

基于新型耦合电感倍压单元的高增益变换器

李洪珠<sup>1</sup>, 刘飞扬<sup>1</sup>, 李洪璠<sup>2</sup>

(1. 辽宁工程技术大学电气与控制工程学院, 辽宁 葫芦岛 125105;  
2. 三亚学院理工学院, 海南 三亚 572022)

**摘要:** 提高直流变换器的电压增益可以增加变换器的输入和输出电压范围,使其应用场合更加广泛。本文提出两种具有高增益的耦合电感倍压单元,通过改变耦合电感的匝比 $N$ 可以大幅提高变换器的电压增益。分析了CLC和LCL耦合电感倍压单元的工作原理,给出了耦合电感倍压单元拓扑及其组合拓展结构。并将CLC耦合电感倍压单元拓扑结构应用于传统Boost电路中,分析了基于CLC耦合电感倍压单元Boost变换器工作模式,给出了变换器主要工作波形,推导了变换器的电压增益、开关管和二极管电压应力表达式。理论分析表明,CLC耦合电感倍压单元的Boost变换器具有较高的电压增益,并且开关管的电压应力并没有因为电压增益的提高而增加。实验样机采用接近全耦合的罐型磁心和漏感较大的环形磁心进行对比测试,实验结果与理论分析一致,在全耦合情况下变换器的电压增益提升最大。

**关键词:** 倍压单元; 耦合电感; 高电压增益; Boost变换器

**DOI:** 10.12067/ATEEE1812001      **文章编号:** 1003-3076(2020)02-0021-09      **中图分类号:** TM46

1 引言

随着全球性的能源危机和环境污染问题的日益严峻,世界各国都在积极寻求新型可持续能源以替代日益枯竭的化石资源;随着新能源研究在全球范围的推广,电动汽车、光伏发电、风力发电等各个领域都得到了较大的发展。这些新兴领域对直流电压的输入要求较高,然而前级电源的输出电压较小,因此对后级升压变换器有较高要求<sup>[1,2]</sup>。许多高等院校和科研院所针对直流变换器的电压增益、效率、损耗提出了很多新型拓扑<sup>[3-5]</sup>,或者在传统直流变换器拓扑上进行改进,取得了较多的研究成果<sup>[6,7]</sup>。

采用倍压单元提高直流变换器的电压增益目前研究较多<sup>[8,9]</sup>,通过将倍压单元模块加入到拓扑结构中,可以使变换器的电压增益获得显著提升。将倍压单元进行组合叠加,可以进一步提升变换器电压增益,以适用于各种应用场合,从而降低了设计难度。文献[10,11]是应用开关电感模块倍压单元代替升压变换器中的电感来实现变换器的电压增益的

提高,其开关管电压应力较高,开关管损耗较大。采用开关电容倍压单元来增加电压增益<sup>[12-14]</sup>,其不足在于调节范围较小,一般只能整倍数输出。

通过调节变压器或耦合电感匝比提高变换器的电压增益也是研究热点之一<sup>[15-17]</sup>。文献[18]介绍了一种带中心抽头的耦合电感变换器,通过调节匝比提高了电压增益,但由于其耦合电感为中心抽头制作难度较高,变换器性能受漏感影响也较大。文献[19]提出了一种耦合型桥式倍压单元,将倍压单元和耦合电感结合起来,提高电压增益同时简化了电路结构。利用变压器或耦合电感调节匝比提高变换器电压增益,存在着开关管电压应力较高的缺点。

本文利用耦合电感的优点,对传统倍压单元结构进行了改进,提出了一类新型高升压比的耦合电感倍压单元。该类耦合电感倍压单元在变换器的某一工作模式,通过电感耦合将输入侧升压电感的能量储存在输出侧的电感和电容中,而在下一工作模式,通过倍压单元与输入侧电感串联放电,能够显著提升变换器的电压增益。通过改变匝比或对耦合电

收稿日期: 2018-12-03  
基金项目: 海南省自然科学基金项目(517183)、辽宁省百千万人才工程项目(20150101)  
作者简介: 李洪珠(1974-),男,辽宁籍,教授,研究方向为电力电子及磁集成理论和电气安全;  
刘飞扬(1995-),男,天津籍,硕士研究生,研究方向为电力电子技术及磁集成技术。

感倍压单元组合叠加,可以灵活地提升变换器电压增益。本文选择其中一种耦合电感倍压单元应用于传统 Boost 变换器中,分析了其工作模态和漏感对变换器的影响,同时给出了抑制吸收漏感的拓扑结构;通过搭建实验样机验证了理论分析的正确性。

2 耦合电感倍压单元

2.1 新型耦合电感倍压单元

新型耦合电感倍压单元是一个二端口网络,根据电感和电容组合时所处位置的不同,本文将分为储能电感在前级耦合与后级耦合两种耦合结构。

2.1.1 后级 CLC 倍压单元

CLC 倍压单元由两个电容、两个二极管和一个与电源输入侧电感耦合的升压电感构成,放在变换器的后级,单元拓扑结构如图 1 所示。CLC 倍压单元在一个工作周期中共有 3 个模态,各模态等效电路如图 2 所示。

