

一种非隔离型交错高增益 Boost 变换器^{*}

管 春, 娄哲理, 龙江航, 王俊杰
(重庆邮电大学 光电工程学院, 重庆 400065)

摘 要: 提出了一种高增益 Boost 变换器电路拓扑, 与传统 Boost 变换器相比, 电路工作在占空比 $D > 0.5$ 时实现了 3 倍的电压增益, 均衡了有源开关管电压应力, 并使其降低至输出电压的 $1/3$ 。首先推演了构造两路复合支路高增益三端网络的变换器拓扑; 然后分析电路全周期工作原理及电路特性; 最后通过搭建 1 台 140 W 的试验样机验证了理论的正确性。

关键词: Boost 变换器; 高增益; 交错控制; 电压应力

中图分类号: TM 46 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)07-0105-06

A Non-Isolated Interleaved High Gain Boost Converter^{*}

GUAN Chun, LOU Zheli, LONG Jianghang, WANG Junjie

(College of Optoelectronic Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications,
Chongqing 400065, China)

Abstract: A high gain boost converter circuit topology was proposed. When the circuit operated at duty cycle $D > 0.5$, the voltage gain was three times that of conventional boost converter. The voltage stress of active switch was equalized and reduced to $1/3$ of the output voltage. The converter topology of two-channel compound branch of high gain three-terminal network was deduced. The principle and characteristics of the circuit were analyzed. Finally, a 140 W experimental prototype was built to verify the correctness of the theoretical study.

Key words: boost converter; high gain; interleaving control; voltage stress

0 引 言

随着环境污染、一次能源危机加剧等问题, 风力、光伏、燃料电池等新能源发电技术得到快速发展, 清洁能源所占的比重也在逐渐上升。许多国家已经做出大规模开发利用太阳能发电、风力发电的决策和规划。一个以新能源发电为标志的电力系统新时代正在到来^[1-6]。

通过光伏、风力以及燃料电池等发电方式输出的电压均比较低, 例如光伏电池模块的输出电压一般为 33~43 V。交流电网如 AC220 V 等级, 并网逆变器输入电压等级 DC380 V 或者 DC760 V。升压变换器的输入输出电压相差数十倍, 传统 Boost 变换器已经不能胜任^[7]。

对于基本 Boost 变换器, 电压增益受工作占空比影响。理论上当占空比 D 接近 1 时, 电压增益趋于无穷, 实际在工程应用中存在以下问题: (1) 开关管和二极管电压应力大; (2) 开关损耗和二极管反向恢复损耗大, 导致变换效率低; (3) dv/dt 大, 导致电磁干扰 (EMI) 严重; (4) 抗干扰性能降低, 系统动态稳定性下降。因此, 基本 Boost 变换器一般应用在电压增益小于 6 的场合^[8-9]。如何通过电路拓扑实现较高电压增益的功率变换, 成为可再生能源并网技术需要解决的问题。

一些高增益的变换器拓扑已经被提出。文献 [10] 提出通过电路级联的方式来实现高升压, 但整体电路及控制方式复杂, 稳定性难以确保。文

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目 (61671091, 61604028)

作者简介: 管 春 (1976—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子技术及其在电力系统中的应用、电能质量检测与分析技术。

娄哲理 (1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为 DC-DC 功率变换技术。

献[11-13]采用耦合电感的方式,但漏感等因素制约了整机效率,并使开关电压应力增加,EMI问题突出。文献[14-16]采用有源钳位的方式,解决了漏感能量回收和降低开关电压应力的问题,但引入了额外损耗,使电路复杂,成本增加。

本文从 Boost 变换器有源开关三端网络进行分析,推演出一种由复合有源开关三端网络组成的高增益 Boost 变换器。对电路工作原理的分析表明,该变换器拓扑具有高电压增益、低开关电压应力等特点。最后通过搭建样机进行了试验研究。

