

耦合电感三电平DC-DC变换器

刘贇,赵德林,郝杨阳,赵振伟,余岱玲,丁新平

(青岛理工大学 信息与控制工程学院, 山东 青岛 266520)

摘要: 为了降低光伏发电等大功率应用场合中直流电源的输入电压,提出了一类耦合电感三电平DC-DC变换器。该类变换器运用耦合电感模块替代传统电感,提高了电压增益;在结构上进行三电平变换,且在耦合电感两侧并入钳位二极管,减小了开关管的电压应力。以耦合电感三电平Sepic电路为例进行了研究,在Saber中搭建了仿真模型,并制作了一台100 W的样机。实验结果表明:该变换器具有更高电压增益、低电压应力的特点。

关键词: DC-DC变换器;耦合电感;三电平;高电压增益;低电压应力

中图分类号: TM131 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed20207

Three-level DC-DC Converter with Coupled-inductor

LIU Yun, ZHAO Delin, HAO Yangyang, ZHAO Zhenwei, YU Dailing, DING Xinping

(College of Information and Engineering, Qingdao University of Technology, Qingdao 266520, Shandong, China)

Abstract: In order to reduce the input voltage of DC power in high power applications such as photovoltaic power generation, a kind of three-level DC-DC converter with coupled-inductor was proposed. This type of converter used a coupled inductor module to replace the traditional inductor, which improved the voltage gain, three-level transformation was performed on the structure, and the clamping diode was integrated on both sides of the coupled inductor, which reduced the voltage stress of the switching tube. A three-level Sepic circuit with coupled-inductor was studied as an example. A simulation model was built in Saber and a prototype of 100 W was fabricated. The experimental results show that the converter has the characteristics of higher voltage gain and low voltage stress.

Key words: DC-DC converter; coupled-inductor; three-level; high voltage gain; low voltage stress

伴随着太阳能等清洁能源的广泛应用,光伏板后级所需的DC-DC升压变换器就成了国内外研究人员的研究热点^[1]。传统的5种直流变换器(Boost, Buck-Boost, Sepic, Cuk, Zeta)均具有升压功能,并且结构简单、容易控制,但这类变换器仅依靠开关管导通占空比这单一调制因子来进行电压调节,且在高电压增益场合出现的极限占空比情况会造成二极管的反向恢复问题,效果不够理想。

文献[2]介绍了一种级联式的升压变换器,实现在相同直流输入值的条件下,有效提高电压增益。但级联变换器结构的高增益,是以开关管等元件的高应力为代价来实现的,不仅会增大变换

器所需元件的数量,更会致使整体电路的成本和实现难度都大幅度上升。文献[3-8]在变换器中加入了耦合电感模块,用以替代原有变换器中的单个储能电感,这样可以实现在相同导通占空比的情况下,得到更高的电压增益,但由于漏感的存在,会增大开关管的电压应力,加大损耗;文献[9]介绍了变换器三电平变换的新型结构,使得变换器中相应元件的电压应力得到有效降低,但其升压能力并没有得到有效提高。

本文提出了一类新型耦合电感三电平DC-DC变换器,其电路结构简单、容易控制,具有高电压增益和低电压应力的特点。文章以耦合电感三电平Sepic电路为例进行了分析和研究,最后用仿

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51477079)

作者简介: 刘贇(1995-),女,硕士研究生,Email:liu_yunly@126.com

真和实验验证了该类变换器的正确性和可行性。

1 耦合电感三电平Sepic变换器

图1为耦合电感三电平Sepic变换器的原理图。开关管 S_1, S_2 控制工作状态切换;绕组 L_1, L_2, L_3 为耦合绕组,匝比为 $N_1:N_2:N_3=1:n:n$;二极管 D_1, D_2 分别与次级绕组 L_2, L_3 串联; D_3 和 D_4 为钳位二极管; C_1, C_2 为储能电容; C_3, C_4 为输出稳压电容。