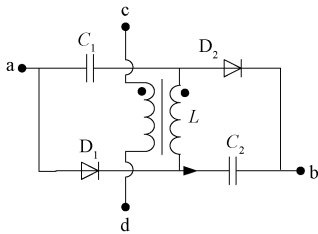


图 1 CLC 倍压单元  
Fig.1 CLC voltage doubling unit

- (1)模态 1:电容充电模态。如图 2(a)所示,耦合电感  $L$  从一次侧  $cd$  端口获得电压,二极管  $D_1$ 、 $D_2$  导通,为电容充电, $C_1$ 、 $C_2$  电压左正右负。
- (2)模态 2:耦合电感二次侧空载模态。如图 2(b)所示,当电容端电压等于电感二次侧电压时,二极管截止,耦合电感二次侧相当于开路。
- (3)模态 3:电感电容放电模态。如图 2(c)所示,倍压单元中电感和电容串联放电,改变  $ab$  端口的电压。

2.1.2 前级 LCL 倍压单元

前级 LCL 倍压单元由一个电容、三个二极管和一个与升压电感耦合的电感组成,根据需求该单元可以代替变换器中的升压电感,倍压单元拓扑结构如图 3 所示。LCL 倍压单元在一个工作周期中共有 3 个模态,等效电路如图 4 所示。

- (1)模态 1:电容充电模态。如图 4(a)所示,耦合电感  $L_1$ 、 $L_2$  从一次侧  $ab$  端口获得电压,二极管

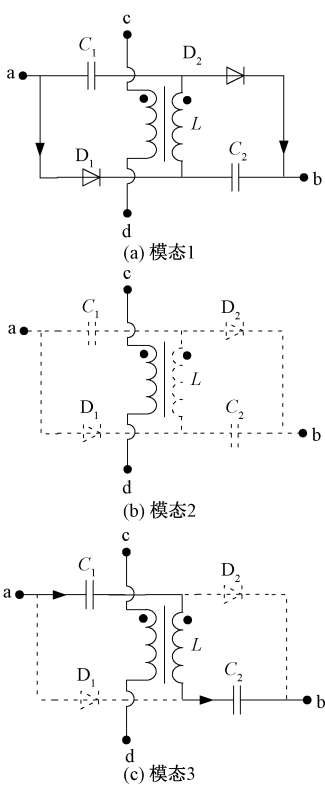


图 2 CLC 单元等效电路  
Fig.2 Equivalent circuit of CLC cell

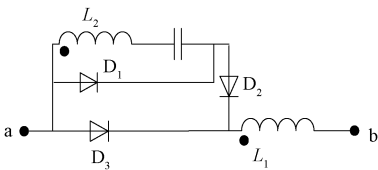


图 3 LCL 倍压单元  
Fig.3 LCL voltage doubling unit

- $D_1$ 、 $D_3$  导通, $D_2$  截止,电容  $C$  充电,电容电压左负右正。
- (2)模态 2:耦合电感二次侧空载模态。如图 4(b)所示,当电容充电到端电压等于电感二次侧电压时,二极管  $D_1$ 、 $D_2$  截止,耦合电感二次侧相当于开路。

- (3)模态 3:电感电容放电模态。如图 4(c)所示,二极管  $D_2$  导通, $D_1$ 、 $D_3$  截止,倍压单元中电感  $L_2$  和电容与  $L_1$  串联放电,改变  $ab$  端口的电压。

2.2 新型耦合电感倍压单元基本组合

耦合电感倍压单元可以进行组合拓展,组合拓展后的拓扑结构如图 5 所示。通过级联组合的方式可以进一步提高  $ab$  端口的增益,但组合拓展后,由于二极管数量的增加会导致损耗增大。

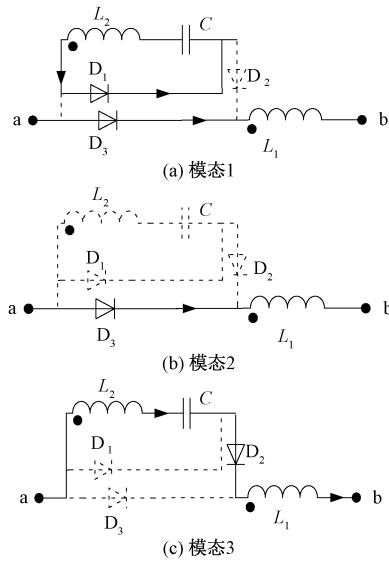


图4 LCL单元等效电路  
Fig.4 Equivalent circuit of LCL cell

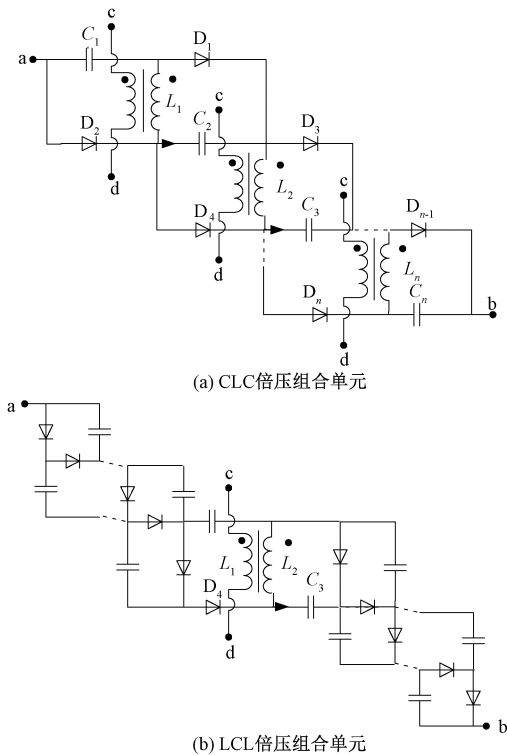


图5 耦合电感倍压单元基本组合  
Fig.5 Basic combination of coupled inductor voltage doubling unit