1 拓扑推演

基本 DC-DC 电路拓扑中含有由有源开关 S、二极管 VD、电感 L 组成的三端网络。通过将三端网络旋转得到不同的开关电路。

当三端网络工作于电感电流连续模式 (CCM) 的情况下。电压增益为

$$M = \frac{u_o}{u_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (1)$$

在 Boost 电路的三端网络中通过串入适当极性的电压源 U_c , 可得一组高增益的三端网络, 如图 1 所示。

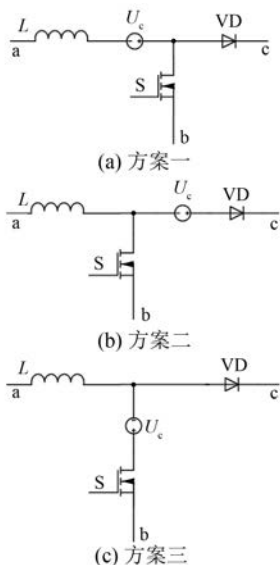


图 1 Boost 型高增益三端网络

当所得三端网络的 Boost 电路工作于电感 CCM 模式时,电压增益分别为

$$M_a = \frac{1}{1-D} + \frac{u_c}{u_{in}(1-D)} \quad (2)$$

$$M_b = \frac{1}{1-D} + \frac{u_c}{u_{in}} \quad (3)$$

$$M_c = \frac{1}{1-D} + \frac{u_c D}{u_{in}(1-D)} \quad (4)$$

当 U_o 一定时,在上述 3 种三端网络中,与基本 Boost 变换器相比,第二种方案既能降低开关器件的电压应力,又能提高电压增益。

假定电压源 U_c 、输入电压 U_{in} 、开关占空比 D 相同:当 $D < 0.5$ 时,各增益的大小次序为 $M_a > M_b > M_c$;当 $D > 0.5$ 时,各增益的大小次序为 $M_a > M_c > M_b$ 。

当电容值较大时,与平均电压相比,电压纹波较小,因此可以近似于电压源的具体实现。由于二极管的单向导电性,导致电容将一直处于放电状态,因此需要额外增加电容充电支路,如图 2 所示。

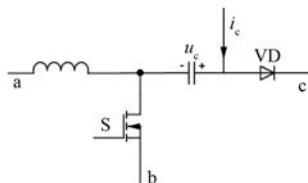


图 2 增加电容充电支路的高增益三端网络

通过将两路基本 Boost 复合,并互相为电容提供充电支路,形成一种增强型高增益 Boost 变换器,如图 3 所示。

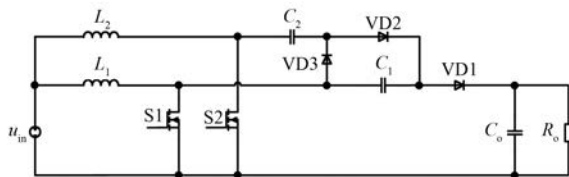


图 3 增强型高增益 Boost 变换器

2 工作原理

在分析电路工作原理之前作如下假定:(1)电感电流 i_1 、 i_2 连续;(2)电容 C_1 、 C_2 、 C_o 较大,电压值恒定;(3)所有元件均视为理想器件,不考虑寄生参数等影响。有源开关 S1、S2 采用交错控制的方式,触发相位间隔 180° 。电路在占空比 $D < 0.5$ 时和 $D > 0.5$ 时,工作情况略有差别。

