

一种应用于分布式电源的高增益 双输入DC-DC变换器

刘明^{1,2}, 赵作男², 谢国民²

(1. 朝阳师范高等专科学校 数学与计算机系, 辽宁 朝阳 122000;

2. 辽宁工程技术大学 电气与控制工程学院, 辽宁 葫芦岛 125105)

摘要:通过对传统开关电感倍压单元的研究,提出一种新型耦合电感倍压单元。针对分布式电源需要多个电源输入的要求,提出一种高增益低电压应力的双输入DC-DC变换器。新型变换器具有单输入和双输入2种模式;通过改变耦合电感倍压单元的匝比,可以大幅提升变换器电压增益;在输出端采用三电平结构,双输入模式变换器开关管和二极管截止时,两端电压仅为输出电压的50%。分析了变换器在单输入、双输入模式下的工作模态;给出了变换器主要工作波形;推导了变换器电压增益、开关管和二极管两端电压表达式;根据变压器模型建立了漏感等效模型,并分析了漏感对变换器电压增益的影响。通过实验验证了理论分析的正确性。

关键词:开关电感;耦合电感;倍压单元;双输入;漏感

中图分类号:TM46 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed20006

A High Gain Dual Input DC-DC Converter for Distributed Power Supply

LIU Ming^{1,2}, ZHAO Zuonan², XIE Guomin²

(1. Department of Mathematics and Computer, Chaoyang Teachers College, Chaoyang 122000, Liaoning,

China; 2. School of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University,

Huludao 125105, Liaoning, China)

Abstract: A novel coupled inductor voltage doubling unit was proposed by studying the traditional switching inductor voltage doubling unit. In view of the requirement of multiple power inputs for distributed power supplies, a dual-input DC-DC converter with high gain and low voltage stress was proposed. The new converter had two modes: single input and dual input; the converter voltage gain could be greatly improved by changing the turns ratio of the coupled inductor voltage doubling unit; the three-level structure was used at the output, and the converter switch and diode were used in the dual input mode. At the time of the cutoff, the voltage at both ends was only 50% of the output voltage. The operating modes of the converter in single-input and dual-input modes were analyzed. The main working waveforms of the converter were given. The voltage gain of the converter, the expression of the voltage across the switch and the diode were derived. The leakage inductance equivalent model was established according to the transformer model. The effect of leakage inductance on the voltage gain of the converter was analyzed. The correctness of theoretical analysis was verified by experiments.

Key words: switching inductance; coupled inductor; voltage doubler unit; dual input; leakage inductance

随着全球性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传统日益枯竭的化石资源。分布式电源可广泛利用清洁可再生能源,减少化石能源的消耗和有害气体的排放,且具有价格便宜安装灵活

的特点,因此分布式电源的应用越来越广泛^[1-2]。分布式电源在并网发电时需要具有较高的输出电压,但前级电源的输入电压较小,因此要求后级升压变换器具有较高的电压增益^[3-4]。在分布式电源并网发电系统中需要将多个分布式电源

基金项目:国家自然科学基金(51274118)

作者简介:刘明(1981—),女,硕士,副教授,Email:21972107@qq.com

并联至公共母线上,供给并网逆变器等直流负载使用;传统单输入直流变换器结构较为复杂且成本较高。采用多输入变换器可以简化电路、降低成本、提高变换器的灵活性;许多高等院校和科研院提出了很多新型拓扑并且取得了较多的研究成果^[5-6]。

提高直流变换器电压增益的传统方法主要有以下3种:1)通过变换器级联和组合来提高变换器增益^[7-8],其应用的开关管二极管数量较多、成本较大、器件损耗较大、可靠性较低;2)应用开关电感模块代替升压变换器中的电感来实现变换器电压增益的提高,其开关管电压应力较高、开关管损耗较大^[9-10];3)采用开关电容来增加电压增益^[11-12],其不足在于采用电容倍压效率较低。

采用变压器或耦合电感提高变换器增益,通过调节变压器和电感的匝比提升变换器增益,可以大幅度提高变换器电压增益,是目前的一个研究热点^[13-14]。本文通过对传统倍压单元的研究结合耦合电感的优点,提出一种新型耦合电感倍压单元,并对其工作模式进行了分析。

