

基于开关电感的非隔离型高增益变换器

胡永雄¹, 赵瑞杰²

(1. 许继电气股份有限公司, 河南 许昌 461000;

2. 许继集团有限公司, 河南 许昌 461000)

摘要:提出了一种新型的非隔离型高增益直流升压变换器,并对其工作原理及其性能特征进行了详尽的理论分析和公式推导。在变换器电压增益、开关管和二极管的电压应力等性能方面与一些现有的高增益变换器进行了比较。比较结果表明:新型变换器拓扑结构具有电压增益更高、开关管和二极管电压应力更低等特点。最后,通过实验室1台额定功率为200 W的实验样机,实验证实了上述理论分析的正确性。

关键词:开关电感;非隔离型;高增益;变换器

中图分类号:TM46 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed19435

Non-isolated High-gain Converter Based on Switching Inductance

HU Yongxiong¹, ZHAO Ruijie²

(1. XJ Electric Co., Ltd., Xuchang 461000, Henan, China; 2. XJ Group Co., Ltd., Xuchang 461000, Henan, China)

Abstract: A novel non-isolated high-gain DC boost converter was proposed, and its working principle and performance characteristics were analyzed in detail and deduced. Some of the existing high-gain converters were compared in terms of converter voltage gain, switching tube and diode voltage stress. The comparison results show that the new converter topology has the characteristics of higher voltage gain, lower voltage stress of the switching tube and diode. Finally, through an experimental prototype with a power rating of 200 W in the laboratory, the experiment confirmed the correctness of the above theoretical analysis.

Key words: switching inductance; non-isolated; high-gain; converter

太阳能电池和燃料电池直接输出的直流电压一般都较低,难以满足日常生活中人们对较高直流电压的需求^[1-3],这就需要我们使用直流升压变换器,将这些低压直流电升高为高压直流,从而满足人们的日常生活。但传统的直流升压变换器一般只适用于电压增益小于6倍的场合,而对电压增益要求更高的运用场合却效果不理想,甚至堪称无能为力^[4-6]。因此研究出电压增益更高的可应用于新能源领域的直流升压变换器成为了现今新能源领域中的一个重要分支,意义重大。

随着专家、学者对高增益直流升压变换器领域的关注越来越多,现阶段已提出来了大量的新型高增益直流升压变换器^[7-12]。常见的直流升压变换器中有依靠改变变压器的变比来实现高增益的;有通过变换器的级联方式来实现高增益

的;有依靠耦合电感来实现高增益的;亦有依靠开关电感或开关电容的方式来实现高增益的等等^[7-9]。

虽然如此多的变换器被提了出来,但每一种变换器都有其不可忽视的缺点。不是变换器的体积较大,就是变换器前端的电感电流较大,抑或变换器后端二极管的电压应力较大,这些因素都严重影响着变换器的电压增益及其能量转换效率^[10]。

本文提出了一种基于开关电感的非隔离型高增益变换器。首先对其工作原理进行了详尽的理论分析和公式推导,并就其部分性能与一些现有的高增益直流升压变换器进行了比较,证明了该变换器的优越性。最后,通过实验室1台额定功率为200 W的实验样机,证实了上述理论分析的正确性。

作者简介:胡永雄(1982—),男,本科,工程师,Email:yong_x136@163.com

1 工作原理

本文所提基于开关电感的非隔离型高增益变换器的拓扑结构如图 1 所示。其中,元器件电感 L_1, L_2 参数一致,开关管 S_1, S_2 参数一致。为便于对其工作原理的分析,现对其做如下假设:开关管 S_1, S_2 采用同一 PWM 信号,进行同步控制;变换器中所有电容的容值足够大,其上的电压纹波忽略不计;所有元器件均为理想器件,不考虑其上寄生参数的存在。

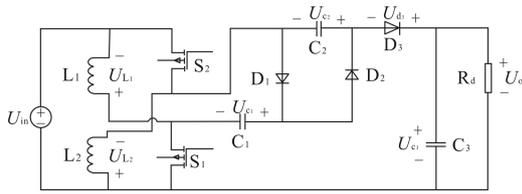


图 1 基于开关电感的非隔离型高增益变换器
Fig. 1 Non-isolated high-gain converter based on switching inductance

