

一种非隔离改进二次型 Boost 高增益 DC-DC 变换器*

蒋 威¹, 张少如^{1,2}, 杜秀菊¹, 张 坤¹, 李妍学¹

(1. 河北师范大学, 河北 石家庄 050024;

2. 安徽大学 工业节电与电能质量控制省级协同创新中心, 安徽 合肥 230601)

摘 要: 为克服二次型 Boost 变换器升压能力受限、开关应力大等问题, 提出一种非隔离改进二次型 Boost 高增益 DC-DC 变换器。所提出的变换器具有两种拓扑结构。对两种拓扑结构的工作原理进行了分析, 从理论上推导了电路拓扑的电压增益和开关应力, 并与现有变换器进行比较。提出的变换器在提高输出增益的同时, 还能降低开关应力、提高转换效率。在 MATLAB/Simulink 中搭建仿真模型, 仿真结果验证了理论计算的正确性。搭建了样机, 通过理论推导和样机试验结果的对比分析, 验证了该变换器设计方案的可行性。

关键词: DC-DC 变换器; 二次型 Boost 变换器; 高增益

中图分类号: TM 464 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)06-0100-08

doi: 10.12177/emca.2021.020

A Non-Isolated Improved Quadratic Boost High-Gain DC-DC Converter*

JIANG Wei¹, ZHANG Shaoru^{1,2}, DU Xiuju¹, ZHANG Kun¹, LI Yanxue¹

(1. Hebei Normal University, Shijiazhuang 050024, China;

2. Industrial Energy Saving and Power Quality Control Collaborative Innovation Center, Anhui University, Hefei 230601, China)

Abstract: In order to overcome the problems of limited boost capacity and high switching stress of the quadratic boost converter, a non-isolated improved quadratic boost high-gain DC-DC converter is proposed, with two topological structures. The operation principles of the two topologies are analyzed, and the voltage gain and switching stress of the circuit topology are theoretically deduced and compared with existing converters. The proposed converter raises the output gain while reducing the switching stress and enhancing the efficiency. A simulation model is established in MATLAB/Simulink, and the simulation results verify the correctness of the theoretical calculations. Finally, an experimental prototype of the converter is built, and the feasibility of the converter design scheme is verified through the comparative analysis of theoretical deduction and experimental results.

Key words: DC-DC converter; quadratic boost converter; high gain

0 引 言

近年来, 直流电源因具有输出电流连续等优点, 被广泛应用在通信、计算机、移动设备、汽车照

明系统、光伏发电及风力发电系统等领域^[1-3]。然而, 直流电源的输出电压通常较低。例如, 氢燃料电池汽车的电池不仅输出电压低, 而且输出电压波动较大。因此, 需要在燃料电池和负载之间

收稿日期: 2021-02-09; 收到修改稿日期: 2021-03-23

* 基金项目: 河北省重点研发计划项目(18214302D, 19212101D)

作者简介: 蒋 威(1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

张少如(1971—), 女, 教授, 研究方向为电力电子与电力传动。(通信作者)

杜秀菊(1975—), 女, 副教授, 研究方向为新能源汽车。

接入高增益直流变换器来改善输出电压特性^[4]。直流变换器的原理是利用储能电感或电容的特性,通过脉宽调制(PWM)技术与提高开关频率达到提高输出增益的目的^[5]。

直流型变换器可以分为隔离型和非隔离型变换器。隔离型变换器包括正激式、反激式、全桥、半桥、推挽式变换器等^[6-9]。隔离型变换器由于引入变压器具有体积大、质量大、效率较低等缺点。相反,非隔离型变换器具有体积小、效率高等优点。非隔离型变换器包括 Boost、二次型 Boost、Buck、Buck-Boost、开关电容型、开关电感型变换器等^[10-12]。其中传统 Boost 变换器凭借其拓扑结构简单、输出增益较高的优点被广泛应用。为了获得更高的电压增益,研究者在传统 Boost 电路的基础上引入各种辅助电路^[13-14],虽然提升了输出电压,但半导体器件的应力也随之增加,降低了变换器的转换效率。在文献[15-17]中,研究者利用变换器级联技术,例如二次型 Boost 变换器,将两个 Boost 变换器的基本结构通过一个开关实现级联,并在此电路基础上进行了大量的拓展,以获得更高的电压增益和更低的开关应力。本文在二次型 Boost 变换器的基础上提出了非隔离改进二次型 Boost 高增益 DC-DC 变换器。提出的变换器具有两种拓扑结构,在相同的输出情况下,比二次型 Boost 变换器具有更低的开关管电压应力和电流应力。