2.1 $D < 0.5$ 工作情况

表 1 所示为变换器工作在 $D < 0.5$ 情况下所有

开关管在全周期各个时间区间内的动作状态。

表 1 $D<0.5$ 开关模式表

区间	S1	S2	VD1	VD2	VD3
1	ON	OFF	OFF	ON	OFF
2	OFF	ON	ON	OFF	ON
3	OFF	OFF	ON	ON	OFF

图 4 为在全周期内变换器工作在 $D<0.5$ 情况下的 3 个工作模式。

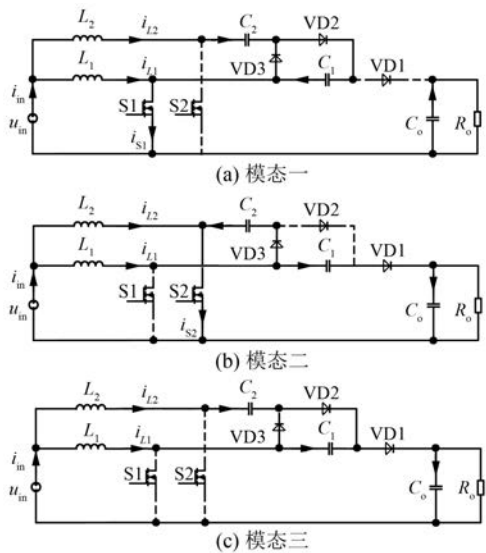


图 4 $D<0.5$ 各模式电路工作情况

具体分析如下。

模式一: S1 导通, 电感 L_1 电压等于输入电压 U_{in} , 电感电流 i_{L1} 呈线性上升。S2 断开, 电容 C_2 放电, 电容 C_1 充电。二极管 VD1 断开, 输出电容 C_o 对负载放电。

模式二: S2 导通, 电感 L_2 电压等于输入电压 U_{in} , 电感电流 i_{L2} 呈线性上升。S1 关断, 电容 C_2 经二极管 VD3 充电。二极管 VD2 断开, VD1 导通。

模式三: S1 和 S2 均断开, 此时二极管 VD3 也断开。电容 C_1 和 C_2 通过二极管 VD1、VD2 对负载放电。

2.2 $D>0.5$ 工作情况

表 2 所示为变换器工作在 $D>0.5$ 情况下所有开关管在全周期各个时间区间内的动作状态。

图 5 为在全周期内变换器工作在 $D>0.5$ 情况下的 3 个工作模式。

表 2 $D>0.5$ 开关模式表

区间	S1	S2	VD1	VD2	VD3
1	ON	OFF	OFF	ON	OFF
2	OFF	ON	ON	OFF	ON
3	ON	ON	OFF	OFF	OFF

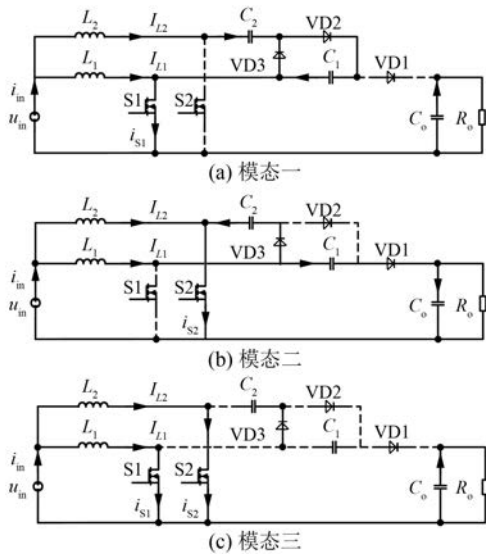


图 5 $D>0.5$ 各模式电路工作情况

具体分析如下。

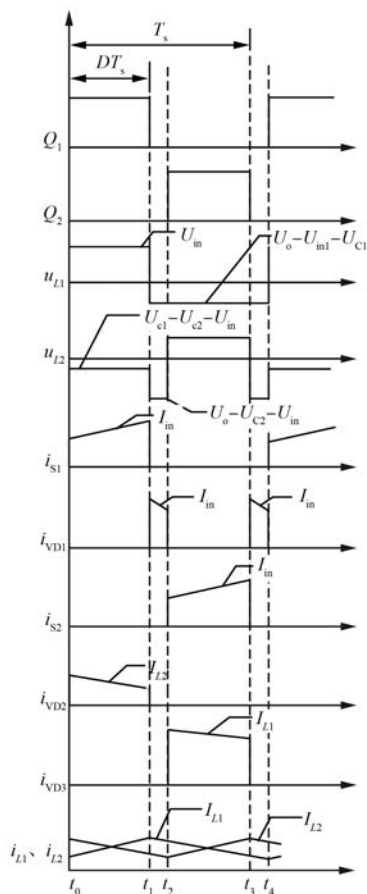
模式一: S1 导通, 电感 L_1 电压等于输入电压 U_{in} , 电感电流 i_{L1} 呈线性上升。S2 断开, 电容 C_2 放电, 电容 C_1 充电。二极管 VD1 断开, 输出电容 C_o 对负载放电。

