step-Down Ratio for Multiple Scenarios*

XU Yongmei¹, WANG Shihu^{2*}

(1. Department of Mechanical and Electrical Engineering, Huai'an Branch of Jiangsu Union Technical Institute, Huaian Jiangsu 223001, China;

2. School of Electronic Information Engineering, Huaiyin Institute of Technology, Huaian Jiangsu 223001, China)

Abstract: Because the traditional Buck converter is limited by the minimum duty cycle, it can not be suitable for the scenario of high step-down ratio. Therefore, a new transformer free DC-DC converter with high step-down ratio is proposed. Firstly, the working mode and switching timing of the proposed converter are analyzed in detail. Secondly, at the control level, the switching mode of interleaved pulse width modulation is applied to the converter, which not only increases its load capacity, but also greatly reduces the voltage stress of components. The working process of the new converter with high step-down ratio is analyzed, and the parameters are designed theoretically. Finally, a 500/26V 430W prototype is built for experiment, and the experimental results fully prove the correctness and feasibility of the theory.

Key words: high step-down ratio; interleaved pulse; Buck converter

EEACC: 1290B

doi: 10.3969/j.issn.1005-9490.2024.01.027

一种适用于多场景的新型无变压器高降压比变换器*

徐永梅¹, 王士湖^{2*}

(1. 江苏联合职业技术学院淮安分院机电工程系, 江苏 淮安 223001; 2. 淮阴工学院电子信息工程学院, 江苏 淮安 223001)

摘要: 针对传统 Buck 变换器受最小占空比限制的影响, 无法适用于高降压比场合的问题, 提出了一种新型无变压器高降压 DC-DC 变换器。首先, 详细地分析了所提变换器的工作模式和开关时序。其次, 在控制层面, 该变换器应用交错式脉宽调制的开关模式, 不但增加了其带载能力, 还极大减少了元器件的电压应力。对新型高降压比变换器的工作过程进行分析, 同时在理论上进行了参数设计。最后, 搭建 500/26 V 430 W 的样机进行实验, 实验结果充分证明了理论的正确性和可行性。

关键词: 高降压比; 交错式脉宽调制; Buck 变换器

中图分类号: TM464

文献标识码: A

文章编号: 1005-9490(2024)01-0157-07

传统的 Buck 变换器具有最小占空比限制, 当需要变换器输出较低的电压时, 可能会在开关管和二极管上造成严重的电压应力, 从而大大增加相关损耗^[1]。与之相比, 高降压变换器不受传统降压变换器的限制, 可通过变换器输出更低的电压和更高的电流, 广泛适用于发光二极管驱动器、电池充电器、稳压模块、微处理器以及高电流密度电镀电源等多种场合^[1-2]。

为增加带载能力, 在 Buck 变换器中应用耦合电感或变压器是目前较为成熟的解决方案之一。文献[3]提出了一种两相超高降压比直流变换器。文献[4]将耦合电感应用在变换器中, 提出了一种带抽头耦合电感的 Buck 直流变换器。文献[5]提出了一种具有更宽降压比的 Buck 变换器。文献[6]在

其拓扑中应用变压器以降低输入电压, 并在此基础上提出了一种反激式电压调节器。此外, 文献[7]提出了一种基于耦合电感的 Buck 变换器, 该方案通过调整变换器中耦合电感的匝数比, 将输出电压进一步降低, 从而增加变换器的带载能力。然而, 由于耦合电感中漏感的存在, 导致半导体元件会承受很大的电流应力和电压尖峰, 这可能会使输入电流出现较大的脉动, 严重影响了可再生能源转换装置。为避免在变换器中应用耦合电感出现的电压应力问题, 诸多学者提出了无变压器的变换器方案[8]。虽然其消除了变压器带来的部分影响, 但也存在降压比不足的缺点。

实现更高降压比的另一个可行的解决方案是在变换器中应用开关电容和开关电感。文献[9]通过

项目来源: 第五期江苏省职业教育教学改革研究立项课题项目(ZYB170)

收稿日期: 2022-01-05

修改日期: 2022-09-09

增加二极管、电容器或电感器等元件的数量来提高变换器的降压比。然而,与文献[10]中所述无变压器的变换器存在相同问题,即过多的电子元器件极大地增加了变换器的复杂程度,降低变换器的可靠性,同时降低变换器的工作效率。

近年来,一些专家和学者提出了交错式结构用来降低 Buck 变换器中的电压应力,不仅在拓扑中去

掉了变压器的使用,还解决了变换器中元器件数量较多的问题。文献[11]对传统的交错式变换器进行了详细的阐述。此外,文献[12]提出了一些具有交错式结构和不同开关模式的无变压器 DC-DC Buck 变换器。然而,此类变换器也存在一定的缺陷,即交错式变换器不能在整個占空比范围内维持降压比的恒定。