3 基于耦合电感倍压单元的 Boost 变换器

3.1 变换器拓扑结构

将前级和后级单元分别应用于传统 Boost 电路中可显著提高变换器电压增益,基于倍压单元的 Boost 变换器拓扑如图 6 所示。

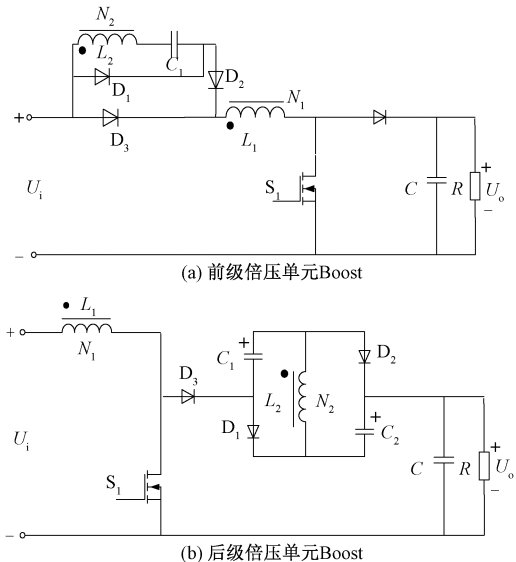


图6 基于倍压单元的 Boost 变换器拓扑  
Fig.6 Topology of Boost converter based on voltage doubling unit

3.2 变换器模式分析

本文选择应用后级 CLC 单元的 Boost 电路进行分析。将耦合电感倍压单元串联在 Boost 电路输出侧,由于开关管导通时,模块 a 端为高电平,为避免产生反向电流,用二极管将其与输入侧隔离。设输入侧电感  $L_1$  与输出侧电感  $L_2$  匝数分别为  $N_1$ 、 $N_2$ ,电感匝比设为  $N_2/N_1=N$ 。为方便分析,作如下假设:①电感工作在电流连续模式;②电容  $C$  足够大,其上电压保持不变;③所有开关器件都是理想器件。

根据变压器等效模型,变换器拓扑的等效电路如图 7 所示,其中  $L_k$  为两耦合电感单元折算后的漏感, $L_m$  为耦合电感单元励磁电感, $i_{N1}$  为耦合电感原边电流, $i_{N2}$  为耦合电感副边电流。

耦合电感单元内的耦合系数表达式如下:

$$K = \frac{L_m}{L_m + L_k} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \tag{1}$$

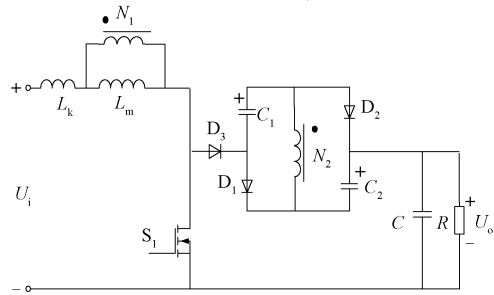


图7 变换器等效电路图  
Fig.7 Converter equivalent circuit diagram

变换器在一个开关周期共有 5 个工作模式,主要工作波形和等效电路图如图 8 和图 9 所示。

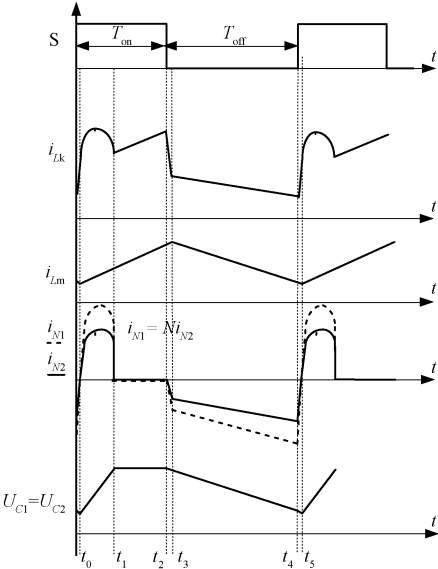


图 8 变换器主要工作波形

Fig.8 Main working waveforms of converter

(1)模式 1( $t_0 \sim t_1$ ):开关管  $S_1$  导通,励磁电感  $L_m$  电流缓慢上升;由耦合关系,电感  $L_2$  同名端感应电压为正;二极管  $D_1$ 、 $D_2$  受正向电压导通,电容  $C_1$ 、 $C_2$  由电感  $L_2$  充电,电压上正下负,由于漏感  $L_k$  存在,充电电流呈 e 指数变化先上升后下降,至  $t_1$  时刻电容  $C_1$ 、 $C_2$  两端电压等于副边感应电压;电容  $C$  对负载供电。