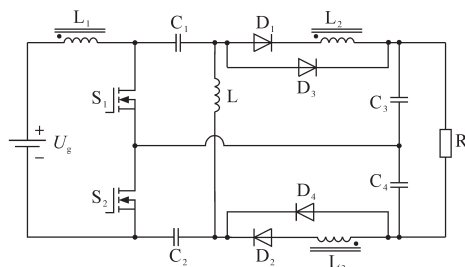


图1 耦合电感三电平Sepic变换器

Fig.1 Three-level Sepic converter with coupled-inductor

1.1 工作状态分析

考虑漏感及开关管寄生电容的情况下,1个周期内,电路共有8种工作状态,如图2所示。图3为不同工作状态下,关键器件的工作波形图,其中各个时间段代表各个工作状态。

状态1(图2a):图3中 t_0-t_1 为该状态下的关键器件波形。在 t_0 时刻,开关管 S_1 开始导通,开关管 S_1 的寄生电容 C_{S1} 通过闭合回路开始放电。输入电压 U_g 通过开关管 S_1, S_2 给励磁电感 L_1 充电, L_1 上电流增加,储能电容 C_1, C_2 放电并且为储能电感 L 充电。同时,漏感 L_{2k} 将能量释放到输出电容 C_3 上,输出电容 C_4 向负载 R 提供能量。

状态2(图2b):图3中 t_1-t_2 为该状态下的关键器件波形。此状态,开关管 S_1 完全导通, S_2 继续上阶段持续导通的状态。寄生电容 C_{S1} 、漏感 L_{2k} 结束放电过程。输入电压 U_g 继续给励磁电感 L_1 充电, L_1 上电流持续增加。储能电容 C_1, C_2 继续放电为储能电感 L 充电,输出电容 C_3, C_4 向负载 R 提供能量。

状态3(图2c):图3中 t_2-t_3 为该状态下的关键器件波形。在 t_2 时刻,开关管 S_2 关断,寄生电容 C_{S2} 开始充电,开关管 S_2 两端电压迅速上升。漏感 L_{1k} 放电,此时钳位二极管 D_4 导通,开关管 S_2 的电压应力被钳位至输出电容 C_4 电压和储能电容 C_2 电压之和,这样,在漏感释放能量过程中,开关管的电压应力尖峰大大减小,避免漏感产生的尖峰电压对开关管造成损坏,同时,漏感 L_{1k} 释放的能量传送到输出电容 C_4 上,降低了损耗,提高了拓扑的工作效率。