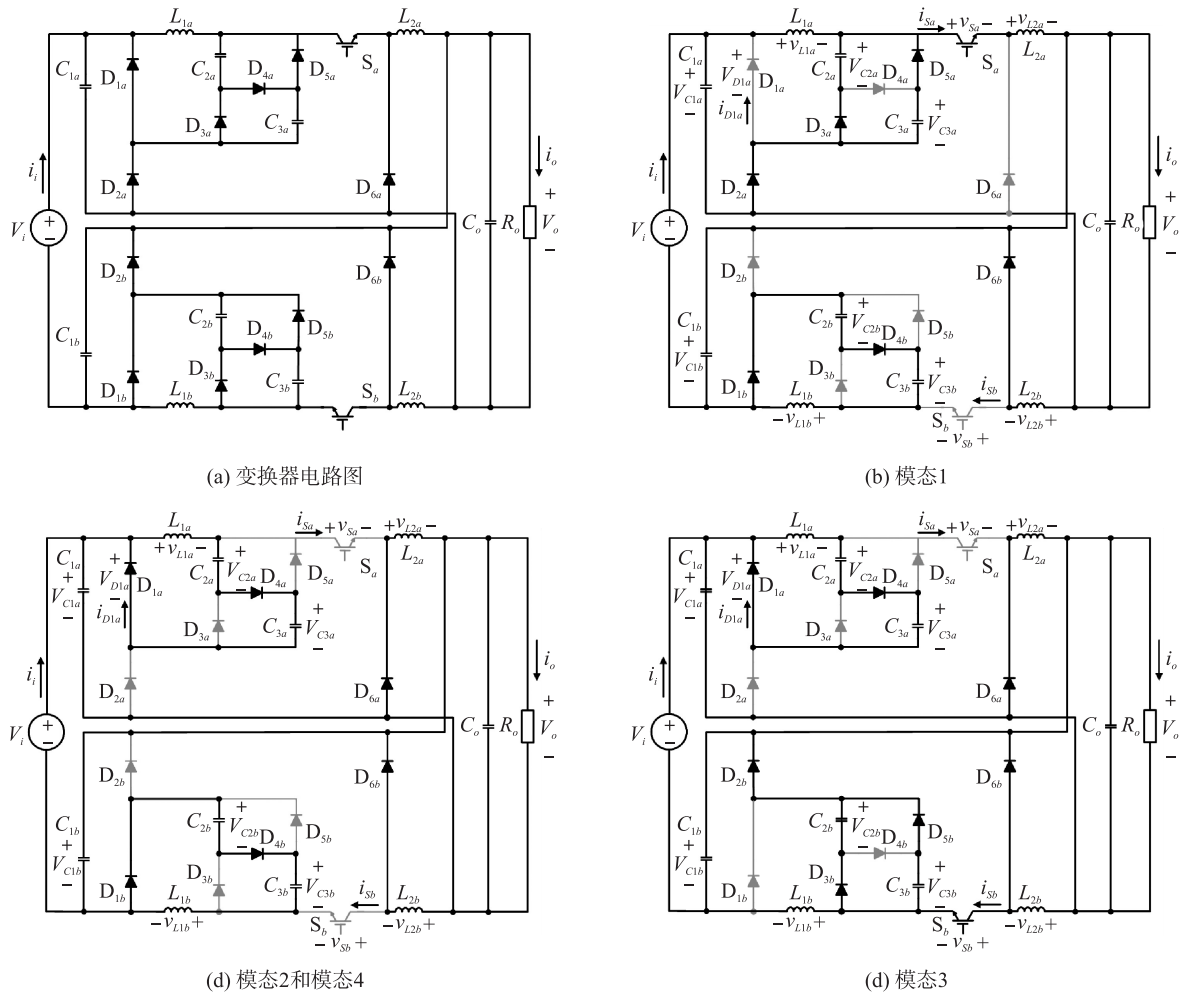


图 1 新型高降压比变换器拓扑

鉴于此,本文基于二次型 Buck 变换器提出了一种高降压比 DC-DC Buck 变换器。与最近提出的相关变换器相比,本文所提变换器具有更加优异的性能。该变换器采用无变压器对称拓扑结构的设计方案,不但避免了大磁芯的应用,还大大地降低了输入电流的纹波。此外,在控制层面,该变换器应用交错式脉宽调制开关模式,大大降低了半导体器件上的电压应力。然而,由于不同开关之间触发脉冲相位相差 180°的影响,使得该变换器将具有两类降压比,为使变换器性能达到最优,本文选择该变换器在占空比小于 0.5 的范围内工作。本文余下内容安排如下:第 1 节,介绍了所提变换器的拓扑结构,并详细分析了变换器的工作模式以及开关时序;第 2 节,

在稳态情况下进行了电压应力分析和电流分析;第 3 节,给出了额定功率 430 W 样机的实验结果;第 4 节,总结。

1 工作原理

1.1 拓扑结构

图 1 所示为本文所提高降压比变换器在不同工作模式下的等效电路。从元器件数量上看,本文所提变换器使用了两个开关管: S_a 、 S_b , 四个电感: L_{1a} 、 L_{2a} 、 L_{1b} 和 L_{2b} , 12 个二极管: D_{1a} 、 D_{2a} 、 D_{3a} 、 D_{4a} 、 D_{5a} 、 D_{6a} 、 D_{1b} 、 D_{2b} 、 D_{3b} 、 D_{4b} 、 D_{5b} 、 D_{6b} , 以及 6 个电容器: C_{1a} 、 C_{2a} 、 C_{3a} 、 C_{1b} 、 C_{2b} 、 C_{3b} 。从结构上看,这些元器件被分为 a、b 两组,分别用于上、下部模块,这使得变换器

在结构上对称。

为便于后续的理论分析, 忽略其中寄生参数的影响, 并假设所使用的电容足够大, 即电容两端电压恒定。

1.2 工作模式及开关时序

为增加变换器的带载能力以及尽可能地减少纹波, 选择变换器工作在连续导通模式 (Continuous Conduction Mode, CCM), 其工作时的电压和电流理论波形如图 2 所示。