(2)模式 2( $t_1 \sim t_2$ ):开关管  $S_1$  导通,此时副边完成了对电容  $C_1$ 、 $C_2$  的充电,  $U_{C1} = U_{C2} = U_{L2}$ ,二极管  $D_1$ 、 $D_2$  截止,耦合电感原边和副边电流  $i_{N1}$ 、 $i_{N2}$  等于 0;励磁电感  $L_m$  电流缓慢增加,电容  $C$  对负载供电。

(3)模式 3( $t_2 \sim t_3$ ): $t_2$  时刻开关管  $S_1$  关断,二极管  $D_3$  导通, $D_1$ 、 $D_2$  截止;由于漏感存在且其值较小,漏感电流快速下降;副边电流快速上升;励磁电流缓慢上升;漏感、耦合电感  $C_1$ 、 $C_2$  和电源  $U_i$  串联对负载供电,同时对电容  $C$  充电。

(4)模式 4( $t_3 \sim t_4$ ):开关管  $S_1$  关断,二极管  $D_3$  导通, $D_1$ 、 $D_2$  截止; $t_3$  时刻漏感电流等于副边电流;励磁电感  $L_m$  电流缓慢下降;漏感、耦合电感  $C_1$ 、 $C_2$  和电源  $U_i$  串联对负载供电,同时对电容  $C$  充电。

(5)模式 5( $t_4 \sim t_5$ ):开关管  $S_1$  导通,耦合电感副边续流;二极管  $D_3$  导通, $D_1$ 、 $D_2$  截止;至  $t_5$  时刻副边电感下降至 0;励磁电感  $L_m$  电流缓慢下降;电感  $L_1$ 、 $L_2$  电容  $C_1$ 、 $C_2$  和电源  $U_i$  串联对负载供电,同时

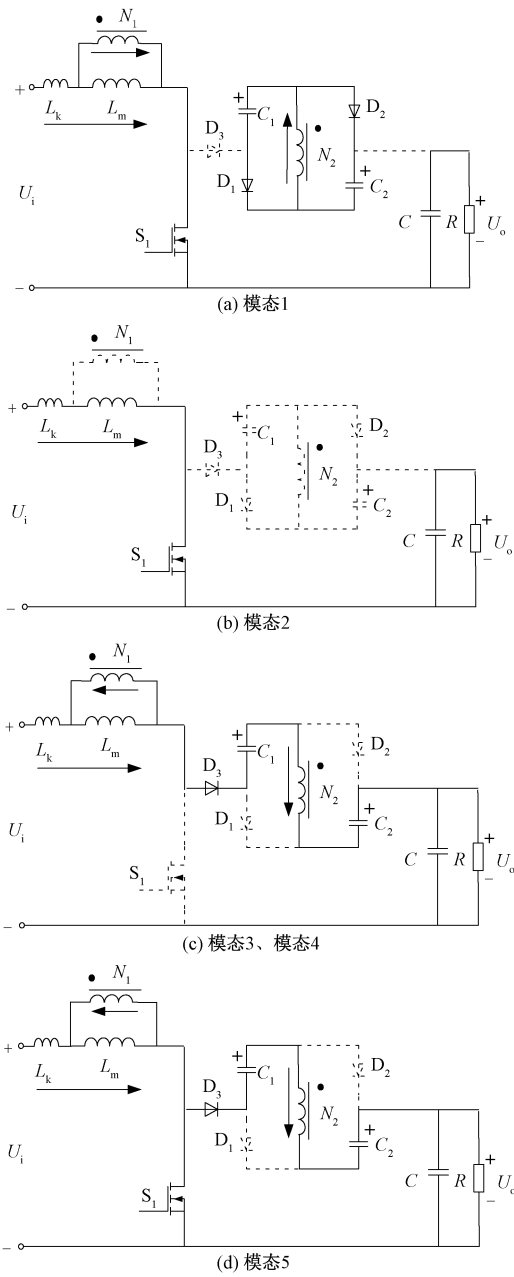


图 9 各模式等效电路图

Fig.9 Equivalent circuit diagram of various modes

对电容  $C$  充电。

4 工作性能分析

4.1 电压增益

4.1.1 考虑漏感时的变换器电压增益

由于两开关管同时导通和关断,模式 3 模式 5 持续时间较短可以忽略不计;忽略模式 3 和 5 后,分别列写模式 1、2、4 电压方程。

模式 1、模式 2 根据电感串联分压可得励磁电感电压如下:

$$\begin{cases} U_m = L_m \frac{di_m}{dt} = KU_{in} \\ U_{C1} = U_{C2} = NU_m = NKU_{in} \end{cases} \quad (2)$$

式中, $K$  为耦合电感耦合系数; $N$  为耦合电感匝数比。

模态 4,根据图 9 可以得到式(3):

$$\begin{cases} U_m = L_m \frac{di_m}{dt} \\ (N + 1)U_m = U_o - U_{in} - U_{C1} - U_{C2} \end{cases} \quad (3)$$