针对分布式电源需要多个电源输入、高增益的特点,文献[15]提出一种新型双输入变换器可以实现输入电源的灵活切换,但其开关管较多。文献[16]提出一种新型双输入 Buck-Boost 直流变换器,但其电压增益较低。

本文提出一种基于新型耦合电感的双输入高增益三电平 DC/DC 变换器,变换器拓扑应用新型耦合电感倍压单元代替储能电感,并在输出端应用三电平结构。变换器在双输入模式时开关管交错导通。相较于传统双输入变换器,新型双输入变换器具有结构简单、开关器件电压应力低、电压增益高等特点。

1 耦合电感倍压单元

1.1 传统开关电感与开关电感电容单元

开关电感单元和开关电感电容单元均是一端口网络,如图1所示,主要应用于非隔离 DC/DC 变换器的前级,在储能元件能量存储与释放过程中,通过电感、电容极性的合理联接进行倍压。

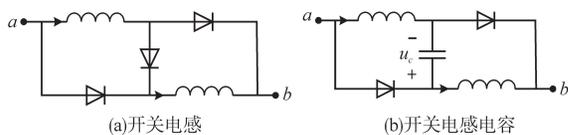


图1 开关电感与开关电感电容单元

Fig. 1 Switching inductor and switching inductor capacitor unit

两个模块在储能模态时,感应电压均为输入电压,增益提高幅度有限,虽然可以通过组合进一步提高电压增益,但器件的增多也使变换器损耗和体积增大了。同时由于组合增加了变换器工作时的电感值,会使变换器动态响应速度下降。为了解决上述存在的问题,本文通过对倍压单元和耦合电感的研究,提出了一种新型的耦合电感倍压单元。

1.2 新型耦合电感倍压单元

新型耦合电感倍压单元是一个一端口网络,由1个耦合电感和2个二极管组成,相较于传统倍压单元具有结构简单、电压增益提升倍数高的优点。新型倍压单元拓扑结构如图2所示。

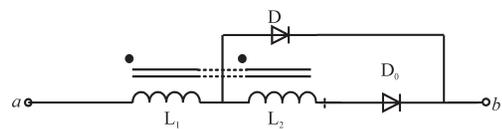


图2 耦合电感倍压单元

Fig.2 Voltage doubling unit of coupled inductance

新型倍压单元工作时具有2个模态,其等效电路图如图3所示。

1)模态1:电感 L_1 储能,耦合电感 L_2 同名端感应电压为正,二极管 D 导通 D_0 截止,电感 L_2 被二极管短路。

2)模态2:电感 L_1 释放能量,耦合电感 L_2 同名端感应电压为负,二极管 D 截止 D_0 导通,电感 L_1, L_2 串联放电。

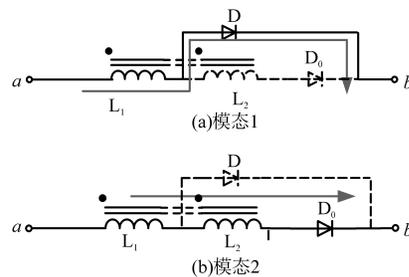


图3 耦合电感单元等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of coupled inductance unit

2 变换器拓扑及工作模态分析

2.1 变换器拓扑

变换器拓扑如图4所示,此拓扑由2个上下对称的独立变换器组成。电感 L_1, L_2, L_3, L_4 均为正向磁耦合,三电平电容 C_1, C_2 组成三电平结构并联至输出端。为方便分析,假设变换器开关器件均为理想器件,忽略电容 C_1, C_2 上电压脉动,变换器工作在电感电流连续状态(CCM),不考虑耦合电感漏感的影响。