图 2 为当开关管控制信号占空比 $D=0.5$ 时,该变换器在电感电流连续模式(CCM)和电感电流断续模式(DCM)下部分元器件的一些电压电流波形示意图。其中, U_{gs} 为开关管 S_1 和 S_2 的 PWM 驱动信号; I_{L1}, I_{L2} 分别为流经电感 L_1 和 L_2 的电流; U_{L1}, U_{L2} 分别为电感 L_1 和 L_2 两端的电压; U_{C1}, U_{C2}, U_{C3} 分别为电容 C_1, C_2, C_3 两端的电压; U_{D1}, U_{D2} 分别为二极管 D_1, D_2 两端的电压。

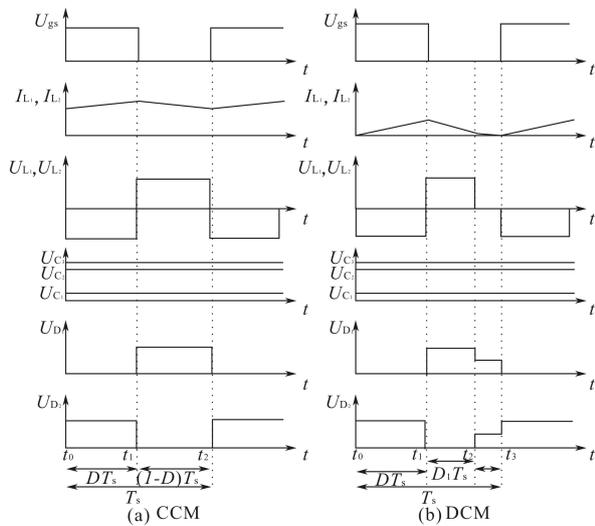


图 2 部分元器件电压\电流波形
Fig. 2 Part component voltage\current waveforms

本文所提变换器拓扑结构在 1 个时钟周期 T_s 内共有 3 种工作模式,每一种工作模式对应的

开关状态如表 1 所示。

表 1 开关状态表
Tab. 1 The states of switches

| 工作模式 | 开关状态 | | | | |
|------|-------|-------|-------|-------|-------|
| | S_1 | S_2 | D_1 | D_2 | D_3 |
| 1 | 开 | 开 | 开 | 关 | 开 |
| 2 | 关 | 关 | 关 | 开 | 关 |
| 3 | 关 | 关 | 关 | 关 | 关 |

工作模式 1: 开关管 S_1, S_2 和二极管 D_1, D_3 导通,二极管 D_2 关断,其等效电路如图 3 所示。此时变换器中有 5 个电流回路。

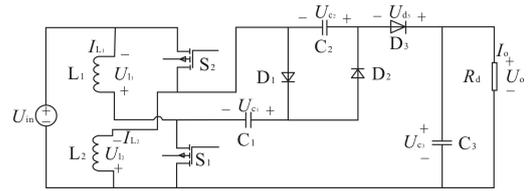


图 3 工作模式 1 等效电路
Fig. 3 Equivalent circuit of working mode 1

回路①: 电源 U_{in} 、电感 L_1 、开关管 S_1 串联形成回路,此时有下式成立:

$$dI_{L1}/dt = U_{in}/L_1 \quad (1)$$

回路②: 电源 U_{in} 、开关管 S_2 、电感 L_2 串联形成回路,此时有下式成立:

$$dI_{L2}/dt = U_{in}/L_2 \quad (2)$$

回路③: 电源 U_{in} 、开关管 S_2 、二极管 D_1 、电容 C_1 、开关管 S_1 串联形成回路,此时有下式成立:

$$U_{in} = U_{C1} \quad (3)$$

回路④: 电源 U_{in} 、开关管 S_2 、电容 C_2 、二极管 D_3 、电容 C_3 串联形成回路,此时有下式成立:

$$U_{in} + U_{C2} = U_{C3} \quad (4)$$

回路⑤: 电容 C_3 与负载电阻 R_d 并联形成回路,此时有下式(5)成立:

$$U_{C3} = U_0 \quad (5)$$

式中: U_0 为所提变换器的输出电压。

工作模式 2: 开关管 S_1, S_2 和二极管 D_1, D_3 关断,二极管 D_2 导通,其等效电路如图 4 所示。此时变换器中有 2 个电流回路。

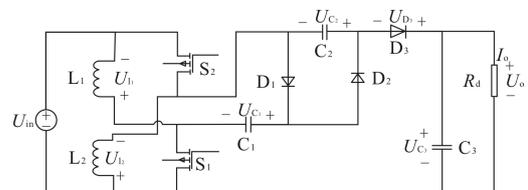


图 4 工作模式 2 等效电路
Fig. 4 Equivalent circuit of working mode 2

回路①:电源 U_{in} 、电感 L_1 、电容 C_1 、二极管 D_2 、电容 C_2 、电感 L_2 串联形成回路,此时有下式成立:

$$di_{L_1}/dt = di_{L_2}/dt = (U_{C_2} - U_{C_1} - U_{in}) / (2L_1) \quad (6)$$

回路②:电容 C_3 与负载电阻 R_d 并联形成回路,此时有式(5)成立。

工作模式 3:开关管 S_1, S_2 和二极管 D_1, D_2, D_3 全关断,其等效电路如图 5 所示。此时变换器中仅有 1 个电流回路。回路中电容 C_3 与负载电阻 R_d 并联形成回路,此时有式(5)成立。

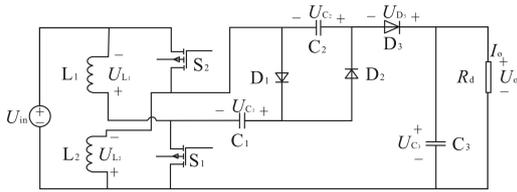


图 5 工作模式 3 等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit of working mode 3

2 性能分析

2.1 电压增益 M

2.1.1 在 CCM 模式下的电压增益 M_{CCM}

当变换器工作在 CCM 模式下时,其工作状态在工作模式 1 与工作模式 2 之间往返切换,循环 1 次为 1 个开关周期 T_s ,此时变换器中部分元件的电压\电流波形示意图见图 2a。由于电感 L_1, L_2 的器件参数一致,加上其工作原理为并联充电、串联放电,所以任何时候有下式成立:

$$U_{L_1} = U_{L_2} \quad (7)$$

$$I_{L_1} = I_{L_2} \quad (8)$$

结合图 3 和图 4,由电感 L_1 的伏秒平衡可知下式成立:

$$U_{in}DT_s = (U_{C_2} - U_{C_1} - U_{in} - U_{L_2})(1-D)T_s \quad (9)$$

结合式(4)、式(5)、式(7)、式(9)可得下式:

$$M_{CCM} = U_o / U_{in} = (3-D) / (1-D) \quad (10)$$

2.1.2 在 DCM 模式下的电压增益 M_{DCM}

当变换器工作在 DCM 模式下时,其工作状态在工作模式 1、工作模式 2、工作模式 3 之间往返切换,循环 1 次为 1 个开关周期 T_s ,此时变换器中部分元件的电压\电流波形示意图见图 2b。

由图 3 变换器的工作模式 1 的等效电路可知,当开关管 S_1, S_2 导通时电容 C_2 放电,其放电

电荷量 Q_{C_1-} 等于流经负载 R_d 的电荷量,于是有下式成立:

$$Q_{C_1-} = (U_o / T_s) / R_d \quad (11)$$

由图 4 变换器的工作模式 2 的等效电路可知,当开关管 S_1, S_2 关断时给电容 C_2 充电。其充电电荷量 Q_{C_1+} 等于在时间 $D_1 T_s$ 内流经电感 L_1 的电荷量(D_1 为变换器工作在工作模式 2 所用时间占时钟周期 T_s 的比例)。于是有下式:

$$Q_{C_1+} = (U_{in} D D_1 T_s^2) / (2(L_1)) \quad (12)$$

由电容 C_2 的安秒平衡可得下式:

$$Q_{C_1+} = Q_{C_1-} \quad (13)$$

由图 3 可知,电感 L_1 在工作模式 1 中由电源 U_{in} 并联充电,其电感电流 I_{L_1} 值呈线性增加。其在工作模式 1 末的电感电流值 I_{L_1+} 达到最大,于是有下式成立:

$$I_{L_1+} = \frac{U_{in}}{L_1} D T_s \quad (14)$$

由图 4 可知,电感 L_1 在工作模式 2 中放电,其电感电流 I_{L_1} 值呈线性递减。其在工作模式 2 初的电感电流值 I_{L_1-} 最大,于是有下式成立:

$$I_{L_1-} = (U_{C_2} - U_{C_1} - U_{in}) D_1 T_s / (2L_1) \quad (15)$$

由电感电流的连续性可知下式成立:

$$I_{L_1+} = I_{L_1-} \quad (16)$$

由式(3)~式(5)、式(11)~式(16)可知下式成立:

$$M_{DCM} = U_o / U_{in} = 3/2 + \sqrt{9/4 + D^2/\Gamma} \quad (17)$$

其中

$$\Gamma = L_1 / (R_d T_s)$$

2.1.3 不同占空比下的电压增益

图 6 为本文所提变换器结构在 CCM 模式下和 DCM 模式下对应不同占空比 D 时,所对应的电压增益倍数直观图。其中 3 条 DCM 模式下的电压增益倍数直观图,对应的 Γ 值分别为 0.01, 0.02, 0.08。

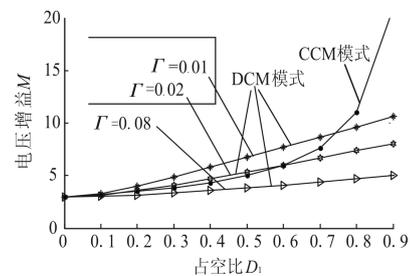


图 6 变换器电压增益 Γ 值的变化曲线

Fig. 6 Curves of voltage gain changed with the value of Γ

2.2 电压应力 U

2.2.1 开关管的电压应力 U_s

由图 4 变换器的工作模式 2 中的回路①可知

下式成立:

$$U_S = U_{L_1} + U_{in} = U_{C_2} / 2 \quad (18)$$

由式(4)、式(10)、式(18)可知下式成立:

$$U_S = U_O / (3 - D) \quad (19)$$

由于开关管 S_1, S_2 的器件参数一致,加之其采用同步控制等因数,所以开关管 S_1, S_2 的电压应力均为 U_S 。

2.2.2 二极管的电压应力 U_D

由图4变换器的工作模式2中的回路①可知下式成立:

$$U_{D_1} = U_{C_2} \quad (20)$$

式中: U_{D_1} 为二极管 D_1 的电压应力。

由式(4)、式(10)、式(20)可知下式成立:

$$U_{D_1} = 2U_O / (3 - D) \quad (21)$$

由图3变换器的工作模式1中的回路④可知下式成立:

$$U_{D_2} = U_{C_2} \quad (22)$$

式中: U_{D_2} 为二极管 D_2 的电压应力。

由式(4)、式(10)、式(22)可知下式成立:

$$U_{D_2} = 2U_O / (3 - D) \quad (23)$$

由图4变换器的工作模式2可知下式成立:

$$U_{D_3} = U_{C_2} / 2 \quad (24)$$

式中: U_{D_3} 为二极管 D_3 的电压应力。

由式(18)、式(19)、式(24)可知下式成立:

$$U_{D_3} = U_O / (3 - D) \quad (25)$$

2.2.3 性能对比

表2所列数据为本文所提变换器结构就电压增益、开关管电压应力、二极管电压应力与文献[11]和文献[12]的参数比较。

表2 参数比较

Tab. 2 Parameter comparison

| 参数 | 本文 | 文献[12] | 文献[11] |
|-----------|--------------------|-----------------|--------------------|
| M_{CCM} | $\frac{3-D}{1-D}$ | $\frac{2}{1-D}$ | $\frac{1+D}{1-D}$ |
| U_S | $\frac{U_O}{3-D}$ | $\frac{U_O}{2}$ | $\frac{U_O}{1+D}$ |
| U_{D_1} | $\frac{2U_O}{3-D}$ | $\frac{U_O}{2}$ | $\frac{2U_O}{1+D}$ |
| U_{D_2} | $\frac{2U_O}{3-D}$ | U_O | / |

由表2可知,相较于文献[11]和文献[12],本文所提变换器结构具有较高的电压增益,且其开关管而二极管的电压应力也较低。

图7为本文所提变换器拓扑结构与文献[11]、文献[12]在相同占空比 D 值下,其分别对

应的电压增益值的直观图,由此可知本文所提变换器拓扑结构在较低占空比 D 值下,就可实现较高的电压增益。

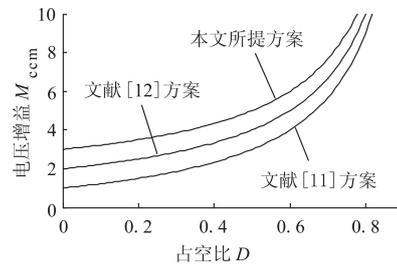


图7 电压增益比较曲线

Fig. 7 Comparison curves of voltage gain

3 实验研究

为了验证上述对本文所提变换器拓扑结构所做理论分析的正确性,实验室根据图1制作了1台额定功率为200W的实验样机。

实验过程中首先由DSP28335输出2路占空比 $D=0.7$ 的同相位的PWM控制信号,此控制信号分别通过型号为2SC0108T12A0-17的驱动板,然后作用于实验样机中的2个开关管 S_1 和 S_2 。实验样机中开关管 S_1, S_2 的型号为CMF20120D;电感 L_1, L_2 的感抗为 $500 \mu H$;二极管 D_1, D_2, D_3 的型号为IDT12S60C;电容 C_1, C_2, C_3 的容量为 $47 \mu F$ 。

图8为本文所提高增益变换器在额定输入电压为30V时的输入输出电压波形。当输入电压为30V时,其输出电压值为230V,其与理论分析值相一致。

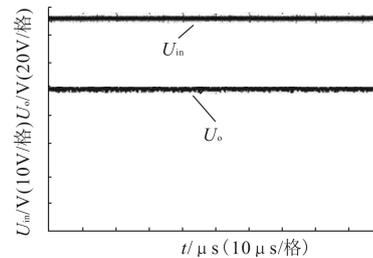


图8 输入输出电压波形

Fig. 8 Input/output voltage waveforms

图9为实验样机在上述实验条件中开关管 S_1 、二极管 D_1 和二极管 D_2 两端的电压波形。从图9中可读出开关管 S_1 两端的电压应力为100V,二极管 D_1 和二极管 D_2 两端的电压应力均为200V,其与理论计算值相一致。

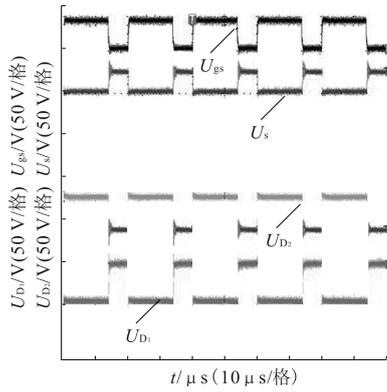


图9 控制信号、开关管和二极管的电压波形
Fig. 9 Voltage waveforms of control signals, switching tubes, and diodes