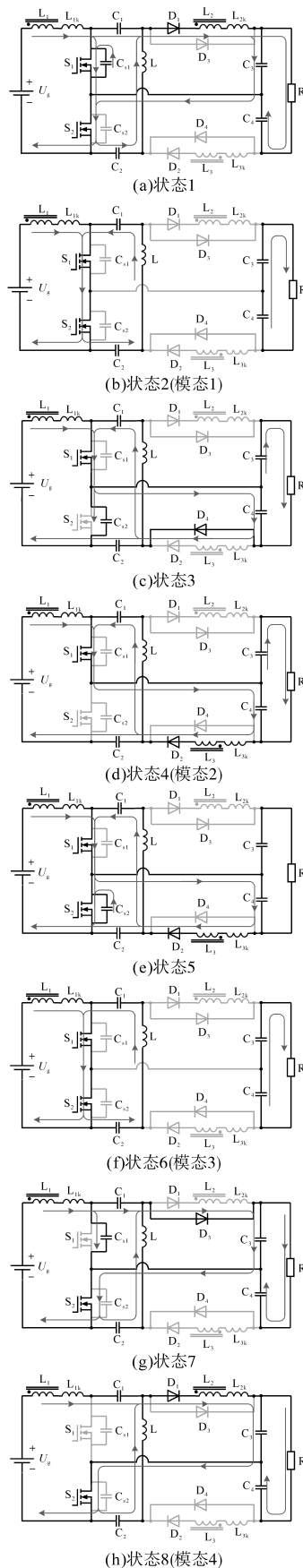


图2 耦合电感三电平Sepic变换器工作状态

Fig.2 Working process of three-level Sepic converter with coupled-inductor

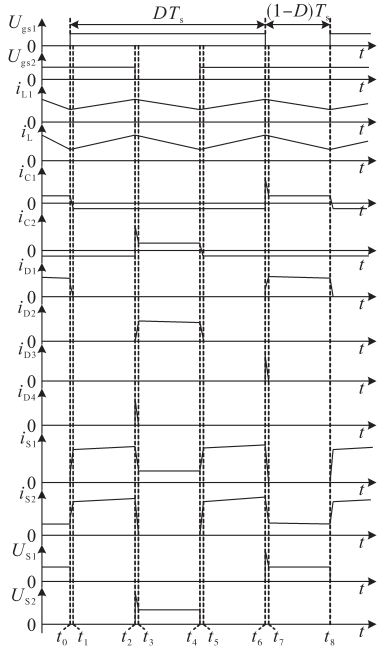


图3 不同状态下关键器件电压、电流波形

Fig.3 The voltage and current waveforms of key device in different states

状态4(图2d):图3中 t_3-t_4 为该状态下的关键器件波形。此状态,开关管 S_1 导通,开关管 S_2 关断。漏感 L_{lk} 放电过程逐渐结束,钳位二极管 D_4 反向截止,续流二极管 D_2 导通。延续上一阶段,励磁绕组 L_1 、储能电容 C_1 、储能电感 L 释放能量给储能电容 C_2 、输出电容 C_4 充电,输出电容 C_3 放电并向负载 R 提供能量。初级绕组电压通过电感的耦合关系映射到次级绕组上。

状态5(图2e):图3中 t_4-t_5 为该状态下的关键器件波形。在 t_4 时刻,开关管 S_2 开始导通,寄生电容 C_{S2} 通过闭合回路开始放电。输入电压 U_g 通过开关管 S_1 、 S_2 给励磁电感 L_1 充电, L_1 上电流增加,储能电容 C_1 、 C_2 放电并且为储能电感 L 充电。同时,漏感 L_{3k} 将能量释放到输出电容 C_4 上,输出电容 C_3 向负载 R 提供能量。

状态6(图2f):图3中 t_5-t_6 为该状态下的关键器件波形。开关管 S_1 延续上一阶段持续导通, S_2 完全导通的状态。寄生电容 C_{S2} 、漏感 L_{3k} 结束放电过程。输入电压 U_g 继续给励磁电感 L_1 充电, L_1 上电流持续增加,储能电容 C_1 、 C_2 继续放电为储能电感 L 充电,输出电容 C_3 、 C_4 向负载 R 提供能量。

状态7(图2g):图3中 t_6-t_7 为该状态下的关键器件波形。在 t_6 时刻,开关管 S_1 关断,寄生电容 C_{S1} 开始充电,开关管 S_1 两端电压迅速上升。漏感 L_{lk} 迅速放电,此时钳位二极管 D_3 导通,开关

管 S_1 的电压应力被箝位至输出电容 C_3 电压和储能电容 C_1 电压之和。这样,可以有效减小开关管的电压应力,并提高整体电路的工作效率。

状态8(图2h):图3中 t_7-t_8 为该状态下的关键器件波形。此状态,开关管 S_1 关断,开关管 S_2 导通。漏感 L_{lk} 放电结束,延续上一阶段,励磁电感 L_1 、储能电容 C_2 、储能电感 L 释放能量给储能电容 C_1 、输出电容 C_3 充电,输出电容 C_4 放电并向负载 R 提供能量。初级绕组电压通过电感的耦合关系映射到次级绕组上。