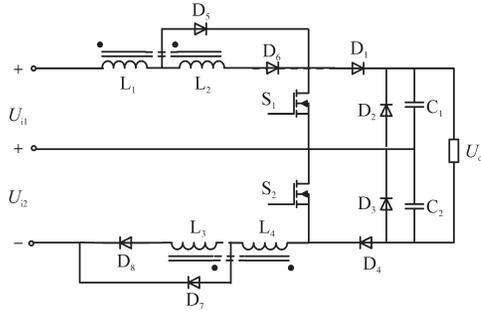


图4 新型双输入变换器拓扑

Fig.4 Topology of novel dual-input converter

2.2 单输入工作状态分析

在实际应用中,要求变换器只有1个输入电源时也可以正常工作,本文以 U_{11} 做为单一输入源为例,其等效电路及主要工作波形如图5和图6所示。

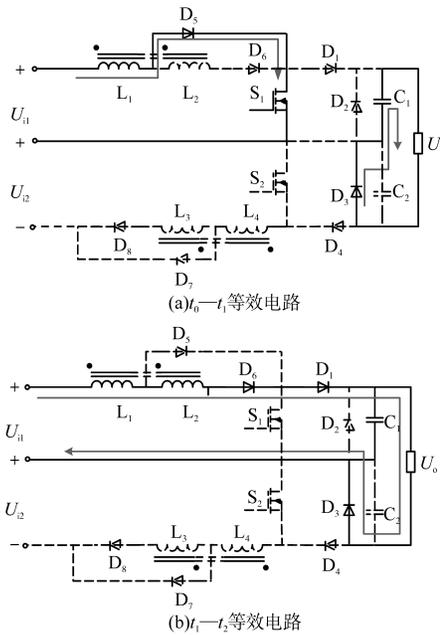


图5 单输入模式各模式等效电路图

Fig.5 Equivalent circuit diagrams of each mode in single input mode

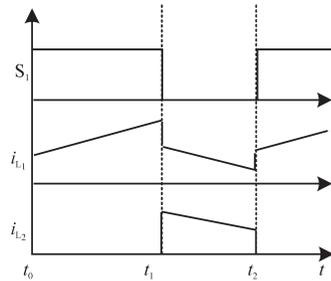


图6 单输入模式变换器主要工作波形

Fig.6 Main working waveforms of single input mode converter

工作模式1[t_0-t_1]:在 t_0 时刻,开关管 S_1 导通, S_2 关断;二极管 $D_1, D_2, D_4, D_6, D_7, D_8$ 关断, D_3, D_5 导通;电感 L_1 开始储能,电流 i_{L1} 线性上升;电感 L_2 的同名端电压为正,电感 L_2 被二极管 D_5 短路;电感 L_2, L_3, L_4 中电流为零,电容 C_1 通过二极管 D_3 为

负载提供能量。

工作模式2[t_1-t_2]:在 t_1 时刻,开关管 S_1 关断, S_2 关断;二极管 D_2, D_4, D_5, D_7, D_8 关断, D_1, D_3, D_6 导通;电感 L_1 中的电流开始下降,电感 L_2 的异名端电压为正;耦合电感 L_1, L_2 和电源串联对负载供电,同时对电容 C_1 充电,一直到 t_2 时刻结束,进入下一个周期。

2.3 双输入工作状态分析

在双输入工作状态下,变换器存在开关管交错导通和同时导通与关断2种工作模式,交错导通时,2个单元的输出电压交错叠加,输出电压波形为2个单元输出电压直接相加;在交错导通模式下输出电压纹波较小,可以使用较小的滤波电容,减小电容体积。因此本文在交错导通控制模式下进行理论分析。

在实际应用中为了达到所需要的电压增益,占空比 D 一般大于0.5,因此本文以占空比 $D > 0.5$ 进行分析。各工作模式等效电路和主要工作波形如图7和图8所示。