1 拓扑结构和工作原理

1.1 二次型 Boost 变换器

二次型 Boost 变换器由电感 L_1 、 L_2 , 电容 C_0 、 C_1 , 二极管 VD0、VD1、VD2 构成,利用一个开关管将两个 Boost 变换器级联,其电压增益为传统 Boost 变换器的二次方。图 1 所示为二次型 Boost 变换器拓扑结构。

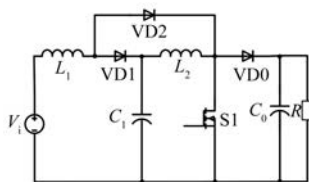


图 1 二次型 Boost 变换器拓扑结构

1.2 非隔离改进二次型 Boost 变换器拓扑结构

非隔离改进二次型 Boost 变换器在二次型

Boost 变换器拓扑结构的基础上,增加了电容 C_2 、 C_3 , 二极管 VD3、VD4。提出的变换器具有两种拓扑结构,如图 2 和图 3 所示,本文称作 Type-1 和 Type-2 变换器拓扑结构。

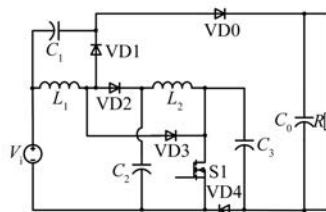


图 2 Type-1 变换器拓扑结构

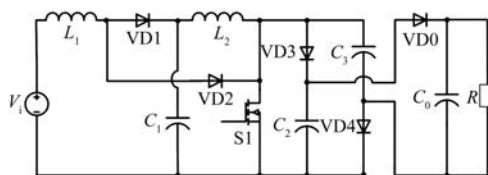


图 3 Type-2 变换器拓扑结构

1.3 工作原理

为简化分析,假设流过电感 L_1 、 L_2 的电流连续,非隔离改进二次型 Boost 高增益 DC-DC 变换器的主要波形如图 4 所示。图 4 中,从上向下依次是: PWM 开关驱动信号,开关管两端的电压,流过电感 L_1 、 L_2 的电流,电容电压 V_{C_1} 、 V_{C_2} 、 V_{C_3} , 流过二极管 VD0 的电流及其两端电压应力。

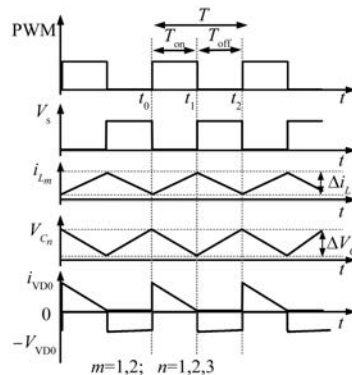


图 4 变换器的主要波形

1.3.1 Type-1 变换器模式分析

Type-1 变换器工作在连续模式时有两种模式,如图 5 所示。

工作模式 1 ($t_0 \sim t_1$): 如图 5(a) 所示,开关管 S1, 二极管 VD0、VD3 导通; 二极管 VD1、VD2、

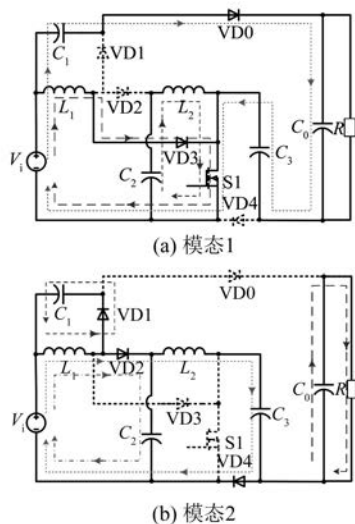


图5 Type-1 变换器工作模式

VD4 反向截止。输入电压 V_i 给电感 L_1 充电;电容 C_2 通过 S1 为电感 L_2 充电,同时 V_i 串联电容 C_1 、 C_3 向负载供电。在此工作模式,有:

$$\begin{cases} -V_i + V_{L_1} = 0 \\ -V_{C_2} + V_{L_2} = 0 \\ -V_i - V_{C_1} + V_{C_0} - V_{C_3} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

工作模式 2 ($t_1 \sim t_2$): 如图 5(b) 所示,开关管 S1 和二极管 VD0、VD3 关断,VD1、VD2、VD4 正向导通。 V_i 串联电感 L_1 通过二极管 VD2 给 C_2 充电;电感 L_1 给 C_1 充电; V_i 串联电感 L_1 、 L_2 通过 VD4 给 C_2 充电;电容 C_0 对负载放电。此模式下有:

$$\begin{cases} -V_i + V_{L_1} + V_{C_2} = 0 \\ V_{C_1} + V_{L_1} = 0 \\ -V_i - V_{C_1} + V_{L_2} + V_{C_3} = 0 \\ V_{C_0} - V_0 = 0 \end{cases} \quad (2)$$