模式二: S1 关断, 电感 L_2 电压等于输入电压 U_{in} , 电感电流 i_{L2} 呈线性上升。电容 C_1 放电, 电容 C_2 经二极管 VD3 充电。二极管 VD1 导通。

模式三: S1 和 S2 均导通, 电感 L_1 和 L_2 电压均等于输入电压 U_{in} , 电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 呈线性上升。输出电容 C_o 对负载放电。

在上述 3 种情况下, 模式一和模式二有且仅有一个功率管导通, 且对于关断功率管所在的三段变换单元中的电容均通过二极管充电, 并通过导通功率管形成回路。在模式三下, 2 个功率管均导通或均关断的情况下, 输出电容根据二极管 VD1 的动作状态, 分别为充电或放电状态。

从图 6、图 7 可以看出, 在整个周期中, 三段网络中电感 L_1 上电压跟随功率管一致动作, 功率管一旦导通, 该功率管所在三段网络中的电感电

图 6 $D < 0.5$ 时全周期主要波形

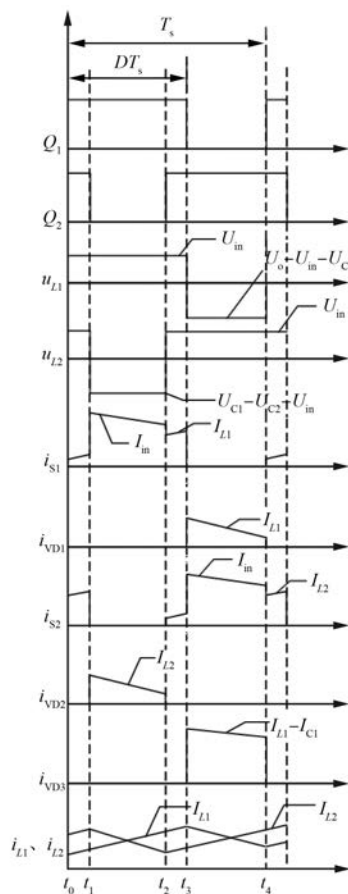
压必为 U_{in} , 而功率管关断, 该电感电压必为 $U_o - U_{in} - U_{Cl}$ 。对于电感 L_2 , 根据占空比的情况会有所差异。 $D > 0.5$ 时电感电压存在 2 种情况, 而 $D < 0.5$ 时存在 3 种情况。对于功率管电流, $D < 0.5$ 时, 功率管 S1、S2 导通电流均为 I_{in} , 电流为上升状态。 $D > 0.5$ 时, 功率管导通电流存在 2 种状态, I_{L1} 和 I_{in} 或 I_{L2} 和 I_{in} , 且 I_{in} 均为下降趋势, I_{L1} 或 I_{L2} 均为上升趋势。对于二极管导通电流, 在 2 种情况下二极管导通电流均为下降的电感电流或输入电流。对于 2 个电感上流通的电流则均为功率管导通时线性上升, 功率管关断时线性下降。

3 电路特性

3.1 电压增益

由于高增益 Boost 变换器通常应用在 $D>0.5$ 的情况下,因此重点分析 $D>0.5$ 时变换器的电压增益。

对电感 L_1 , 有:

图 7 $D>0.5$ 时全周期主要波形

$$DU_{in} = (U_o - U_{in} - U_{C1})(1 - D) \quad (5)$$

对电感 L_2 , 有:

$$DU_{in} = (U_{C_1} - U_{C_2} - U_{in})(1 - D) \quad (6)$$

由于 S1 关断时,二极管将电容 C_2 电压钳位至输出侧,故有:

$$U_{C_2} = U_0 - U_{C_1} \quad (7)$$

联立式(5)、式(6)、式(7)可得:

$$M = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{3}{1-D} \quad (8)$$

可以看出,在相同的占空比 D 情况下,所提增强型高增益 Boost 变换器电压增益为传统 Boost 变换器电压增益的 3 倍。

3.2 开关管电压应力

有源开关管 S1 和 S2 电压应力为 U_{vpS1} 、 U_{vpS2} ，二极管 VD1、VD2、VD3 电压应力为 U_{vpVD1} 、 U_{vpVD2} 、 U_{vpVD3} 。