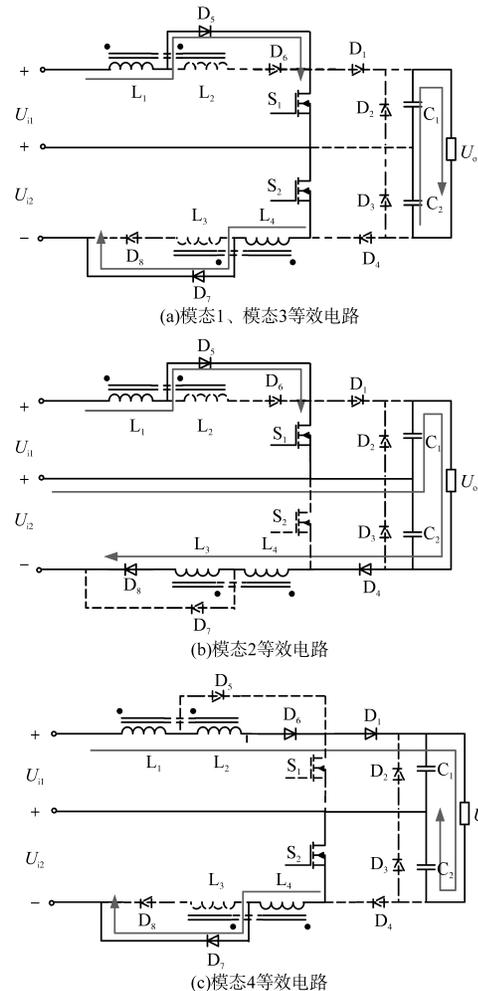


图7 双输入模式各模式等效电路图

Fig.7 Equivalent circuit diagrams of each mode in dual-input mode

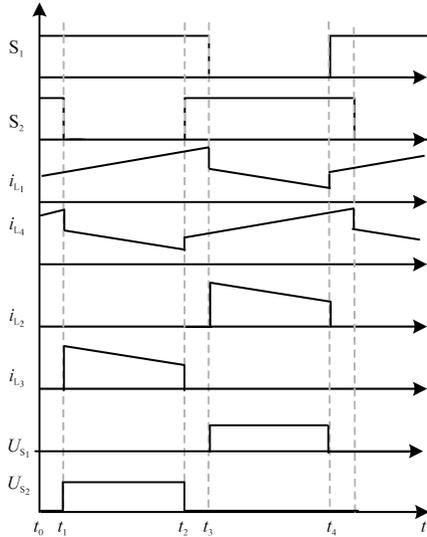


图8 双输入模式变换器主要工作波形

Fig. 8 Dual input mode converter main working waveforms

工作模式1 $[t_0-t_1]$:在 t_0 时刻,开关管 S_1, S_2 导通,二极管 $D_1, D_2, D_3, D_4, D_6, D_8$ 截止, D_5, D_7 导通;电感 L_1, L_4 储能,电流线性上升,一直到 t_1 时刻 i_{L_1} 达到最大值;根据耦合关系,电感 L_2, L_4 的同名端电压为正,电感 L_2, L_3 中电流为零;电容 C_1, C_2 串联为负载提供能量。

工作模式2 $[t_1-t_2]$:在 t_1 时刻,开关管 S_1 导通, S_2 关断,二极管 D_1, D_2, D_3, D_6, D_7 截止, D_4, D_5, D_8 导通;电感 L_1 中的电流继续上升,电感 L_2 中电流为零;耦合电感 L_3 和 L_4 与电源 U_{i2} 和电容 C_1 串联对负载供电,同时为电容 C_2 充电。

工作模式3 $[t_2-t_3]$:在 t_2 时刻,开关管 S_1, S_2 导通,电感 L_1, L_4 储能,电流线性上升,一直到 t_3 时刻电感 L_1 电流达到最大值,其等效电路和模式1相同。

工作模式4 $[t_3-t_4]$:在 t_3 时刻,开关管 S_2 导通, S_1 关断;二极管 D_2, D_3, D_4, D_5, D_8 截止, D_1, D_6, D_7 导通;电感 L_4 中的电流继续上升,电感 L_3 中电流为零;耦合电感 L_1 和 L_2 与电源 U_{i1} 和电容 C_2 串联对负载供电,同时为电容 C_2 充电。一直到 t_4 时刻结束,进入下一个周期。