式中: V_0 为负载电压。

1.3.2 Type-2 变换器模式分析

Type-2 变换器工作在连续模式有两种模式,如图 6 所示。

工作模式 1 ($t_0 \sim t_1$): 如图 6(a) 所示,开关管 S1,二极管 VD0、VD2 导通;二极管 VD1、VD3、VD4 反向截止。输入电压 V_i 给电感 L_1 充电;电容 C_1 通过 S1 为电感 L_2 充电,电容 C_2 、 C_3 串联向负载放电。在此工作模式,有:

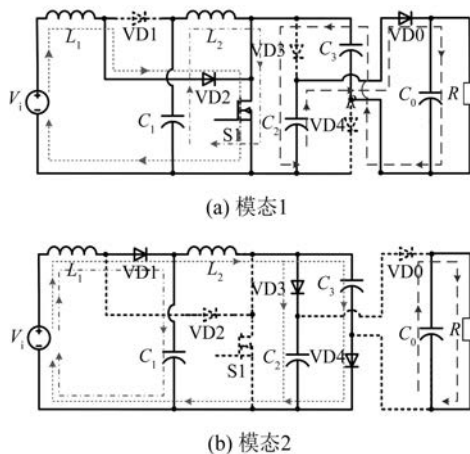


图6 Type-2 变换器工作模式

$$\begin{cases} -V_i + V_{L_1} = 0 \\ -V_{C_1} + V_{L_2} = 0 \\ -V_{C_2} + V_{C_0} - V_{C_3} = 0 \end{cases} \quad (3)$$

工作模式 2 ($t_1 \sim t_2$): 如图 6(b) 所示,开关管 S1 和二极管 VD0、VD2 关断,VD1、VD3、VD4 正向导通。 V_i 串联电感 L_1 通过二极管 VD1 给 C_1 充电; V_i 串联电感 L_1 、 L_2 给 VC2、VC3 充电;电容 C_0 对负载放电。此模式下有:

$$\begin{cases} -V_i + V_{L_1} + V_{C_1} = 0 \\ -V_{C_1} + V_{L_2} + V_{C_2} = 0 \\ -V_{C_1} + V_{L_2} + V_{C_3} = 0 \\ -V_i + V_{L_1} + V_{L_2} + V_{C_2} = 0 \end{cases} \quad (4)$$

2 性能分析

2.1 Type-1 变换器性能分析

2.1.1 Type-1 变换器电压增益

根据变换器的模式分析及电感伏-秒平衡原理,考虑 Type-1 变换器在稳态下,针对 L_1 、 L_2 列出各个物理量之间的关系:

$$\begin{cases} D \cdot V_i + (1 - D)(V_i - V_{C_2}) = 0 \\ D \cdot V_i - (1 - D) \cdot V_{C_1} = 0 \\ D \cdot V_{C_2} + (1 - D)(V_i + V_{C_1} - V_{C_3}) = 0 \end{cases} \quad (5)$$

式中: D 为 PWM 占空比。

化简式(5),可得电容电压 V_{C_1} 、 V_{C_2} 、 V_{C_3} 分别为

$$\begin{cases} V_{C_1} = \frac{D}{1-D}V_i \\ V_{C_2} = \frac{1}{1-D}V_i \\ V_{C_3} = \frac{1}{(1-D)^2}V_i \end{cases} \quad (6)$$

进而得到 Type-1 变换器的电压增益为

$$G = \frac{V_0}{V_i} = \frac{2-D}{(1-D)^2} \quad (7)$$

2.1.2 Type-1 开关管电压应力

分析变换器的工作原理,当开关管 S1 关断时, S1 两端的电压应力为

$$V_{S1} = V_{C_3} = \frac{1}{(1-D)^2}V_i \quad (8)$$

2.1.3 元器件电流应力

根据电容的安-秒平衡原理,在单个周期内,流过电容的电流等于 0。对电容 C_1, C_2, C_3, C_0 利用基尔霍夫定律有:

$$\begin{cases} \int_0^{DT} (i_{L_1-on} - i_{in-on}) dt + \int_{DT}^T (i_{L_1-off} - i_{in-off}) dt = 0 \\ \int_0^{DT} (-i_{L_2-on}) dt + \int_{DT}^T (i_{in-off} - i_{L_2-on}) dt = 0 \\ \int_0^{DT} (i_{L_1-on} - i_{in-on}) dt + \int_{DT}^T i_{L_2-off} dt = 0 \\ \int_0^{DT} (i_{in-on} - i_{L_1-on} - I_0) dt + \int_{DT}^T (-I_0) dt = 0 \end{cases} \quad (9)$$