对励磁电感  $L_m$  应用伏秒积平衡定理,可以得到电压增益表达式(4)如下:

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{1 + 2NK + D(N - 2NK + \frac{1 - K}{K})}{1 - D} \quad (4)$$

4.1.2 忽略漏感时的变换器电压增益

在不考虑耦合电感漏感,即  $K=1$  电感全耦合情况下,由式(4)得到变换器电压增益表达式为:

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{1 + N(2 - D)}{1 - D} \quad (5)$$

式(4)和式(5)表明,由于漏感的存在,降低了变换器的电压增益。电压增益随耦合系数  $K$  变化如图 10 所示(均认为电容  $C_1$ 、 $C_2$  充电完成等于耦合电感副边电压)。

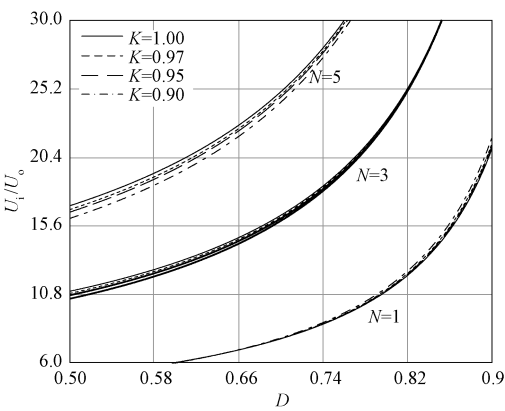


图 10 不同耦合系数电压增益曲线

Fig.10 Different coupling coefficient voltage gain curve

使用开关电感单元<sup>[11]</sup>替换基本 Boost 变换器储能电感的拓扑,本文称为变换器 I;使用开关电感电容单元<sup>[20]</sup>替换基本 Boost 变换器储能电感的拓扑,本文称为变换器 II;本文提出的耦合电感倍压单元 Boost 变换器称为变换器 III。三种变换器的电压增益比较如表 1 所示。由表 1 可见,改变耦合电感的匝比,变换器 III 的电压增益高于变换器 I 和 II。

表 1 三种变换器电压增益比较

Tab.1 Comparison of voltage gains of three converters

变换器名称	变换器 I	变换器 II	变换器 III
电压增益 $G$	$\frac{1 + D}{1 - D}$	$\frac{2}{1 - D}$	$\frac{1 + N(2 - D)}{1 - D}$

4.2 开关管电压应力

由图 9 可知,开关管关断时,开关管  $S_1$  两端电压为输入电压  $U_i$  和电感  $L_1$  两端电压之和,开关管  $S_1$  电压应力表达式如下:

$$U_{vpS1} = \frac{U_i}{1 - D} \quad (6)$$

在模态 2 时,二极管  $D_1$  和  $D_2$  截止,由图 9 可知, $D_3$  两端电压应力为输出电压  $U_o$  和电感  $L_2$  两端电压之差,二极管  $D_3$  电压应力表达式如下:

$$U_{vpD3} = \frac{N + 1}{1 - D}U_i \quad (7)$$

在模态 3 时,二极管  $D_1$  和  $D_2$  截止,由图 9 可知,二极管  $D_1$  和  $D_2$  两端电压相同,为电容  $C_1$  与电感  $L_2$  之间电位差,二极管  $D_1$ 、 $D_2$  电压应力表达式如下:

$$U_{vpD1} = U_{vpD2} = \frac{N}{1 - D}U_i \quad (8)$$

I~III 三种变换器开关管电压应力如表 2 所示。由表 2 可见,三种变换器开关管电压应力相同,耦合电感倍压单元 Boost 变换器在提高电压增益的同时并没有增大开关管的电压应力。

表 2 三种变换器开关管电压应力比较

Tab.2 Comparison of voltage stress of three converter switches

变换器名称	变换器 I	变换器 II	变换器 III
开关管 S	$U_i/(1 - D)$	$U_i/(1 - D)$	$U_i/(1 - D)$

4.3 漏感对变换器的影响及解决

在开关管  $S_1$  关断后,电感  $L_3$  和  $L_4$  的漏感能量会因为没有释放回路导致开关管关断的瞬间产生较高的反电动势,从而造成电压尖峰容易把开关器件过压击穿;漏感还可以与电路中的分布电容以及电感线圈的分布电容组成振荡回路,使电路产生振荡并向外辐射电磁能量,造成电磁干扰。为了消除漏感的影响,可以在变换器中加入漏感吸收电路。