3 工作性能分析

设电感 L_1 和 L_2 (L_3 和 L_4)的匝数分别为 N_{11} 和 N_{12} (N_{23} 和 N_{24})。

3.1 单输入模式电压增益

仍以 U_{i1} 为单一输入电源为例,在电感 L_1, L_2 (L_3 和 L_4)全耦合情况下,根据磁路定理,电感量和匝数具有如下关系式:

$$\begin{cases} \frac{L_2}{L_1} = \left(\frac{N_{12}}{N_{11}}\right)^2 = N_1^2 \\ \frac{L_3}{L_4} = \left(\frac{N_{23}}{N_{24}}\right)^2 = N_2^2 \end{cases} \quad (1)$$

式中: N_1 为电感 L_2 与电感 L_1 匝数比; N_2 为电感电感 L_4 与电感 L_3 匝数比。

耦合电感中2个电感串联放电时,由于其全耦合,因此可以等效为1个电感放电。设 L_1, L_2 串联放电时等效电感为 L_{eq1} ; L_3, L_4 串联放电时等效电感为 L_{eq2} 。设 $N_1=N_{12}/N_{11}, N_2=N_{23}/N_{24}$;则等效电感表达式为

$$\begin{cases} L_{eq1} = \frac{(N_{11} + N_{12})^2}{R} = (N_1 + 1)^2 L_1 \\ L_{eq2} = \frac{(N_{23} + N_{24})^2}{R} = (N_2 + 1)^2 L_1 \end{cases} \quad (2)$$

式中: R 为磁心等效磁阻。

由图6可知,在开关管导通和关断时刻,由于等效电感瞬间变化造成电感 L_1 的电流 i_{L_1} 有一个突变的过程。设 L_1 在开关管导通前后时刻的电流分别为 $i_{L_1(t_0+)}$ 和 $i_{L_1(t_0-)}$,在开关管关断前后时刻的电流分别为 $i_{L_1(t_1+)}$ 和 $i_{L_1(t_1-)}$,根据电感能量守恒得到如下关系式:

$$\begin{cases} L_{eq1} i_{L_1(t_0-)}^2 = L_1 i_{L_1(t_0+)}^2 \\ L_1 i_{L_1(t_1-)}^2 = L_{eq1} i_{L_1(t_1+)}^2 \end{cases} \quad (3)$$

由式(2)和式(3)得到 i_{L_1+} 和 i_{L_1-} 关系为

$$\begin{cases} i_{L_1(t_0-)} = \frac{1}{N_1 + 1} i_{L_1(t_0+)} \\ i_{L_1(t_1-)} = (N_1 + 1) i_{L_1(t_1+)} \end{cases} \quad (4)$$

模式1的电压方程如下式:

$$\begin{cases} U_{i1} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} \\ U_{C_1} = U_{o1} \end{cases} \quad (5)$$

模式2的电压方程如下式:

$$\begin{cases} U_{o1} = L_{eq1} \frac{di_{L_1}}{dt} + U_{i1} \\ U_{C_1} = U_{o1} \end{cases} \quad (6)$$

由式(5)和式(6)可以得到如下表达式:

$$\begin{cases} L_1 \Delta i_{L_1+} = U_i DT \\ L_{eq1} \Delta i_{L_1-} = (U_{o1} - U_{i1})(1 - D)T \end{cases} \quad (7)$$

根据图3可以得到:

$$\begin{cases} \Delta i_{L_1+} = i_{L_1(t_1-)} - i_{L_1(t_0+)} \\ \Delta i_{L_1-} = i_{L_1(t_1+)} - i_{L_1(t_0-)} \end{cases} \quad (8)$$

由式(3)、式(4)和式(7)、式(8),根据伏秒积原理可以推导得变换器电压增益表达式为

$$\frac{U_{o1}}{U_{i1}} = \frac{1 + N_1 D_1}{1 - D_1} \quad (9)$$

同理,当 U_{i2} 作为单输入电源时,变换器的电压增益表达式为

$$\frac{U_{o2}}{U_{i2}} = \frac{1 + N_2 D_2}{1 - D_2} \quad (10)$$

3.2 双输入工作状态电压增益

由图7、图8可见,开关管交错导通控制模式下, L_1 和 L_4 在储能模式下各自独立,互不影响,因此,双输入模式相当于单输入模式时2个单元输出电压的叠加。结合式(9)、式(10)得到交错导通控制模式下变换器电压增益为

$$U_o = U_{C_1} + U_{C_2} = \frac{1 + N_1 D_1}{1 - D_1} U_{i1} + \frac{1 + N_2 D_2}{1 - D_2} U_{i2} \quad (11)$$