1.2 直流稳态分析

在忽略过渡阶段、不考虑寄生参数和漏感的情况下,电路主要有4种工作模式。

模态1(图2b):开关管 S_1 和 S_2 均导通,3个工作回路为: $U_g-L_1-S_1-S_2$, $C_1-S_1-S_2-C_2-L$, C_3-C_4-R 。电压关系式为

$$\begin{cases} U_{L1} = U_g \\ U_{C1} + U_L - U_{C2} = 0 \\ U_o = U_{C3} + U_{C4} \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_L 、 U_{L1} 为绕组 L 、 L_1 的电压; U_{C1} 、 U_{C2} 、 U_{C3} 、 U_{C4} 为电容 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 的电压; U_g 为输入电压; U_o 为输出电压。

模态2(图2d):开关管 S_1 导通、 S_2 关断,工作回路为: $U_g-L_1-C_4-L_3-C_2$, $C_1-C_4-L_3-L$ 。电压关系式为

$$\begin{cases} -U_g + U_{L1} + U_{C4} + U_{L3} - U_{C2} = 0 \\ -U_L - U_{C1} + U_{C4} + U_{L3} = 0 \\ U_{L3} = n U_{L1} \end{cases} \quad (2)$$

其中

$$n = N_2/N_1$$

式中: U_{L3} 为绕组 L_3 的电压; n 为匝数比。

模态3(图2f):此阶段的稳态工作过程与模态1完全相同。

模态4(图2h):开关管 S_1 关断、 S_2 导通,工作回路为: $U_g-L_1-C_1-L_2-C_3$, $C_2-L-L_2-C_3$ 。电压关系式为

$$\begin{cases} -U_g + U_{L1} + U_{C1} + U_{L2} + U_{C3} = 0 \\ -U_L + U_{L2} + U_{C3} + U_{C2} = 0 \\ U_{L2} = n U_{L1} \end{cases} \quad (3)$$

根据电感 L_1 和 L 的伏秒平衡法则,得到:

$$\begin{aligned} & \frac{(U_g - U_{C4} + U_{C2})(1-D)T}{1+n} + \\ & \frac{(U_g - U_{C1} - U_{C3})(1-D)T}{1+n} + (2D-1)TU_g = 0 \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} & [-U_{C1} + U_{C4} + \frac{n(U_g - U_{C4} + U_{C2})}{1+n} + U_{C2} + U_{C3} + \\ & \frac{n(U_g - U_{C1} - U_{C3})}{1+n}](1-D)T + (2D-1)T(U_{C2} - U_{C1}) = 0 \end{aligned} \quad (5)$$

解得:

$$U_{C2} - U_{C1} = -\frac{2nD - n + 1}{1 - D} \cdot U_g + U_o \quad (6)$$

电压增益 B 为

$$B = \frac{U_o}{U_g} = \frac{2nD + D - n}{1 - D} \quad (7)$$

1.3 对比分析

1.3.1 增益对比

图4为传统Sepic电路和耦合电感三电平电路多绕组情况下的电压增益对比曲线图。

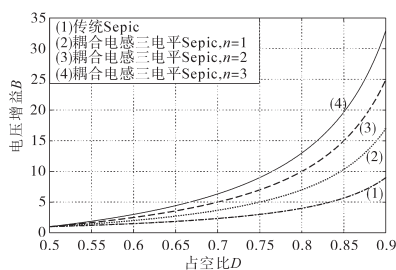


图4 电压增益对比图

Fig.4 The comparison figure of voltage gain

由图4可知,耦合电感三电平Sepic电路可以通过占空比和匝数比来调节增益,传统Sepic仅可通过占空比调节增益,且电压增益相同时,传统Sepic变换器需要的占空比更大,过大的占空比易导致各个元器件的损耗更大,造成电路板的损坏。

1.3.2 应力对比

Sepic电路的开关管电压应力 U_s 为

$$U_s = U_o + U_g = \frac{1}{1-D} U_g \quad (8)$$

由于 S_1 和 S_2 所在回路也完全对称,因此 $U_{S1} = U_{S2}$ 。在电路进入正常稳态的条件下,当 S_1 导通, S_2 关断时,有:

$$\begin{cases} U_{S2} = U_{C4} - U_{L3off} + U_{C2} \\ U_{L1on} = U_g \\ U_{L3off} = n U_{L1off} \\ (2D-1) \cdot U_{L1on} = 2(1-D) \cdot U_{L1off} \end{cases} \quad (9)$$