S1 断开:

$$U_{vpS1} = U_o - U_{C_1} \quad (9)$$

$$U_{vpVD1} = U_o - U_{C1} \quad (10)$$

S2 断开:

$$U_{vpS2} = U_{C1} - U_{C2} \quad (11)$$

$$U_{vpVD2} = U_{vpVD3} = U_{C1} \quad (12)$$

由式(9)~式(12),可得:

$$U_{C1} = \frac{2}{3} U_o \quad (13)$$

$$U_{C2} = \frac{1}{3} U_o \quad (14)$$

可以看出,电容 C_1 和电容 C_2 电压分别为输出电压的 $2/3$ 和 $1/3$ 。因此,有源开关管 S1 和 S2 以及二极管 VD1 电压应力均为输出电压的 $1/3$;而二极管 VD2 和 VD3 电压应力为输出电压的 $2/3$ 。

3.3 开关管电流应力

电感 L_1 和 L_2 的电流平均值分别为 I_{L1} 、 I_{L2} 。在一个周期内,电容 C_1 、 C_2 充放电电荷相等,且充放电时间均为 $(1-D)T_s$ 。根据以 S1 导通时刻为周期起点:

$$i_{L1} = \begin{cases} I_{L1} - \frac{U_{in}DT_s}{2L1} + \frac{U_{in}t}{L_1}, & t \in (0, DT_s) \\ I_{L1} + \frac{U_{in}DT_s}{2L_1} - \frac{U_o - U_{C1} - U_{in}(t - DT_s)}{L_1}, & t \in (DT_s, T_s) \end{cases} \quad (15)$$

$$i_{L2} = \begin{cases} I_{L2} + \frac{U_{in}DT_s}{2L_2} - \frac{(U_{C1} - U_{C2} - U_{in})t}{L_2}, & t \in (0, DT_s) \\ I_{L2} - \frac{U_{in}DT_s}{2L_2} + \frac{U_{in}(t - DT_s)}{L_2}, & t \in (DT_s, T_s) \end{cases} \quad (16)$$

根据全周期内电路 3 种工作模式,将流过有源开关管的电流 i_{S1} 、 i_{S2} 划分为以下 4 个阶段:

$$i_{S1} = \begin{cases} i_{L1}, & t \in \left(0, \frac{2D-1}{2}T_s\right) \\ i_{L1} + i_{L2}, & t \in \left(\frac{2D-1}{2}T_s, \frac{T_s}{2}\right) \\ i_{L1}, & t \in \left(\frac{T_s}{2}, DT_s\right) \\ 0, & t \in (DT_s, T_s) \end{cases} \quad (17)$$

$$i_{S2} = \begin{cases} i_{L2}, & t \in \left(0, \frac{2D-1}{2}T_s\right) \\ 0, & t \in \left(\frac{2D-1}{2}T_s, \frac{T_s}{2}\right) \\ i_{L2}, & t \in \left(\frac{T_s}{2}, DT_s\right) \\ i_{L1} + i_{L2}, & t \in (DT_s, T_s) \end{cases} \quad (18)$$

4 试验研究

搭建了 1 台 140 W 的试验样机对上述理论进行分析验证。输入电压 $U_{in} = 10$ V;额定输出电压 $U_o = 60$ V;电感 $L_1 = L_2 = 530 \mu\text{H}$;电容 $C_1 = C_2 = 47 \mu\text{F}$, $C_3 = 220 \mu\text{F}$;开关频率 $f_s = 100$ kHz;功率管选用 IRF2807,二极管选用 B20100G。

试验波形如图 8 所示。其中:图 8(a)为两路功率管驱动信号的波形,占空比 D 为 60%,频率为 100 kHz,两路信号的相位差为 180° 。图 8(b)为两路 MOS 管 DS 极端电压,由于两相电路器件的不均衡性,故导致波形略有细微差异。图 8(c)为变换