模式 1 [$t_0 < t < t_1$]: 在此模式下, 开关管 S_a 以及二极管 D_{2a} 、 D_{3a} 、 D_{5a} 、 D_{1b} 、 D_{4b} 和 D_{6b} 处于导通状态, 而余下开关管和二极管均处于截止状态。变换器在该模式下的等效电路如图 1(b) 所示, 根据 KVL 定理, 可以计算出各电感电压分别为 $v_{L1a} = V_{C1a} - V_{C2a}$ 、 $v_{L2a} = V_{C3a} - V_o$ 、 $v_{L1b} = -(V_{C2b} + V_{C3b}) = -2V_{C2b}$ 和 $v_{L2b} = -V_o$ 。

模式 2 和模式 4 [$t_1 \leq t < t_2$ 和 $t_3 \leq t < t_4$]: 在此模式下, 二极管 D_{1a} 、 D_{4a} 、 D_{6a} 、 D_{1b} 、 D_{4b} 和 D_{6b} 处于导通状态, 而余下开关管和二极管均处于截止状态。变换器在该模式下的等效电路如图 1(c) 所示, 根据 KVL 定理, 可以计算出各电感电压分别为 $v_{L1a} = -(V_{C3a} + V_{C2a}) = -2V_{C2a}$ 、 $v_{L2a} = -V_o$ 、 $v_{L1b} = -2V_{C2b}$ 和 $v_{L2b} = -V_o$ 。

模式 3 [$t_2 < t < t_3$]: 在此模式下, 开关管 S_b 和二极管 D_{1a} 、 D_{4a} 、 D_{6a} 、 D_{2b} 、 D_{3b} 、 D_{5b} 处于导通状态, 而余下开关管和二极管均处于截止状态。变换器在该模式下的等效电路如图 1(d) 所示, 根据 KVL 定理, 可以计算出各电感电压分别为 $v_{L1a} = -2V_{C2a}$ 、 $v_{L2a} = -V_o$ 、 $v_{L1b} = V_{C1b} - V_{C2b}$ 和 $v_{L2b} = V_{C3b} - V_o$ 。

2 稳态分析

2.1 电压增益

根据电感的伏秒平衡定理可知: 当变换器处于稳态时, 电感两端的平均电压等于零。因此, 可得出电感 L_{1a} 、 L_{2a} 、 L_{1b} 和 L_{2b} 的电压方程为:

$$\tilde{v}_{L1a} = (DV_{C1a} - V_{C2a}) + (1-D)(-2V_{C2a}) = 0 \quad (1)$$

$$\tilde{v}_{L2a} = (DV_{C3a} - V_o) + (1-D)(-V_o) = 0 \quad (2)$$

$$\tilde{v}_{L1b} = D(V_{C1b} - V_{C2b}) + (1-D)(-2V_{C2b}) = 0 \quad (3)$$

$$\tilde{v}_{L2b} = (DV_{C3b} - V_o) + (1-D)(-V_o) = 0 \quad (4)$$

分析图 1(a) 可知:

$$V_{C1a} - V_{C1b} = V_o + V_i \quad (5)$$

联立式(1)~式(5), 可计算出电容两端电压及电压增益(G)为:

$$V_{C1a} = V_{C1b} = \frac{(2-D)V_o}{D^2} = \frac{(2-D)V_i}{D^2[2(2-D)/D^2 - 1]} \quad (6)$$

$$V_{C3a} = V_{C2a} = V_{C3b} = V_{C2b} = \frac{V_o}{D} = \frac{V_i}{D[2(2-D)/D^2 - 1]} \quad (7)$$

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{2(2-D)/D^2 - 1} = \frac{D^2}{4 - 2D - D^2} \quad (8)$$

2.2 电压应力分析

当 $DnT_s < t < (n+1)T_s$ 时, 变换器工作在图 1(b)~(d) 所示模式, 此时的开关管和二极管的电压应力为:

$$V_{S_a} = V_{S_b} = V_{C1a} + V_{C2a} + V_{C3a} = \frac{(2+D)V_o}{D^2} = \frac{(2+D)V_i}{2(2-D) - D^2} \quad (9)$$

$$V_{D2a} = V_{D2b} = V_{C1a} = \frac{(2-D)V_i}{2(2-D) - D^2} \quad (10)$$

$$V_{D3a} = V_{D5a} = V_{D3b} = V_{D5b} = V_{C3a} = \frac{DV_i}{2(2-D) - D^2} \quad (11)$$

同理, 当 $nT_s < t < nDT_s$ 时, 开关管和二极管的电压应力为:

$$V_{D1a} = V_{D1b} = V_{C1a} = \frac{(2-D)V_i}{2(2-D) - D^2} \quad (12)$$

$$V_{D4a} = V_{D6a} = V_{D4b} = V_{D6b} = V_{C3a} = \frac{DV_i}{2(2-D) - D^2} \quad (13)$$