由式(9)可得开关管的电压应力 U_{S2} :

$$U_{S2} = U_{S1} = \frac{1}{2(1-D)} U_g \quad (11)$$

由此可知,占空比相同时,耦合电感三电平

Sepic变换器不仅开关管电压应力是Sepic变换器的一半,且能够获得更高的电压增益。低的开关管电压应力,能够减小开关损耗,降低电磁干扰,提高工作效率及电路的安全性和稳定性。

2 耦合电感三电平变换器

将此种结构应用到其他传统DC-DC变换器中,可以得到一类变换器,如图5所示。

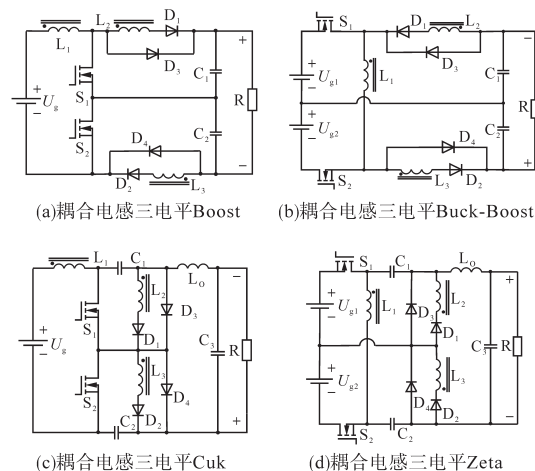


图5 耦合电感三电平DC-DC变换器族

Fig.5 A family of three-level DC-DC converters with coupled-inductor

以上变换器的工作状态及工作原理与耦合电感三电平Sepic变换器几乎相同,具体工作过程不再赘述,其电压增益 B 如表1所示。

表1 耦合电感三电平DC-DC变换器电压增益

Tab.1 Voltage gain of three-level DC-DC converter with coupled-inductor

变换器名称	电压增益 B
耦合电感三电平 Boost 变换器	$\frac{2nD - n + 1}{1 - D}$
耦合电感三电平 Buck-Boost 变换器	$\frac{2nD - n + D}{1 - D}$
耦合电感三电平 Cuk 变换器	$\frac{2nD - n + D}{1 - D}$
耦合电感三电平 Zeta 变换器	$\frac{2nD - n + D}{1 - D}$

3 实验结果与分析

3.1 器件的设计及选型

3.1.1 励磁电感计算

电流纹波 Δi 和流经绕组的电流有效值 i_{AVE} 的比值,称为电感纹波系数 r ,其值一般取0.4,计算如下:

$$\begin{cases} \Delta i = U_g t / L_1 \\ r = \Delta i / i_{AVE} = 2i_{AC} / i_{L1} \end{cases} \rightarrow L_1 = \frac{U_g \cdot t}{r \cdot i_L} \quad (12)$$

其中,电源电压 $U_g=12\text{ V}$,在1个稳定周期中,励磁电感 L_1 的充电时间 $t=(2D-1)T=(2D-1)/f$,其中, T 为1个开关周期, f 为开关频率。根据功率等级计算出在1个周期内稳定工作状态时,流经耦合绕组中的励磁电感 L_1 的电流有效值约为 10 A ,代入式(12)中,得:

$$L_1 = \frac{E \cdot t}{r \cdot i_{L_1}} = \frac{U_g \cdot (2D-1)}{r \cdot i_{L_1} \cdot f} = 75\text{ }\mu\text{H} \quad (13)$$