式中: $i_{L_1-on}, i_{L_1-off}, i_{in-on}$ 和 i_{in-off} 分别是开关闭合和关断时的电感电流和输入电流。

假设电感值足够大,电感电流连续;流过电感的平均电流可以用下式表示:

$$I_L = \frac{1}{DT} \int_0^{DT} i_{L_1-on} dt = \frac{1}{(1-D)T} \int_{DT}^T i_{L_1-off} dt \quad (10)$$

根据式(9)、式(10)可得到

$$\begin{cases} I_{L_1} = \frac{2-D}{(1-D)^2}I_0 \\ I_{L_2} = \frac{1}{1-D}I_0 \end{cases} \quad (11)$$

式中: I_{L_1}, I_{L_2} 分别为流过电感 L_1, L_2 的平均电流。

当开关闭合时,流过开关管 S1 的电流为

$$i_{S1} = \frac{1+D-D^2}{D(1-D)^2}I_0 \quad (12)$$

进而可以得到流过开关管 S1 的平均电流为

$$I_{S1} = \frac{1+D-D^2}{2-D}I_{in} \quad (13)$$

2.2 Type-2 变换器性能分析

2.2.1 Type-2 变换器电压增益

根据图 4、图 6 及电感的伏-秒平衡原理,考虑 Type-2 变换器在稳态下,针对 L_1, L_2 列出各个物理量之间的关系:

$$\begin{cases} D \cdot V_i + (1-D)(V_i - V_{C_1}) = 0 \\ D \cdot V_{C_1} + (1-D)(V_{C_1} - V_{C_2}) = 0 \\ D \cdot V_{C_1} + (1+D)(V_{C_1} - V_{C_3}) = 0 \end{cases} \quad (14)$$

化简式(14),可得电容电压 $V_{C_1}, V_{C_2}, V_{C_3}$ 分别为

$$\begin{cases} V_{C_1} = \frac{1}{1-D}V_i \\ V_{C_2} = \frac{1}{(1-D)^2}V_i \\ V_{C_3} = \frac{1}{(1-D)^2}V_i \end{cases} \quad (15)$$

进而可以得到 Type-2 变换器的电压增益:

$$G = \frac{V_0}{V_i} = \frac{2}{(1-D)^2} \quad (16)$$

2.2.2 Type-2 变换器元器件电压应力

根据变换器的模态分析可知,开关管 S1 关断时, S1 两端的电压应力为

$$V_{S1} = \frac{1}{(1-D)^2}V_i \quad (17)$$

二极管两端的电压应力为

$$V_{VD1} = V_{C_1} = \frac{1}{1-D}V_i \quad (18)$$

$$V_{VD3} = V_{VD4} = \frac{1}{(1-D)^2}V_i \quad (19)$$

当开关管断开时,二极管两端的电压应力为

$$V_{VD2} = \frac{D}{(1-D)^2}V_i \quad (20)$$

$$V_{VD0} = \frac{1}{(1-D)^2}V_i \quad (21)$$

2.2.3 Type-2 元器件电流应力

根据电容的伏-秒平衡原理,在单个周期内,流过电容的电流等于 0。对电容 C_1, C_2, C_3, C_0 利用基尔霍夫定律有:

$$\begin{cases} \int_0^{DT} (-i_{L2-on}) dt + \int_{DT}^T (i_{L1-off} - i_{L2-off}) dt = 0 \\ \int_0^{DT} (-I_0) dt + \int_{DT}^T \left(\frac{1}{2} \cdot i_{L2-off} - I_0 \right) dt = 0 \end{cases} \quad (22)$$

由此可得单个周期内流过电感的平均电流:

$$\begin{cases} I_{L1} = \frac{2}{(1-D)^2} I_0 \\ I_{L2} = \frac{2}{1-D} I_0 \end{cases} \quad (23)$$

当开关管闭合时, 流过开关管 S1 和二极管理 VD0、VD2 的电流分别为

$$\begin{cases} i_{S1} = \frac{1+2D-D^2}{D(1-D)^2} I_0 \\ i_{VD2} = \frac{2}{(1-D)^2} I_0 \\ i_{VD0} = \frac{1}{D} I_0 \end{cases} \quad (24)$$