由式(11)可以看出,随着耦合电感匝数比 N 的增大,变换器增益也增大。

3.3 变换器电压应力

3.3.1 单输入模式电压应力

根据图5,开关管关断时两端电压为输出电容 U_{C_1} 两端电压:

$$U_{S_1, vps} = U_{C_1} = U_{o1} \quad (12)$$

开关管导通、二极管截止时两端电压为输出电容 U_{C_1} 两端电压:

$$U_{D_1, vps} = U_{C_1} = U_{o1} \quad (13)$$

3.3.2 双输入电压应力

根据3.2节中的分析可知,双输入开关管和二极管两端电压与各自单元内的输入电压及对应的开关管占空比有关,其表达式如表1、表2所示。对比可以看到,在双输入模式时虽然输出电压提高,但其开关管、二极管两端不变,只与各自单元中的输入电压有关。

表1 二极管两端电压对比

Tab.1 Voltage comparison across the diode

名称	$U_{D_1, vps}$	$U_{D_4, vps}$
U_{i1} 单输入	U_{o1}	
U_{i2} 单输入		U_{o2}
双输入	U_{o1}	U_{o2}

表2 开关管两端电压对比

Tab.2 Voltage comparison between the two ends of the switch

名称	$U_{S_1, vps}$	$U_{S_2, vps}$
U_{i1} 单输入	U_{o1}	
U_{i2} 单输入		U_{o2}
双输入	U_{o1}	U_{o2}

4 漏感对电压增益的影响

为了方便分析,以 U_{i1} 单输入模式进行分析。根据变压器等效模型,画出变换器拓扑的等效电路如图9a、图9b所示。其中, L_{k1}, L_{k2} 分别为两耦合电感单元折算后的漏感; L_{m1}, L_{m2} 分别为两耦合电感单元励磁电感; K'_1, K'_2 分别为两耦合电感单元内电感耦合系数; i_{N11}, i_{N23} 为耦合电感原边电流; i_{N12}, i_{N24} 为耦合电感副边电流。图9c给出了以 U_{i1} 单输入模式的工作波形图。

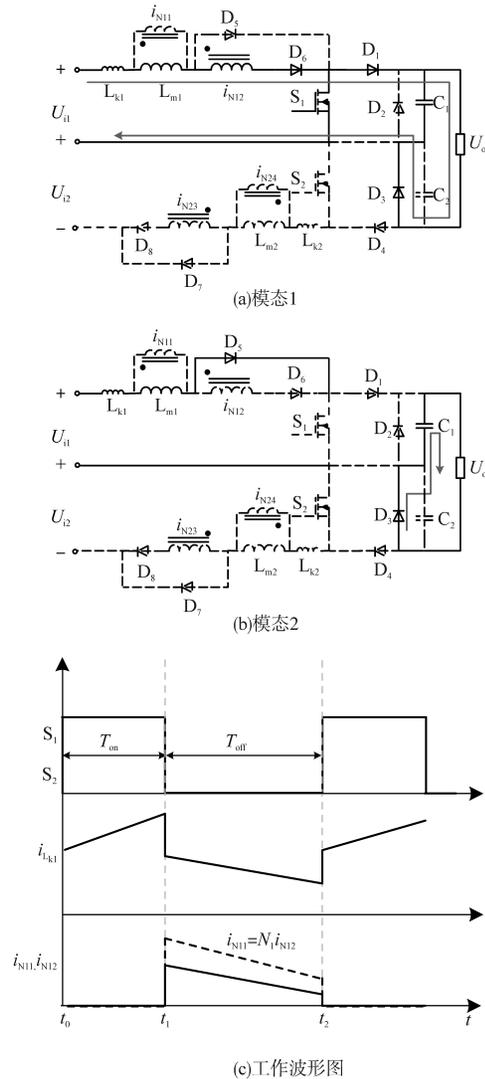


图9 等效电路及工作波形图

Fig.9 Equivalent circuit and working waveforms

2个耦合电感单元内的耦合系数表达式如下:

$$\begin{cases} K'_1 = \frac{L_{m1}}{L_{m1} + L_{k1}} \\ K'_2 = \frac{L_{m2}}{L_{m2} + L_{k2}} \end{cases} \quad (14)$$