通过在变换器中加入吸收电容,使开关管两端电压钳位于地、输入、输出,抑制开关管关断时的反激电压。在不影响电压增益的情况下,漏感吸收电路如图 11 所示。



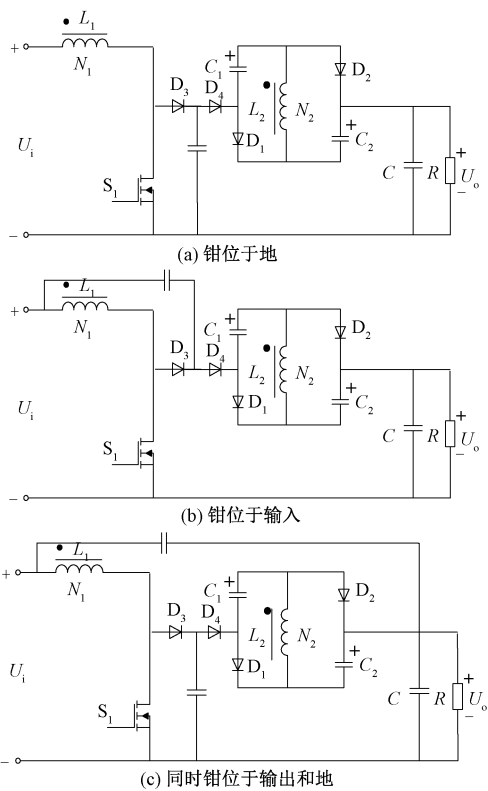


图 11 带漏感吸电容的变换器

Fig.11 Converter with leakage snubber capacitor

5 实验验证

实验样机参数如下:输入电压  $U_i = 12\text{V}$ , 开关频率  $f = 100\text{kHz}$ , 占空比  $D = 0.6$ , 电容  $C_1 = C_2 = 2.2\mu\text{F}$ ,  $C = 220\mu\text{F}$ , 负载电阻  $R$  为  $60\Omega$ 。样机的耦合电感匝比设计为  $N = 1$ 。为了说明漏感对电压增益和电感电流纹波的影响,样机分别使用罐形磁心和环形磁心绕制耦合电感进行测试,两种磁心的耦合电感测试参数如表 3 所示。罐形磁心与环形磁心耦合电感及实验测试平台如图 12 所示。

表 3 耦合电感参数

Tab.3 Coupled inductance parameters

磁心类型	参数	数值	磁心类型	参数	数值
罐形磁心	$L_1/\mu\text{H}$	50.0	环形磁心	$L_1/\mu\text{H}$	49.8
	$M/\mu\text{H}$	49.6		$M/\mu\text{H}$	46
	$L_2/\mu\text{H}$	49.9		$L_2/\mu\text{H}$	50.1
	$K$	0.992		$K$	0.921

变换器输入输出电压波形如图 13 所示,耦合电感电流波形如图 14 所示。从图 13(a)可见,采用罐形磁心的变换器,输出电压约为  $72\text{V}$ ,为输入电压的 6 倍,与式(5)电压增益理论分析一致;从图 13(b)



图 12 耦合电感与样机实验平台

Fig.12 Coupled inductor and prototype experimental platform

可见,采用环形磁心的变换器,输出电压约为  $63\text{V}$ ,为输入电压的 5.25 倍,与式(5)电压增益理论计算的 6 倍存在误差,其原因是在电感耦合系数较低的情况下,储能电容充电速度慢,电容起到的增压作用没有达到理想值。图 14(a)和图 14(b)所示的罐形磁心耦合电感电流波形在电容充电模态电流尖峰很小,这是由于电感绕组本身电阻、PCB 走线电阻、电容寄生电阻的作用以及漏感的作用,在开关管导通时,限制了电容充电电流,抑制了电感电流尖峰,电流上升和下降均呈 e 指数变化规律。与理论分析一致。图 14(c)和图 14(d)为环形磁心时电感电流波形,可见在充电模态时没有指数变化的规律这是因为环形磁性漏感较大,对电容充电电流限制较大致使电容两端电压并未达到电感两端电压就进入下一周期。应用罐形磁心时开关管与二极管电压波形如图 15 所示,电压应力与理论分析一致。

在保持输出电压恒定情况下,改变变换器负载大小,获得实验样机在两种磁心情况下的效率曲线如图 16 所示。采用罐形磁心时,变换器的输出功率在  $70\sim 140\text{W}$  变化时,在  $120\text{W}$  时效率最大,约为  $93.5\%$ 左右,在  $100\sim 140\text{W}$  变化时,效率在  $93.2\%$ 左右。采用环形磁心时,在  $90\sim 120\text{W}$  时效率稳定在  $89\%$ 左右,在  $120\sim 140\text{W}$  变化时,效率约为  $89\%$ 。

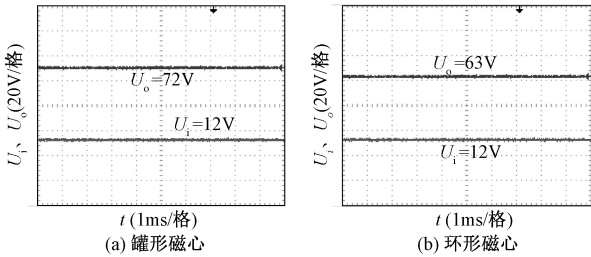


图 13 输出电压波形  
Fig.13 Output voltage waveform

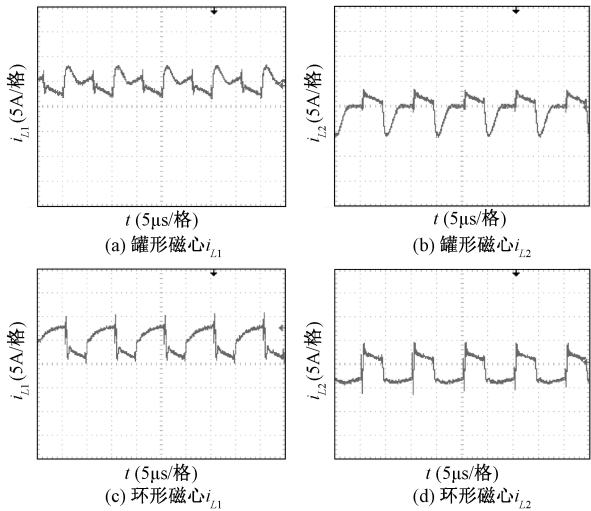


图 14 耦合电感电流波形  
Fig.14 Comparison of inductor current ripple before and after coupling