根据式(9)~式(13), 可作出开关和二极管的理论电压波形如图 2 所示。

2.3 平均电流分析

根据电容电荷平衡定理可知: 当变换器处于稳态时, 一个周期内流过电容的平均电流为零。因此, 可得开关管和二极管的平均电流为:

$$I_{S_a} = I_{S_b} = DI_{L2a} = DI_{L2b} \quad (14)$$

$$I_{D6a} = I_{D6b} = (1-D)I_{L2a} = \frac{(2-D)(1-D)}{D^2}I_i \quad (15)$$

$$I_{D3a} = I_{D4a} = I_{D5a} = I_{D3b} = I_{D4b} = I_{D5b} = DI_{L2a} - I_{L1a} =$$

$$DI_{L2b} - I_{L1b} = \frac{1-D}{D}I_i \quad (16)$$

$$I_{D1a} = I_{D1b} = I_{L1a} - I_i = I_{L1b} - I_i = I_i/D \quad (17)$$

$$I_{D2a} = I_{D1a} + I_{D3a} = I_{D2b} = DI_{L2a} - I_i = \frac{2-D}{D}I_i \quad (18)$$

忽略变换器的损耗, 即 $P_i = V_i I_i = V_o I_o = P_o$, 计算出图 1 所示变换器中电容的电流, 并将计算结果列于表 1。此外, 根据电容电荷平衡定理, 表 1 中电容 C_{2a} 和 C_o 的电流可被改写为:

$$\tilde{i}_{C2a} = D \frac{DI_{L2a} - I_{L1a}}{D} + (1-D)I_{L1a} = 0 \quad (19)$$

$$\tilde{i}_{C_o} = \left[I_{L2b} - I_o - (I_i - I_{L1a}) + \frac{DI_{L2a} - I_{L1a}}{D} \right] D + [I_{L2b} - I_o - \left(\frac{I_{L1a} - I_i}{1-D} \right) + I_{L2a}] (1-D) = 0 \quad (20)$$

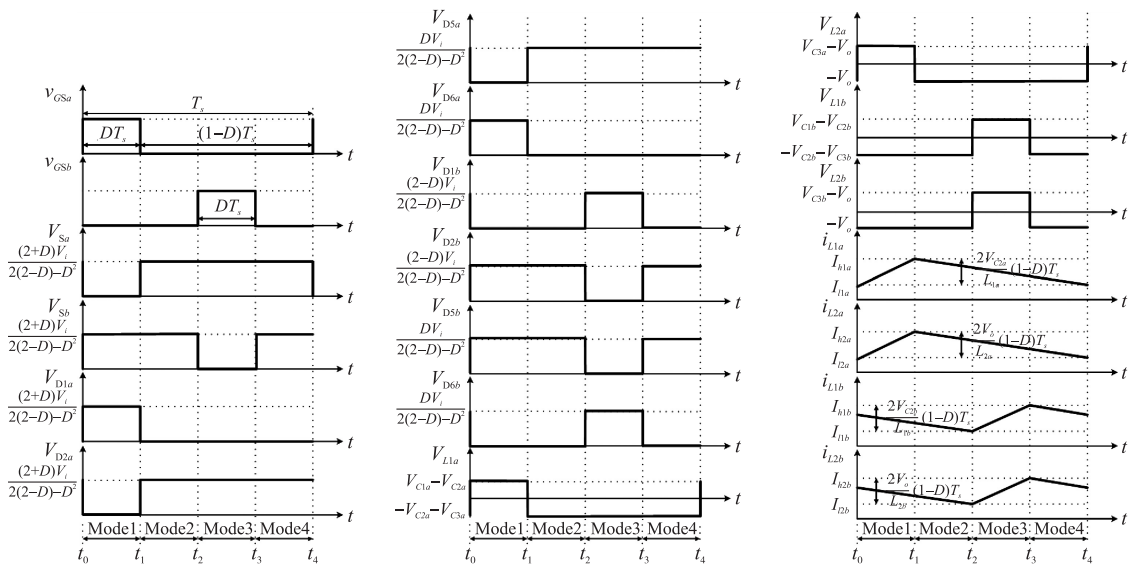


图 2 理论电压、电流波形

表 1 电容电流平均值

电容电流	平均值
i_{C1a}, i_{C1b}	$\begin{cases} I_i - I_{L1a} & i_D T_s \\ \frac{D(I_{L1a} - I_i)}{1-D} & (1-D) T_s \end{cases}$
i_{C2a}, i_{C3a} i_{C2b}, i_{C3b}	$\begin{cases} -\frac{I_{D3a}}{D} = \frac{DI_{L2a} - I_{L1a}}{D} & DT_s \\ I_{L1a} & (1-D) T_s \end{cases}$
i_{C0}	$\begin{cases} I_{L2b} - I_o - I_{C1a} _{DT_s} + I_{D2a} _{DT_s} & DT_s \\ I_{L2b} - I_o - I_{C1a} _{(1-D)T_s} + I_{L2a} & (1-D) T_s \end{cases} =$ $\begin{cases} I_{L2b} - I_o - (I_i - I_{L1a}) + \frac{DI_{L2a} - I_{L1a}}{D} & DT_s \\ I_{L2b} - I_o - \left(\frac{I_{L1a} - I_i}{1-D}\right) + I_{L2a} & (1-D) T_s \end{cases}$