由图9可见,其工作方式与2.2节相似,因此

不再具体描述。考虑漏感分压对变换器电压增益的影响,列写各模态电压表达式。

1)模态1。根据电感串联分压可得励磁电感电压表达式如下式:

$$U_{m1} = L_{m1} \frac{di_{m1}}{dt} = K'_1 U_{i1} \quad (15)$$

2)模态2。根据图6b可以得到下式:

$$\begin{cases} U_{m1} = L_{m1} \frac{di_{m1}}{dt} \\ (N_1 + 1 + \frac{1 - K'_1}{K'_1}) U_{m1} = U_o - U_{i1} \end{cases} \quad (16)$$

对励磁电感 L_{m1} 应用伏秒积平衡定理,可以得到电压增益表达式如下式:

$$U_{o1} = \frac{1 + N_1 K'_1 D}{1 - D} U_{i1} \quad (17)$$

根据3.2节分析,可得工作在双输入模式下变换器电压增益表达式如下式:

$$U_o = \frac{1 + N_1 K'_1 D_1}{1 - D_1} U_{i1} + \frac{1 + N_2 K'_2 D_2}{1 - D_2} U_{i2} \quad (18)$$

式(17)、式(18)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' 变换,如图10所示,随着耦合系数的减小电压增益减少(设双输入模式时 $N_1=N_2=N=2, K'_1=K'_2=K'$)。

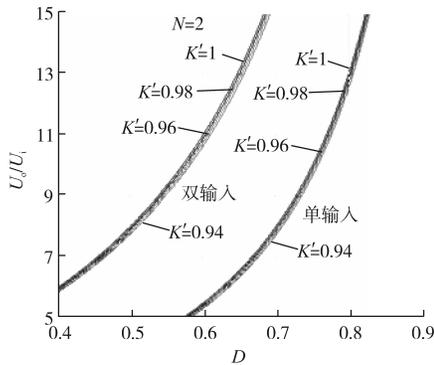


图10 不同耦合系数电压增益曲线

Fig.10 Voltage gain curves with different coupling coefficient

5 实验验证

为验证本文理论分析,搭建了实验样机。实验样机参数如下:输入电压 $U_{i1}=U_{i2}=12\text{ V}$,开关频率 $f_1=f_2=50\text{ kHz}$,开关管交错导通相位差为 180° ,占空比 $D_1=D_2=0.6$,电容 $C_1=C_2=50\text{ }\mu\text{F}$,负载电阻 R 为 $55\text{ }\Omega$,各耦合电感匝比为 $1:1$,电感实际参数如表3。

表3 电感实际参数

Tab.3 Inductor actual parameters

名称	数值/ μH	名称	数值/ μH
L_1	42.0	L_2	41.9
L_3	41.9	L_4	42.1
M_{12}	41.8	M_{34}	41.8

图11为开关管 S_1, S_2 驱动波形,2个开关管占空比均为0.6,导通相位差 180° 。图12为输出电压和输入电压波形对比,其中输出电压约为 95 V ,约为输入电压 12 V 的8倍。图13为耦合电感电流波形。由图13可见,电感 L_1 和 L_4, L_2 和 L_3 电流波形对称相位差为 180° 且电感电流突变,验证了2.3节的理论分析。