当开关管断开时, 流过二极管 VD1、VD3、VD4 的电流分别为

$$\begin{cases} i_{VD1} = \frac{2}{(1-D)^2} I_0 \\ i_{VD3} = i_{VD4} = \frac{1}{1-D} I_0 \end{cases} \quad (25)$$

单个周期内流过二极管和开关管的平均电流分别为

$$\begin{cases} I_{VD1} = \frac{2}{1-D} I_0 \\ I_{VD2} = \frac{2D}{(1-D)^2} I_0 \\ I_{VD3} = I_{VD4} = I_{VD0} = I_0 \end{cases} \quad (26)$$

$$I_{S1} = \frac{1+2D-D^2}{(1-D)^2} I_0 \quad (27)$$

2.3 Type-2 变换器参数设计

当开关管闭合时, 电感 L_1 、 L_2 满足微分方程

$$L = \frac{v_L dt}{di_L} \quad (28)$$

式中: di_L 是开关管闭合时流过电感的电流纹波。

较大的电流纹波会在开关管和二极管中产生较大的电流应力。因此, 流过电感的纹波必须限制在一定范围内。给定纹波系数 x_L , di_L 可以表达为

$$di_L = \frac{v_L dt}{L} = x_L I_L \quad (29)$$

根据图 6 和式 (29), 有:

$$\begin{cases} L_1 = \frac{DT \cdot V_i}{x_{L1} I_{L1}} \\ L_2 = \frac{DT \cdot VC_1}{x_{L2} I_{L2}} \end{cases} \quad (30)$$

将式 (15)、式 (23) 代入式 (30), 电感 L_1 、 L_2 满足

$$\begin{cases} L_{1min} \geq \frac{D(1-D)^4 R_L}{4x_{L1} f_s} \\ L_{2min} \geq \frac{D(1-D)^2 R_L}{4x_{L2} f_s} \end{cases} \quad (31)$$

式中: f_s 为开关管的开关频率。

根据以上分析可知, 电容在电路中具有蓄能、滤波等功能。通过周期性的充放电, 后级电路获得较高的电压增益。电容 C_2 、 C_3 在开关管闭合和断开时会产生一定的电压纹波 Δv_c , 为了使输出电压更平滑, 引入纹波系数 x_c , 此时 $dv_c = x_c V_c$ 。电容满足微分方程

$$C = \frac{I_{C-on} dt}{dv_c} \quad (32)$$

在单个开关周期, 流过电容 C_1 、 C_2 、 C_3 的电流分别为

$$\begin{cases} I_{C1-on} = I_{L2} \\ I_{C2-off} = I_{C3-off} = \frac{1}{2} I_{L2} \end{cases} \quad (33)$$

根据模态分析可知, 将式 (33) 代入式 (32), 有:

$$\begin{cases} C_1 = \frac{2DI_0}{V_i x_c f_s} \\ C_2 = C_3 = \frac{(1-D)^2 I_0}{V_i x_c f_s} \end{cases} \quad (34)$$

当开关管断开时, 二极管 VD0 反向截止, 因此流过电容 C_0 的电流等于输出电流 I_0 , 电容满足微分方程

$$C_0 = \frac{I_0 dt}{x_c V_0} \quad (35)$$

其中: $dt = (1-D)T$ 。

将式 (16) 代入式 (35), 有:

$$C_0 = \frac{(1-D)^2 I_0}{V_i x_c f_s} \quad (36)$$

2.4 Type-2 变换器效率计算

下面详细计算开关管、二极管、电感和电容的

功率损耗,并推导出 Type-2 变换器的效率。

开关管损耗包括开关管开关时的损耗(开关损耗)和开关管导通时的损耗(导通损耗)两部分:

$$P_s = P_{sw} + P_{rs} = P_{sw} + r_s I_{s(rms)}^2 \quad (37)$$

式中: P_s 、 P_{sw} 、 P_{rs} 分别为开关管损耗、开关损耗和导通损耗; r_s 为开关管的内阻; $I_{s(rms)}$ 为单个开关周期内流过开关管的有效电流。

开关损耗为

$$P_{sw} = \frac{1}{2} V_s i_{s_on}(t_r + t_f) \cdot f_s = \frac{(1 + 2D - D^2)(t_r + t_f)f_s V_i}{2D(1 - D)^4} \frac{P_0}{V_0} \quad (38)$$