表 2 电感电流的理论峰值和谷值

电感电流	峰值、谷值
i_{L1a} i_{L1b}	$I_{h1a} = \left(\frac{D}{2-D}\right) \left(\frac{G+1}{2}\right) I_o + \frac{V_o(1-D) T_s}{DL_1}$ $I_{l1a} = \left(\frac{D}{2-D}\right) \left(\frac{G+1}{2}\right) I_o - \frac{V_o(1-D) T_s}{DL_1}$ $L_{1a} = L_{1b} = L_1$
i_{L2a} i_{L2b}	$I_{h2a} = \left(\frac{G+1}{2}\right) I_o + \frac{V_o(1-D) T_s}{2L_{2a}}$ $I_{l2a} = \left(\frac{G+1}{2}\right) I_o - \frac{V_o(1-D) T_s}{2L_{2a}}$ $L_{2a} = L_{2b} = L_2$

简化式(19)~式(20), 得出 L_{1a} 、 L_{2a} 、 L_{1b} 和 L_{2b} 的平均电流为:

$$I_{L2a} = I_{L2b} = \frac{I_o - I_i}{2} = \frac{G+1}{2} I_o = \frac{2-D}{4-2D-D^2} I_o \quad (21)$$

$$I_{L1a} = I_{L1b} = \frac{D}{2-D} I_{L2a} = \frac{D}{4-2D-D^2} I_o \quad (22)$$

式中: I_o 为平均输出电流, 其值等于 V_o/R 。

基于式(21)和式(22), 进而得出各电感电流最大值和最小值, 如表 2 所示。

2.4 参数设计

鉴于本文所提变换器需要工作在 CCM 模式, 这要求电感电流平均值必须高于其电流纹波的一半, 即 $[I_L > (\Delta I_L / 2)]$ 。

基于表 2, 推导出变换器工作在 CCM 模式时, 电感值需要满足的条件为:

$$L_{2a} = L_{2b} = L_2 > \frac{R_o(1-D)}{(G+1)f_s} \quad (23)$$

$$L_{1a} = L_{1b} = L_1 > \frac{2R_o(1-D)(2-D)}{(G+1)D^2 f_s} \quad (24)$$

根据表 1 可知, 流过电容 C_{o1} 、 C_{o2} 、 C_{o3} 的平均电流分别为 $-I_{o1}$ 、 $-I_{o2}$ 、 $-I_{o3}$ 。因此, 对于最大电压纹波 Δv_c , 电容值需要满足的条件为:

$$C_{1a} = C_{2b} > \frac{(I_i - I_{L1a})DT_s}{\Delta v_{C1a}} = \frac{(D/(2-D)) [G - (D/(2-D)) ((G+1)/2)]}{1\% R_o f_s} \quad (25)$$

$$C_{2a} = C_{2b} = C_{3a} = C_{3b} > \frac{I_{L1a}(1-D) T_s}{\Delta v_{C2a}} = \frac{D^2(1-D)(G+1)}{2(2-D)1\% R_o f_s} \quad (26)$$

$$C_o > \frac{(1-D)(2I_{L2a} - I_o) - I_{L1a} + I_i}{\Delta v_{Cof_s}} = \frac{(2-D)G - D(G+1)/[2(2-D)]}{1\% R_o f_s} \quad (27)$$

式中: Δv_{C1a} 、 Δv_{C2a} 和 Δv_{C0} 分别为:

$$\Delta v_{C1a} = \Delta v_{C1b} = (1\%) V_{C1a} = (1\%) V_{C1b} \quad (28)$$

$$\Delta v_{C2a} = \Delta v_{C3b} = \Delta v_{C2b} = \Delta v_{C3a} = (1\%) V_{C2a} \quad (29)$$

$$\Delta v_{C0} = (1\%) V_{C0} \quad (30)$$

3 实验结果

选择负载 $R_o = 1.6 \Omega$ 以及开关频率 $f_s = 30 \text{ kHz}$, 设置占空比 $D = 0.4$, 根据式 (23) 和式 (24), 计算出变换器工作在 CCM 模式时, 各电感值的选取范围为:

$$L_{1a} = L_{1b} > 608 \mu\text{H} \quad (31)$$

$$L_{2a} = L_{2b} > 30.4 \mu\text{H} \quad (32)$$

当 $\Delta V_c = 0.01 V_c$ 时, 根据式 (25) ~ 式 (27), 计算出各电容值选取范围为:

$$C_{1a} = C_{1b} > 41.11 \mu\text{F} \quad (33)$$

$$C_{2a} = C_{2b} = C_{3a} = C_{3b} > 65.78 \mu\text{F} \quad (34)$$

$$C_o = 98.68 \mu\text{F} \quad (35)$$

综上, 确定各元件参数, 如表 3 所示。

表 3 实验参数

参数	值
输入电压	$V_i = 500 \text{ V}$
占空比	$D = 0.4$
开关频率	$f_s = 30 \text{ kHz}$
电感	$L_{1a} = 7 \text{ mH}, L_{2a} = 7 \text{ mH}$ $L_{1b} = 7 \text{ mH}, L_{2b} = 7 \text{ mH}$
电容	$C_{1a} = C_{2a} = C_{3a} = C_{1b} =$ $C_{2b} = C_{3b} = C_o = 330 \mu\text{F}$
负载	$R_o = 1.6 \Omega$