式中: E 为电感两端的电压。

为避免饱和现象,对电路造成不良影响,电感量取值为 $100\text{ }\mu\text{H}$ 。

3.1.2 开关管的计算与选型

开关管切换漏感释放能量时,此时电压应力最高,钳位二极管开关管电压应力钳位在:

$$U_{s2}^* = U_{s1}^* = \frac{1}{2} U_o - U_{C2} = 34\text{ V} \quad (14)$$

两个开关管都导通的工作状态下,开关管的电流应力达到最大,为

$$I_{s1\text{MAX}} = I_{s2\text{MAX}} = I_{\text{in}} + I_{C1} = 11.92\text{ A} \quad (15)$$

所以,开关管型号选为 IRFR3410,其电压为 100 V ,最大漏极电流 31 A ,导通电阻 $0.039\text{ }\Omega$,符合设计要求。

3.2 实验结果

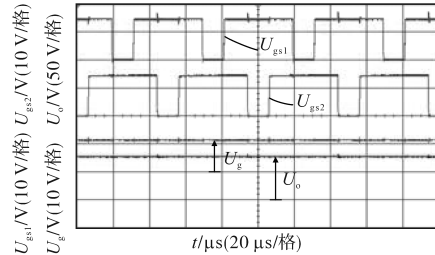
搭建了一台 100 W 的耦合电感三电平 Sepic 实验样机,其具体参数如表2所示。图6为实验样机主要的电压和电流波形图。

图6a可知,当输入电压 $U_g=12\text{ V}$ 时,可以实现输出电压 $U_o=80\text{ V}$,这与初始设定值完全一致,且电压非常稳定。图6b为控制信号、原边和副边绕组的电压波形。两个开关管同时导通时, L_1 开始充电;一个导通、另一个关断时,绕组开始放电,且电压值的比例与匝数比呈现相同的数量关系。图6c为两个开关管的控制信号、开关管 S_1 的漏源电压及钳位二极管 D_3 的电流波形图,当开关管 S_1 关断、 S_2 导通时,在漏感放电瞬间, D_3 开始工作,使其电压尖峰被钳位至固定数值处,钳位瞬间有电流经过。图6d为额定负载变至重载时,电容 C_3 电压及输出电流 i_o 的波形图,负载变重,输出电压突然降低,但很快恢复稳定,同时, i_o 升高,负载电流增大并保持稳定。图6e为输入电压由额定值 12 V 突然增大至 16 V 时的波形图,输出电压突然增大,此时占空比降低,使得输出电压很快恢复额定值。

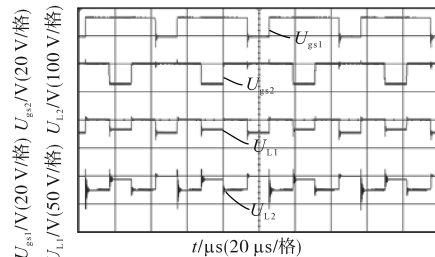
表2 实验参数

Tab.2 Experimental parameters

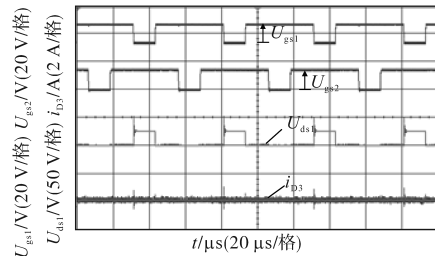
	电源指标	数值
输入侧	输入直流电压 U_g	12 V
输出侧	输出直流电压 U_o	80 V
	额定功率 P	100 W
变换器	开关频率 f_s	20 kHz
	励磁绕组电感量 L_1	$100\text{ }\mu\text{H}$
	耦合电感匝数比 n	2