式中: t_r 和 t_f 分别是开关管的导通和关断时的延迟时间; P_0 为变换器的输出功率。

$$I_{s(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{DT} (i_{s_on})^2 dt + \int_{DT}^T (i_{s_off})^2 dt \right)} = \frac{1 + 2D - D^2}{\sqrt{D}(1 - D)^2} I_0 \quad (39)$$

因此,开关管的导通损耗为

$$P_{rs} = r_s \cdot I_{s(rms)}^2 = \frac{(1 + 2D - D^2)^2}{D(1 - D)^4} \frac{P_0}{R_L} r_s \quad (40)$$

二极管的损耗 P_{VF} 由导通损耗构成:

$$P_{VF} = V_F \sum_{i=0}^4 I_{VDi} = \frac{2 + 3(1 - D)^2}{(1 - D)^2} \frac{P_0}{V_0} V_F \quad (41)$$

式中: V_F 为二极管的正向压降; I_{VDi} 为流过二极管的平均电流。

流过电感 L_1 、 L_2 的有效电流分别为

$$\begin{cases} I_{L_1(rms)} = \frac{2}{(1 - D)^2} I_0 \\ I_{L_2(rms)} = \frac{2}{1 - D} I_0 \end{cases} \quad (42)$$

则电感的导通损耗为

$$P_{rL} = r_{L_1} I_{L_1(rms)}^2 + r_{L_2} I_{L_2(rms)}^2 \quad (43)$$

式中: r_{L_1} 和 r_{L_2} 分别是电感 L_1 、 L_2 的内阻。

电容的导通损耗为

$$P_{rC} = \sum_{k=0}^3 r_{C_k} \cdot I_{C_k(rms)}^2 \quad (44)$$

式中: r_{C_k} 和 $I_{C_k(rms)}$ 分别是电容的内阻和流过电容的有效电流。

流过电容的有效电流为

$$\begin{cases} I_{C_1(rms)} = \sqrt{\frac{4D}{(1 - D)^3}} I_0^2 \\ I_{C_2(rms)} = I_{C_3(rms)} = \sqrt{\frac{1}{D(1 - D)}} I_0^2 \\ I_{C_0(rms)} = \sqrt{\frac{1 - D}{D}} I_0^2 \end{cases} \quad (45)$$

因此,电容 C_1 、 C_2 、 C_3 和 C_0 的导通损耗为

$$P_{rC} = r_{C_1} I_{C_1(rms)}^2 + r_{C_2} I_{C_2(rms)}^2 + r_{C_3} I_{C_3(rms)}^2 + r_{C_0} I_{C_0(rms)}^2 \quad (46)$$

基于式(37)~式(46)可计算出变换器的总功率损耗:

$$P_{losses} = P_{sw} + P_{rs} + P_{VF} + P_{rL} + P_{rC} \quad (47)$$

由此得到 Type-2 变换器的效率:

$$\eta = \frac{P_0}{P_{in}} = \frac{P_0}{P_0 + P_{losses}} = \frac{1}{1 + P_{losses}/P_0} \quad (48)$$

2.5 对比分析

选用 Boost、二次型 Boost 变换器与非隔离改进二次型 Boost 高增益 DC-DC 变换器进行对比分析。三种变换器的性能比较如表 1 所示。

表 1 三种不同变换器的性能比较

参数类型	Boost	二次型 Boost 变换器	Type-1	Type-2
电压增益	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1}{(1-D)^2}$	$\frac{2-D}{(1-D)^2}$	$\frac{2}{(1-D)^2}$
开关管的电压应力	$\frac{1}{1-D} V_i$	$\frac{1}{(1-D)^2} V_i$	$\frac{1}{(1-D)^2} V_i$	$\frac{1}{(1-D)^2} V_i$
开关管的电流应力	$D I_{in}$	$D(2-D) I_{in}$	$\frac{1+D-D^2}{2-D} I_{in}$	$\frac{1+2D-D^2}{(1-D)^2} I_{in}$

根据表 1 绘制 Boost、二次型 Boost 变换器和非隔离改进二次型 Boost 高增益 DC-DC 变换器 (Type-1、2) 电压增益随占空比变化的增益曲线,如图 7 所示。

由图 7 可以看出,所提出的非隔离改进二次型 Boost 高增益 DC-DC 变换器在相同的占空比下,电压增益明显高于传统 Boost 和二次型 Boost 变换器。

同理,根据表 1 绘制 Boost、二次型 Boost 变换器和非隔离改进二次型 Boost 高增益 DC-DC 变换器 (Type-1、2) 开关管电压应力随电压增益变化的曲线,如图 8 所示。由图 8 可以看出,当电压增益