为了验证理论分析的正确性, 本文搭建了样机并使用表 3 所列实验参数进行实验, 得出实验结果如图 3~图 5 所示。根据式 (6) ~ 式 (8), 计算出各电容电压以及变换器输出电压的理论值为:

$$V_{C1a} = V_{C1b} = 263.15 \text{ V} \quad (36)$$

$$V_{C3a} = V_{C2a} = V_{C3b} = V_{C2b} = 65.78 \text{ V} \quad (37)$$

$$V_o = 26.315 \text{ V} \quad (38)$$

观察图 3 可知, 实验结果与理论值一致, 验证了理论分析的正确性。

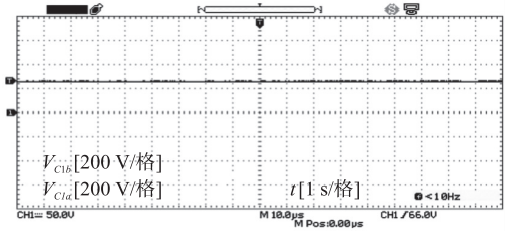
根据图 2 和式 (9), 计算出模式 1 下开关管 S_a 的电压应力 (DT_s 时间内) 和模式 3 下开关管 S_b 的电压应力 (DT_s 时间内) 为:

$$V_{S_a} = V_{S_b} = 394.74 \text{ V} \quad (39)$$

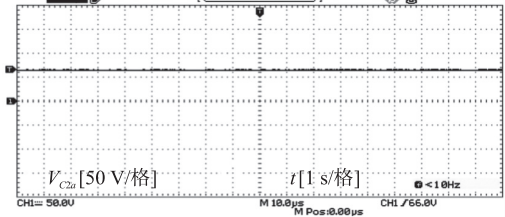
根据图 2 以及式 (10)、式 (13), 计算出模式 1 下二极管 D_{1a} 、 D_{4a} 、 D_{6a} 的电压应力 (DT_s 时间内) 和模式 3 下二极管 D_{1b} 、 D_{4b} 、 D_{6b} 的电压应力 (DT_s 时间内) 为:

$$V_{D4a} = V_{D4b} = V_{D6a} = V_{D6b} = 65.78 \text{ V} \quad (40)$$

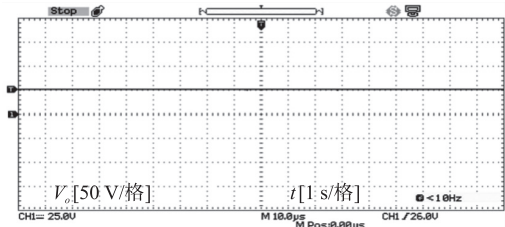
$$V_{D1a} = V_{D1b} = 263.15 \text{ V} \quad (41)$$



(a) V_{C1a} 和 V_{C1b}



(b) V_{C2a} , V_{C3a} , V_{C2b} 和 V_{C3b}



(c) V_o

图 3 电容电压和输出电压的实验结果

根据图 2 以及式 (11) ~ 式 (12), 计算出模式 2、3 下二极管 D_{2a} 、 D_{3a} 、 D_{5a} 的电压应力 ($(1-D)T_s$ 时间内) 和模式 1、2 下二极管 D_{2b} 、 D_{3b} 、 D_{5b} 的电压应力 ($(1-D)T_s$ 时间内) 为:

$$V_{D3a} = V_{D3b} = V_{D5a} = V_{D5b} = 65.78 \text{ V} \quad (42)$$

$$V_{D2a} = V_{D2b} = 263.15 \text{ V} \quad (43)$$

观察图 4 可知, 实验结果与理论值一致, 验证了理论分析的正确性。同时, 实验结果图 4 也符合图 2 所示的理论电压波形。

根据式 (21) ~ 式 (22), 计算出电感电流 i_{L1a} 、 i_{L1b} 、 i_{L2a} 和 i_{L2b} 的平均值为:

$$I_{L1a} = I_{L1b} = 2.16 \text{ A} \quad (44)$$

$$I_{L2a} = I_{L2b} = 8.65 \text{ A} \quad (45)$$

此外, 根据表二, 计算出各电感电流的理论峰值和谷值为:

$$i_{L1a-\max} = I_{h1a} = 2.34 \text{ A} \quad (46)$$

$$i_{L1a-\min} = I_{l1a} = 1.97 \text{ A} \quad (47)$$

$$i_{L2a-\max} = I_{h2a} = 9.176 \text{ A} \quad (48)$$

$$i_{L2a-\min} = I_{l2a} = 8.123 \text{ A} \quad (49)$$

$$i_{L1b-\max} = I_{h1b} = 3.475 \text{ A} \quad (50)$$

$$i_{L1b-\min} = I_{l1b} = 0.844 \text{ A} \quad (51)$$

$$i_{L2b-\max} = I_{h2b} = 11.285 \text{ A} \quad (52)$$

$$i_{L2b-\min} = I_{l2b} = 6.0185 \text{ A} \quad (53)$$

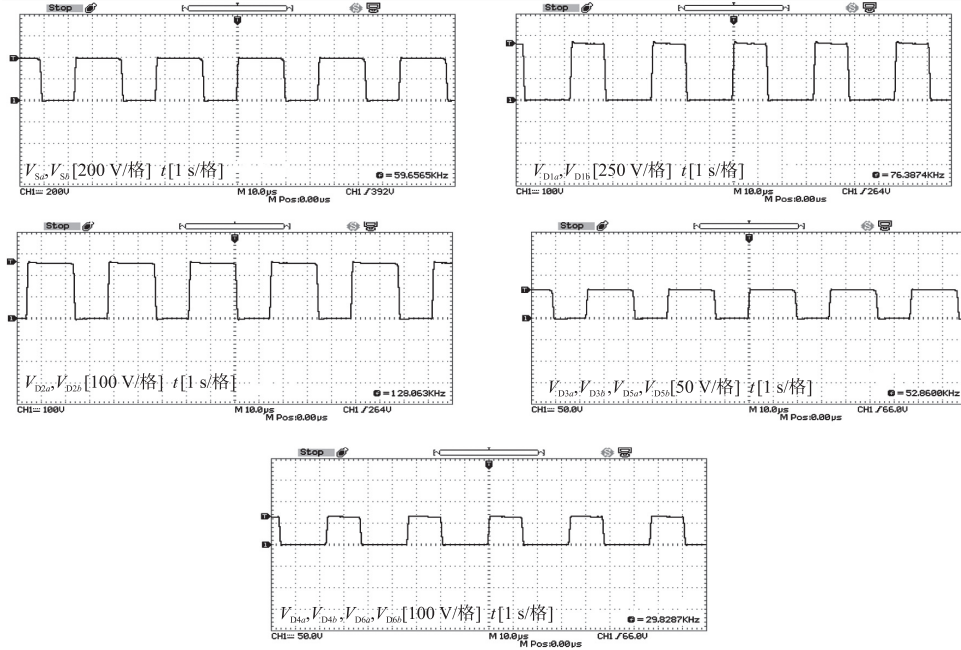
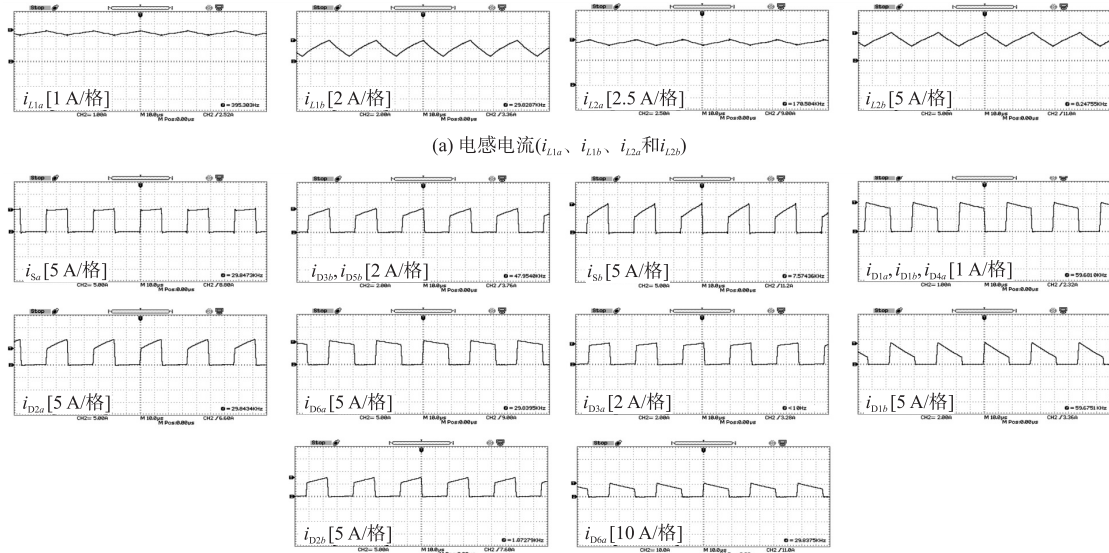


图 4 开关管和二极管电压应力的实验结果



(a) 电感电流(i_{L1a} 、 i_{L1b} 、 i_{L2a} 和 i_{L2b})
 (b) 开关管电流(i_{Sa} 和 i_{Sb})和二极管电流(i_{D1a} 、 i_{D1b} 、 i_{D2a} 、 i_{D2b} 、 i_{D3a} 、 i_{D3b} 、 i_{D5a} 、 i_{D5b} 、 i_{D6a} 、 i_{D6b})

图 5 开关管电流、二极管电流和电感电流的实验结果

观察图 5(a) 可知, 实验结果与理论值一致, 验证了理论分析的正确性。

图 5(b) 为通过开关管 S_a 、 S_b 以及各二极管的电流波形。根据图 2 和式 (14), 计算出开关管在导通期间的理论平均电流值为:

$$I_{Sa} |_{S_{a-on}} = I_{Sa} / D = 8.65 \text{ A} \quad (54)$$

$$I_{Sb} |_{S_{b-on}} = I_{Sb} / D = 8.65 \text{ A} \quad (55)$$

观察图 5(b) 可得:

$$i_{Sa} |_{S_{a-on}} = \begin{cases} \text{max}: 8.9 \text{ A} \\ \text{min}: 8.16 \text{ A} \end{cases} \quad (56)$$

$$i_{Sb} |_{S_{b-on}} = \begin{cases} \text{max}: 11.14 \text{ A} \\ \text{min}: 6.57 \text{ A} \end{cases} \quad (57)$$

进一步得出开关管 S_a 、 S_b 在导通期间的实际平均电流值分别为 8.53 A 和 8.86 A。实验结果与理论计算值一致, 验证了理论分析的正确性。

观察图 5(b), 可得各二极管导通时的实际平均电流, 为便于进行对比分析, 根据式 (15) ~ 式 (18), 可得各理论值如下:

$$i_{D1a} |_{D1a-on} = i_{D4a} |_{D4a-on} = \begin{cases} \text{max}: 2.29 \text{ A} \\ \text{min}: 1.99 \text{ A} \end{cases} \quad (58)$$