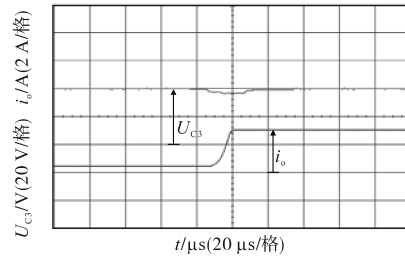
(a)输入和输出电压波形



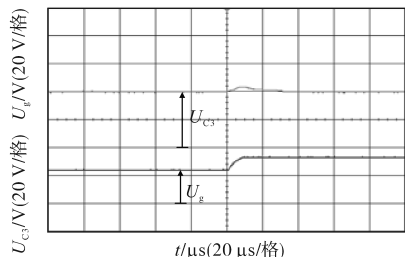
(b)耦合电感两端电压波形



(c)开关 S_1 漏源电压以及二极管 D_3 电流波形



(d)额定负载突变至重载



(e)输入电压由 12 V 突变至 16 V

图6 实验波形

Fig.6 The experimental waveforms

图7所示为通过改变负载来改变输出功率的效率对比图,样机输出功率在达到50 W前,整体效率随着输出功率的增大而上升,在50 W左右时,均达到了效率峰值,之后便逐渐下降。整个过程中,耦合电感三电平Sepic变换器的效率要高于Sepic变换器的效率,整体效率在90%左右。图8为耦合电感三电平Sepic变换器的实验样机图。

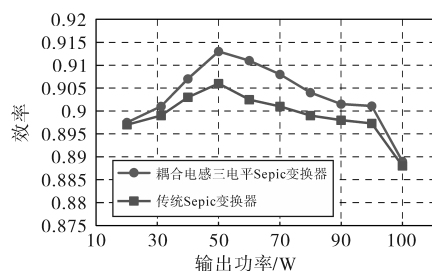


图7 实验效率对比图

Fig.7 The Comparison figure of experimental efficiency

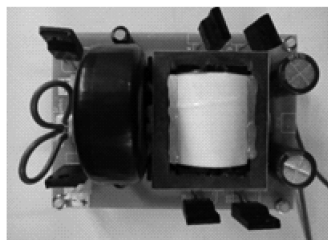


图8 实验样机图

Fig.8 The photo of experimental prototype

4 结论

耦合电感三电平DC-DC变换器拓扑族的2个优点总结如下:

1)高电压增益。耦合电感使得系统电压增益由开关管占空比大小这一单自由度控制,转向由占空比和匝数比双自由度调节,不仅能达到高

电压增益的要求,还能避免占空比达到极限状态的恶劣情况,保障了变换器的安全性和高效性。

2)低电压应力。三电平结构可以有效降低电压应力,使得器件选型更加容易。钳位二极管使得开关管关断时,电压应力被有效钳位在固定值,并将其瞬间能量引导至储能电容。既保证了变换器在器件选型上的高性价比,又保证了其输出上的高转换效率。

参考文献

- [1] 陈培育,闫海云,李国栋,等.一种高增益型DC-DC变换器拓扑的研究[J].电气传动,2016,46(9):12-15.
- [2] Chen S M, Liang T J, Yang L S, *et al.* A cascaded high step-up DC-DC converter with single switch for microsource applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(4):1146-1153.
- [3] 吴冬春,吴云亚,阚加荣,等.基于耦合电感的输入电流连续型高增益准Z源逆变器[J].电力系统自动化,2016,40(22):125-131.
- [4] 陈章勇.耦合电感高增益升压变换器变换器及副边谐振软开关技术[D].成都:西南交通大学,2015.
- [5] 丁新平,王伯荣,张承慧.一种新型耦合电感高压增益单级逆变电路研究[J].电工技术学报,2014,29(S1):301-307.
- [6] 王挺,汤雨,付东进,等.一种耦合电感高增益双管升压变换器[J].中国电机工程学报,2014,34(9):1319-1326.
- [7] 周玉斐,黄文新,赵萍,等.基于耦合电感单级升压逆变器的光伏并网发电系统[J].电网技术,2013,37(7):1808-1813.
- [8] 李雪梅.一种基于耦合电感的单开关高增益直流变换器[J].电气传动,2018,48(11):15-19.
- [9] 马运东.直流变换器的三电平变换器及其控制[D].南京:南京航空航天大学,2003.

收稿日期:2019-04-29

修改稿日期:2019-06-13