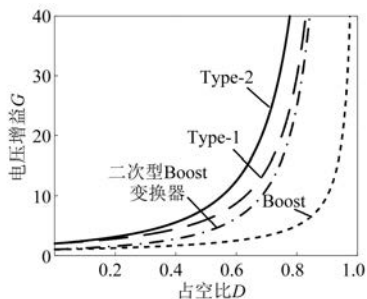


图7 电压增益曲线

相同时,提出的非隔离改进二次型 Boost 变换器开关管所承受的电压应力要明显低于传统 Boost 和二次型 Boost 变换器,并且 Type-2 变换器开关管应力低于 Type-1 变换器。

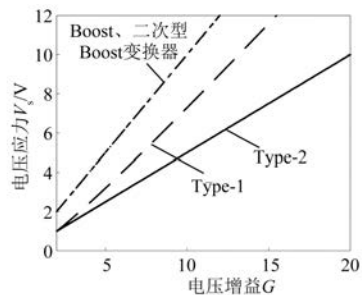


图8 电压应力曲线

由以上分析可知,相同的占空比时 Type-2 变换器相比于传统 Boost、二次型 Boost 变换器及 Type-1 在提高电压增益的同时,降低了开关管的电压应力,能以更小的占空比实现相同的电压输出。

3 仿真与试验

为验证非隔离改进二次型 Boost 高增益 DC-DC 变换器理论分析和拓扑结构的正确性,在 MATLAB 中搭建变换器仿真模型,并制作了一台 Type-2 变换器的原理样机。Type-2 变换器样机元器件参数如下:直流输入电压 $V_{in} = 10\text{ V}$, $L_1 = 220\text{ }\mu\text{H}$ ($20\text{ m}\Omega$), $L_2 = 1\text{ mH}$ ($0.15\text{ }\Omega$), $C_1 = 22\text{ }\mu\text{F}$ ($20\text{ m}\Omega$), $C_2 = C_3 = 4.7\text{ }\mu\text{F}$ ($20\text{ m}\Omega$), $C_0 = 100\text{ }\mu\text{F}$ ($20\text{ m}\Omega$), S1 为 MOSFET ($r_s = 12\text{ m}\Omega$, $t_r = 31\text{ ns}$, $t_f = 21\text{ ns}$), 二极管 VD0 ~ VD4 正向压降 $V_F = 0.7\text{ V}$, $R = 100\text{ }\Omega$, $D = 0.6$, 开关频率 $f = 50\text{ kHz}$ 。

3.1 MATLAB 仿真结果

考虑到各元器件的内阻,在 MATLAB 中的仿

真结果如图 9、图 10 所示。

由图 9、图 10 可以看出,输入 $V_{in} = 10\text{ V}$, 占空比 $D = 0.6$ 时,开关管 S1 的电压应力为 60 V ,输出电压为 103 V 。

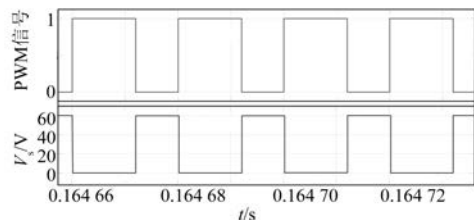


图9 开关管的 PWM 驱动信号及电压应力(仿真)

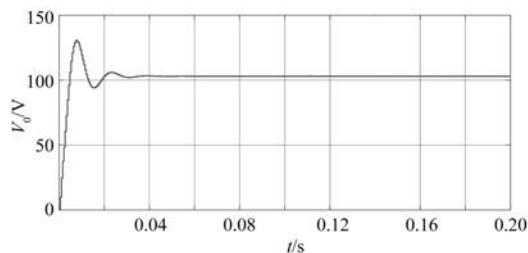


图10 变换器的输出电压(仿真)

3.2 试验结果

试验结果如图 11~图 13 所示。由图 11~图 13 可以看出,当输入 $V_{in} = 10\text{ V}$, $D = 0.6$ 时,输出电压为 103 V ,开关管 S1 的电压应力为 59 V ,与仿真结果基本一致。

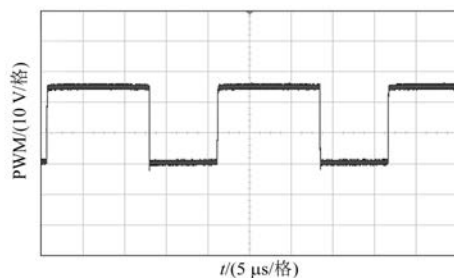


图11 开关管的 PWM 驱动信号(试验)