($I_{D1a} |_{D1a-on} = 2.14 \text{ A}$)

$$i_{D1b} |_{D1b-on} = i_{D4b} |_{D4b-on} = \begin{cases} \text{max}: 2.29 \text{ A} \\ \text{min}: 1.99 \text{ A} \end{cases} \quad (59)$$

($I_{D1b} |_{D1b-on} = 2.14 \text{ A}$)

$$i_{D6a} |_{D6a-on} = \begin{cases} \max: 9 \text{ A} \\ \min: 8.1 \text{ A} \\ (I_{D6a} |_{D6a-on} = 8.55 \text{ A}) \end{cases} \quad (60)$$

$$i_{D6b} |_{D6b-on} = \begin{cases} \max: 11.2 \text{ A} \\ \min: 6.54 \text{ A} \\ (I_{D6b} |_{D6b-on} = 8.87 \text{ A}) \end{cases} \quad (61)$$

$$i_{D2a} |_{D2a-on} = \begin{cases} \max: 6.66 \text{ A} \\ \min: 6.17 \text{ A} \\ (I_{D2a} |_{D2a-on} = 6.415 \text{ A}) \end{cases} \quad (62)$$

$$i_{D2b} |_{D2b-on} = \begin{cases} \max: 7.6 \text{ A} \\ \min: 5.33 \text{ A} \\ (I_{D2b} |_{D2b-on} = 6.465 \text{ A}) \end{cases} \quad (63)$$

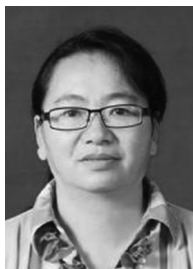
$$i_{D3a} |_{D3a-on} = i_{D5a} |_{D5a-on} = \begin{cases} \max: 3.28 \text{ A} \\ \min: 3.17 \text{ A} \\ (I_{D3a} |_{D3a-on} = 3.225 \text{ A}) \end{cases} \quad (64)$$

$$i_{D3b} |_{D3b-on} = i_{D5b} |_{D5b-on} = \begin{cases} \max: 3.78 \text{ A} \\ \min: 2.76 \text{ A} \\ (I_{D3b} |_{D3b-on} = 3.27 \text{ A}) \end{cases} \quad (65)$$

实验结果与理论计算值一致, 验证了理论分析的正确性。

4 结论

本文提出了一种可适用于多应用场合的高降压比 Buck 变换器, 并在控制方面应用了交错脉宽调制的开关模式, 除增加了变换器的带载能力外, 还大大减少了半导体器件上的电压应力; 结构上, 与传统不含变压器的 Buck 变换器相比, 摒弃大量元器件的应用, 使得本文所提变换器结构更加精简; 与传统含变压器的 Buck 变换器相比, 变压器或耦合电感的消除, 不但避免了大磁芯带来的不利影响, 同时也大大减少了变换器体积与成本。最后, 本文搭建了 430 W 的样机进行了实验, 根据实验结果显示, 该变换器拥有优异的性能, 充分证明了理论的正确性和可行性。



徐永梅 (1970—), 女, 江苏淮安人, 本科, 高级讲师, 主要研究方向: 自动化控制;

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] 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.
- [3] Marvi F, Adib E, Farzanehfard H. Efficient ZVS Synchronous Buck Converter with Extended Duty Cycle and Low-Current Ripple [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(9): 5403-5409.
- [4] Hwu K I, Jiang W Z, Wu P Y. An Expandable Two-Phase Interleaved Ultra Highstep-down Converter with Automatic Current Balance [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(12): 9223-9237.
- [5] Tan L, Zhu N, Wu B. An Integrated Inductor for Eliminating Circulating Current of Parallel Three-Level DC-DC Converter-Based EV Fast Charger [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(3): 1362-1371.
- [6] 刘昌咏, 赵晋斌, 毛玲, 等. 一种高降压比 DC-DC 变换器 [J]. 电工技术学报, 2019, 34(20): 4264-4271.
- [7] 杨玉岗, 张书淇, 苗闯, 等. 交错并联磁耦合双向直流变换器中多相耦合电感的设计准则 [J]. 电源学报, 2018, 16(3): 28-35, 53.
- [8] Amiri M, Farzanehfard H, Adib E. A Non-Isolated Ultra-High Step Down DC-DC Converter with Low Voltage Stress [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(2): 1273-1280.
- [9] 荣德生, 杨干兴, 胡举爽, 等. 具有开关电感单元的电感磁集成 Buck 变换器 [J]. 电源学报, 2018, 16(3): 23-27.
- [10] Modeer T, Nee H P. High-Voltage Apped-Inductor Buck Converter Utilizing an Autonomous High-Side Switch [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5): 2868-2878.
- [11] 皇金峰. 一种高降压比双输出 Buck 变换器的分析与设计 [J]. 电源学报, 2023, 21(4): 1-10.
- [12] 苏冰, 王玉斌, 王璠, 等. 基于耦合电感的多相交错并联双向 DC-DC 变换器及其均流控制 [J]. 电工技术学报, 2020, 35(20): 4336-4349.



王士湖 (1970—), 男, 江苏淮安人, 副教授, 硕士, 主要研究方向: 自动化仪表。