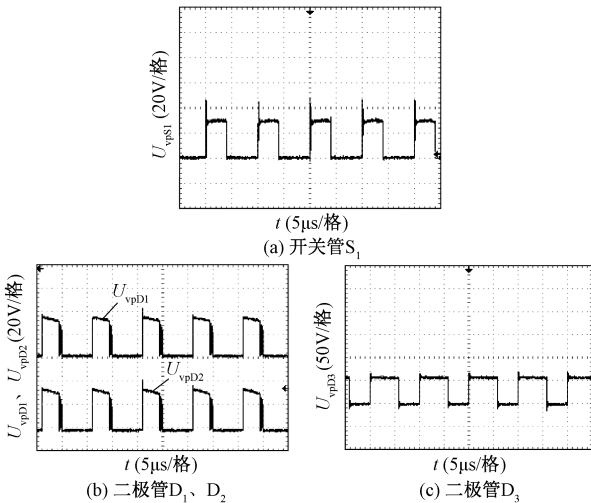


图 15 开关管与二极管电压波形  
Fig.15 Switch tube and diode voltage waveform

6 结论

提出了一种新型耦合倍压单元,分析了耦合电

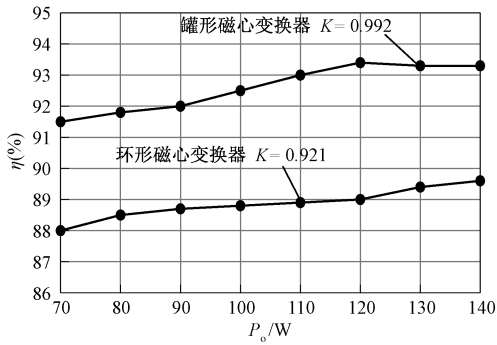


图 16 样机效率曲线  
Fig.16 Efficiency curve of prototype

感倍压单元的工作特性,并给出单元拓展组合拓扑结构。将 CLC 耦合电感倍压单元应用于 Boost 变换器,推导了变换器的电压增益,分析了漏感对电压增益的影响,给出了开关管和二极管电压应力。理论分析和实验验证表明,所提耦合倍压单元 Boost 变换器具有以下特点:

- (1)变换器具有很高的电压增益,通过改变耦合电感匝比可以灵活地适应各种工作要求。
- (2)在提高电压增益的同时,开关管的电压应力较低。

参考文献 (References):

[ 1 ] Hsieh Yao-Ching, Alam Mohamm Mahmoud, Lin Zhong-rong, et al. A high voltage-gain boost converter with coupled-inductor [ J ] Journal of the Chinese Institute of Engineers, 2018, 41 ( 1 ): 1-7.

[ 2 ] 杨林,王海峰,赵威 (Yang Lin, Wang Haifeng, Zhao Wei). 一种小型海流能独立发电系统的自供电直流变换器 (A self-powered DC converter for small current independent power generation system) [ J ]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 ( 7 ): 75-83.

[ 3 ] 王挺,汤雨,何耀华,等 (Wang Ting, Tang Yu, He Yaohua, et al.). 多单元开关电感/开关电容有源网络变换器 (Multi-cell switched inductor/switched capacitor active network converter) [ J ]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2014, 34 ( 6 ): 832-838.

[ 4 ] 袁义生,胡盼安,伍群芳 (Yuan Yisheng, Hu Panan, Wu Qunfang). 一种 Flyback-Boost 非隔离型高增益直流变换器 (A Flyback-Boost non-isolated high gain DC converter) [ J ]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2014, 33 ( 11 ): 13-19.