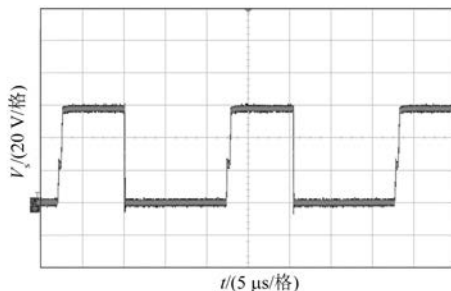


图12 开关管承受的电压应力(试验)

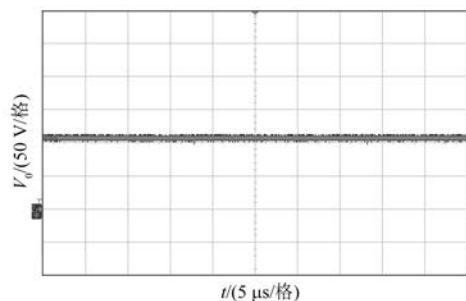
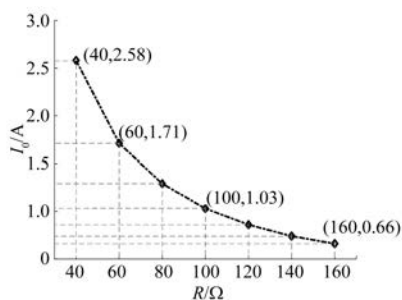


图 13 变换器的输出电压(试验)

由于各元器件的导通损耗,实际输出电压要略低于理论值(125 V)。

当输入电压恒定 $V_{in} = 10$ V, 改变变换器的负载电阻, Type-2 变换器的 I_o - R 曲线如图 14 所示。

图 14 变换器的 I_o - R 曲线

由图 14 可以看出,当输入电压一定时,变换器的输出电压比较稳定,不会随着负载电阻的变化而改变。

当 $V_{in} = 10$ V, $R = 100$ Ω 时, Type-2 变换器和二次型 Boost 变换器转换效率随占空比变化的曲线如图 15 所示。

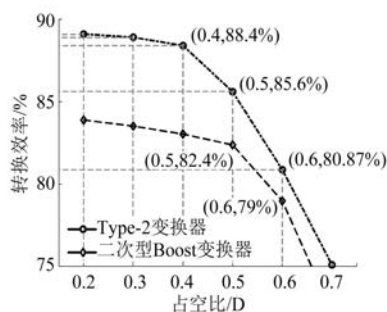


图 15 变换器的效率曲线

由图 15 可以看出,在相同输入条件下, Type-2 变换器的转换效率明显高于二次型 Boost 变

器,并且两种变换器的转换效率都随占空比的增大而减小,原因是随着占空比的增加,各元器件上的导通损耗也增加,其中二极管的导通损耗占较大比重。

4 结 语

为了实现更高的增益和更低的开关应力,对二次型 Boost 变换器进行分析研究,提出非隔离改进二次型 Boost 高增益 DC-DC 变换器,得到该变换器两种拓扑结构。对提出的变换器工作在连续模式下进行分析,推导出两种拓扑结构的电压增益、开关应力、二极管所承受的电压应力和电流应力,对比发现 Type-2 变换器的性能要优于 Type-1 变换器。最后,通过仿真和试验验证了理论分析的正确性,并证实了 Type-2 变换器具有高增益、低应力的特点。

【参考文献】

- [1] SALVADOR M A, LAZZARIN T B, COELHO R F. High step-up DC-DC converter with active switched-inductor and passive switched-capacitor networks[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(7): 5644.
- [2] 徐瑞东,闫超前,徐善玉,等. 一种新型单开关直流高增益变换器[J]. 电力电子技术, 2017, 51(11): 13.
- [3] 张玮麟,梁继业. 一种新型高效电动汽车双向 DC-DC 变换器[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(11): 109.
- [4] 徐良材,皇甫宜耿,李钱,等. 基于微分平坦理论的燃料电池用高增益 DC-DC 变换器鲁棒控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(21): 6828.
- [5] AJAMI A, ARDI H, FARAKHOR A. A novel high step-up DC/DC converter based on integrating coupled inductor and switched-capacitor techniques for renewable energy applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(8): 4255.
- [6] DO H L. ZVS full-bridge based DC-DC converter with linear voltage gain according to duty cycle[J]. Journal of Electrical Engineering, 2013, 64(5): 331.
- [7] 杨骏,陈朋. 小功率正激开关电源的工作原理和 design 方法[J]. 智能机器人, 2019(2): 42.

(下转第 113 页)