图10为所提变换器中电感 L_1 的电流波形图 I_{L_1} ,从中可知:电感 L_1 的电流纹波值为0.7 A,电流平均值为4.5 A。图11为所提变换器试验中的输出电压 U_o 。随占空比 D 变动时的电压波形图。实验过程中,当 $t=0.5$ s时,占空比 D 由0.4跳变为0.5;当 $t=1$ s时,占空比 D 由0.5跳变为0.6;当 $t=1.5$ s时,占空比 D 由0.6跳变为0.7。其各个时间段的输出电压 U_o 。读数分别为130 V,150 V,180 V,230 V。其与理论分析值相一致。

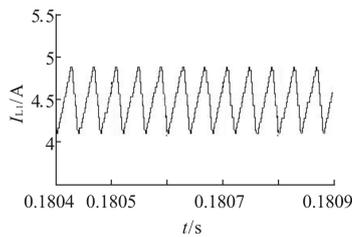


图10 电感 L_1 的电流波形 I_{L_1}
Fig. 10 Current waveform I_{L_1} of inductor L_1

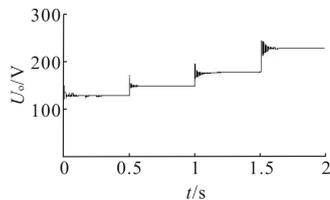


图11 占空比 D 变动时的输出电压波形
Fig. 11 Output voltage waveform when duty cycle D changes

4 结论

鉴于太阳能电池和燃料电池等新能源电源

直接输出的直流电压较低,难以满足日常生活中人们对较高直流电压的需求等原因,本文提出了一种新型的非隔离型高增益直流升压变换器。首先对该新型高增益变换器的工作原理及其性能特征进行了详尽的理论分析和公式推导。并就其电压增益、开关管和二极管的电压应力等性能与一些现有的高增益变换器进行了比较。比较结果表明:该新型高增益变换器拓扑结构具有电压增益更高,开关管和二极管电压应力更低等特点。最后,通过实验室1台额定功率为200 W的实验样机,证实了上述理论分析的正确性。实验结果表明:该新型高增益变换器能很好地适用于上述需要直流升压变换器的应用场合。

参考文献

- [1] 王钊,马丛滢,宋振辉,等.实现二次升压功能的 Forward 和 Flyback 变换器[J].电气传动,2018,48(7):50-54.
- [2] 冯苗苗,屈克庆,赵晋斌,等.基于 Z 源网络的高增益低应力的直流变换器[J].电力电子技术,2017,51(4):41-42,64.
- [3] 屈克庆,梁晓霞,赵晋斌,等.一种带有泵升电容的新型高增益升压直流变换器[J].电力系统自动化,2014,38(19):102-107.
- [4] 李勋,龚庆武,胡元潮,等.智能配电网体系探讨[J].电力自动化设备,2011,31(8):108-111,126.
- [5] 鞠昌斌,王环,孟姗姗,等.大功率、高变比光伏高压直流并网变换器[J].太阳能学报,2018,39(2):572-582.
- [6] 杨晓峰,郑琼林,林智钦,等.用于直流电网的大容量 DC/DC 变换器研究综述[J].电网技术,2016,40(3):670-677.
- [7] 赵彪,宋强,刘文华,等.用于柔性直流配电的高频链直流固态变压器[J].中国电机工程学报,2014,34(25):4295-4303.
- [8] 杨晓峰,郑琼林,林智钦,等.用于直流电网的大容量 DC/DC 变换器研究综述[J].电网技术,2016,40(3):670-677.
- [9] 陈梦星,高峰,蒋涛.一种电源-电容串联型直流变换器[J].电源学报,2017,15(4):156-161.
- [10] 孙谦浩,王裕,宋强,等.应用于直流配电网的双向全桥直流变换器比较分析[J].电力自动化设备,2017,37(10):49-56.
- [11] Yang L S, Liang T J, Chen J F. Transformerless DC-DC Converters with High Step-up Voltage Gain [J]. IEEE Trans. on Industry Electronics, 2009, 56(8): 3144-3152.
- [12] 陈庚,董秀成,李浩然,等.基于二极管钳位的新型高增益直流升压变换器[J].电力系统及其自动化学报,2017,29(9):48-53.

收稿日期:2018-08-22
修改稿日期:2018-11-21