[ 5 ] 高伟,罗全明,张阳,等 (Gao Wei, Luo Quanming,

- Zhang Yang, et al.). 一种零输入电流纹波高增益 DC-DC 变换器 (A zero input current ripple high gain DC-DC converter) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2018, 33 (2): 284-292.
- [6] 董卓, 张岩, 刘进军, 等 (Dong Zhuo, Zhang Yan, Liu Jinjun, et al.). 多单元二极管电容电感网络高增益直流变换器统一模型研究 (Research on unified model of multi-unit diode capacitance inductor network high gain DC converter) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2018, 38 (18): 5527-5537, 24.
- [7] 李微, 王议锋, 韩富强, 等. (Li Wei, Wang Yifeng, Han Fuqiang, et al.). 一种隔离型三端口双向 LCLC 多谐振直流变换器 (Isolated three-port bidirectional LCLC multi-resonant DC converter) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2018, 33 (14): 3231-3244.
- [8] 孙鹏菊, 李正宇, 张冀, 等 (Sun Pengju, Li Zhengyu, Zhang Ji, et al.). 一种基于倍压单元的双输入高增益直流变换器 (Dual input high gain DC converter based on voltage doubler unit) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2016, 36 (17): 4694-4702.
- [9] 徐瑞东, 闫超前, 池飞飞, 等 (Xu Ruidong, Yan Chaoqian, Chi Feifei, et al.). 耦合电感倍压单元的高增益 DC/DC 变换器 (High-gain DC/DC converter with coupled inductor voltage multiplying unit) [J]. 电力电子技术 (Power Electronics), 2018, 52 (9): 57-59.
- [10] Nguyen M K, Le T V, Park S J, et al. Class of high boost inverters based on switched-inductor structure [J]. IET Power Electronics, 2015, 8 (5): 750-759.
- [11] 荣德生, 胡举爽, 杨干兴, 等 (Rong Desheng, Hu Jushuang, Yang Ganxing, et al.). 双电源输入磁集成开关电感 Boost 变换器 (Dual power input magnetic integrated Boost converter with switched inductor) [J]. 电力系统及其自动化学报 (Proceedings of the CSU-EP-SA), 2018, 30 (4): 49-56.
- [12] 吴刚, 阮新波, 叶志红 (Wu Gang, Ruan Xinbo, Ye Zhihong). 采用开关电容的非隔离型高升压比直流变换器 (Non-isolated high step-up DC converter with switched capacitor) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2015, 35 (2): 442-450.
- [13] 陈剑飞, 侯世英, 孙韬, 等 (Chen Jianfei, Hou Shiying, Sun Tao, et al.). 基于开关电容网络组的双输入升压变换器 (Dual input boost converter based on switched capacitor network group) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2015, 30 (15): 118-126.
- [14] 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 parallel 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.
- [15] 石健将, 严仰光, 何湘宁 (Shi Jianjiang, Yan Yangguang, He Xiangning). 具有输出耦合电感的高压增益双管正激组合变换器 (High-voltage gain double-switch forward combination converter with output-coupled inductance) [J]. 南京航空航天大学学报 (Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics), 2005, 37 (6): 790-794.
- [16] 吴琨, 钱挺 (Wu Hao, Qian Ting). 一种带三绕组耦合电感的级联型高增益功率变换器 (Cascaded high gain power converter with three winding coupled inductor) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2017, 32 (20): 124-132.
- [17] 陈章勇, 许建平, 吴建雪 (Chen Zhangyong, Xu Jianping, Wu Jianxue). 基于 LC 吸收电路的耦合电感高升压增益变换器 (Coupled inductance high boost gain converter based on LC absorption circuit) [J]. 电机与控制学报 (Electric Machines and Control), 2015, 19 (3): 69-75.
- [18] Yao Kaiwei, Ye Mao, Xu Ming, et al. Tapped inductor buck converter for high-step-down DC-DC conversion [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20 (4): 775-780.
- [19] 罗全明, 高伟, 吕星宇, 等 (Luo Quanming, Gao Wei, Lv Xingyu, et al.). 耦合电感型高增益 Boost 变换器拓扑分析 (Topology analysis of coupled inductor type high gain boost converter) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2017, 37 (24): 7266-7275, 7441.
- [20] 荣德生, 段志田 (Rong Desheng, Duan Zhitian). 一种改进型交错并联高增益 Boost 变换器 (Improved interleaved parallel high gain Boost converter) [J]. 电源学报 (Journal of Power Supply), 2017, 15 (5): 16-24.



# High voltage gain Boost converter with coupled inductor voltage-doubler cell

LI Hong-zhu<sup>1</sup>, LIU Fei-yang<sup>1</sup>, LI Hong-fan<sup>2</sup>

(Faculty of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China;

2. Institute of Science and Technology, University of Sanya, Sanya 572022, China)

**Abstract:** Increasing the voltage gain of the DC converter can increase the input and output voltage range of the converter, making it to be more widely used. In this paper, two coupled inductor voltage doubling units with high gain are proposed. By changing the turns ratio  $N$  of the coupled inductor, the voltage gain of the converter can be greatly improved. The working principle of CLC and LCL coupled inductor voltage doubling unit is analyzed. The coupled inductor doubler unit topology and its combined extension structure are given. The CLC coupled inductor voltage doubler cell topology is applied to the traditional Boost circuit. The operating mode of the Boost converter based on CLC coupled inductor voltage doubler is analyzed. The main working waveform of the converter is given. The voltage gain, switching tube and diode voltage stress expression of the converter are derived. Theoretical analysis shows that the Boost converter of the CLC coupled inductor voltage doubling unit has a higher voltage gain, and the voltage stress of the switching tube does not increase due to the increase of the voltage gain. The experimental prototype is tested by using a nearly fully coupled can core and a toroidal core with a large leakage inductance. The experimental results are consistent with the theoretical analysis. The maximum voltage gain of the converter is maximized in the fully coupled case.

**Key words:** double-voltage unit; coupled inductor; high voltage gain; Boost converter