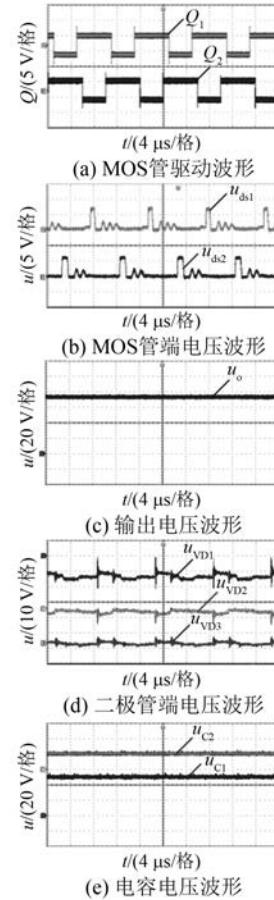


图 8 试验波形

器输出电压波形,可以看出,输出电压约为输入电压的 7.5 倍,符合理论推导电压增益。图 8(d)为二极管 VD1、VD2、VD3 端电压波形。图 8(e)为电容 C_1 、 C_2 端电压波形,与理论推导基本一致。

5 结 语

本文提出一种高增益 Boost 变换器,从电路拓扑推演、工作原理对其进行了分析。通过试验验证了该电路相对于基本 Boost 变换器具有以下特点:(1)电压增益提高到基本 Boost 变换器的 3 倍;(2)功率管电压应力降低为输出电压的 1/3。因此,适合用于需要高升压的直流功率变换场合。

【参 考 文 献】

- [1] 丁明,王伟胜,王秀丽,等.大规模光伏发电对电力系统影响综述[J].中国电机工程学报,2014,34(1): 1.
- [2] KEFALAS T D, KLADAS A G. Analysis of transformers working under heavily saturated conditions in grid-connected renewable-energy systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(5): 2342.
- [3] BRATCU A I, MUNTEANU I, BACHA S, et al. Cascaded DC-DC converter photovoltaic systems; Power optimization issues [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(2): 403.
- [4] 李建林,马会萌,惠东.储能技术融合分布式可再生能源的现状与发展趋势[J].电工技术学报,2016, 31(14): 1.
- [5] 贺铿,李勇,曹一家,等.考虑分布式储能参与的直流配电网电压柔性控制策略[J].电工技术学报, 2017, 32(10): 101.
- [6] 蔡国伟,陈冲,孔令国,等.风电/制氢/燃料电池/超级电容器混合系统控制策略[J].电工技术学报, 2017, 32(17): 84.
- [7] 罗全明,郝玢鑫,周维维,等.一种多路输入高升压 Boost 变换器 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(3): 9.
- [8] ERIKSON R W, MAKSIMOVIC D. Fundamentals of power electronics [M]. Benlin: Springer, 2001.
- [9] DAVOUDI A, JATSKEVICH J. Parasitics realization in state-space average-value modeling of PWM DC-DC converters using an equal area method [J]. IEEE Transactions on Circuits System I: Regular Papers, 2007, 54(9): 1960.
- [10] WALKER G R, SERNIA P C. Cascaded DC-DC converter connection of photovoltaic modules [C] // 2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2002.
- [11] ZHAO Q, TAO F, LEE F C. A front-end DC-DC converter for network server applications [C] // 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2001.
- [12] PARK K, CHO D, MOON G. Coupled-inductor boost converter with simple resonant technique [C] // IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2013.
- [13] LAIRD I, LU D D, AGELIDIS V G. High-gain switched-coupled-inductor boost converter [C] // 2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2009.
- [14] TSENG S Y, OU C L, PENG S, et al. Interleaved coupled-inductor boost converter with boost type snubber for PV system [C] // 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009.
- [15] LI W, HE X. ZVT interleaved boost converters for high efficiency, high step-up DC-DC conversion [J]. IET Electric Power Applications, 2007, 1(2): 284.
- [16] MAN D S, PARSA L. A novel high efficiency high power interleaved coupled-inductor boost DC-DC converter for hybrid and fuel cell electric vehicle [C] // 2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007.

收稿日期: 2019-02-13