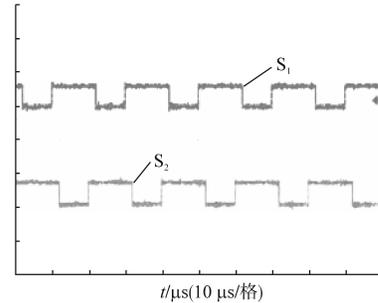


图11 开关管驱动波形

Fig.11 Switch tube drive waveforms

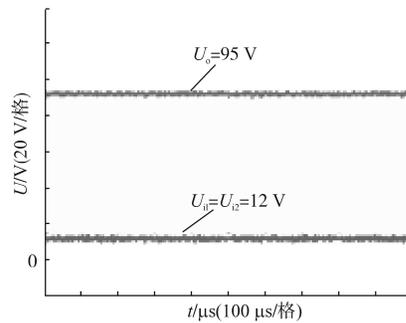
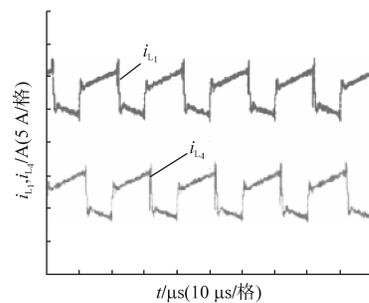
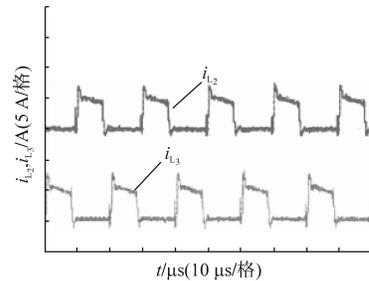


图12 输出、输入电压波形

Fig.12 Comparison of waveforms between output voltage and input voltage



(a)耦合电感 L_1, L_4 电流波形



(b)耦合电感 L_2, L_3 电流波形

图13 耦合电感电流波形

Fig.13 Coupled inductor current waveforms

图14为开关管和二极管两端电压波形,可见开关管关断时两端电压远小于输出电压。

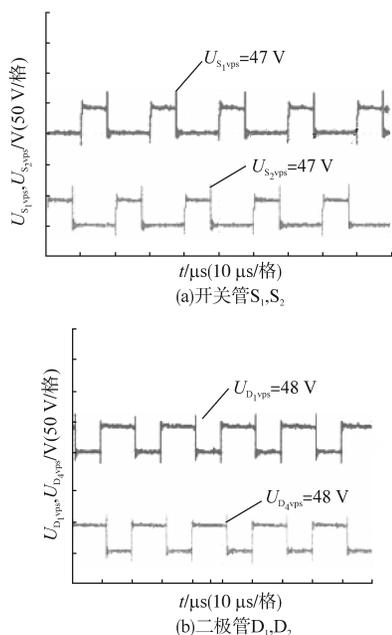


图14 开关管与二极管电压波形

Fig.14 Switch tube and diode voltage waveforms

输出电压95 V不变时,变换器效率曲线如图15所示,从图15中可以看到,变换器输出功率在80 W到150 W变化时,约在120 W时曲线趋于平稳,变换器效率为92%左右。通过以上试验波形,验证了前述理论分析的正确性。

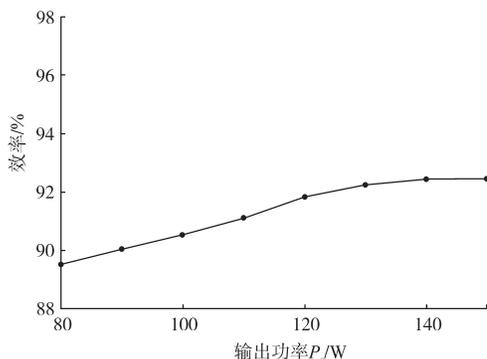


图15 样机效率曲线

Fig.15 Efficiency curve of prototype

6 结论

针对分布式电源需要多个输入电源和高电压增益的需求,提出了一种基于新型耦合电感倍压单元的双输入变换器。分析了其主要工作模式和变换器性能。并通过实验验证了理论的正确性。验证了所提变换器具有以下特点:

1)本文所提双输入直流变换器工作时相当于2个输入电源串联供电提高了电源的利用率,

且具有较高的电压增益。

2)开关管和二极管截止时,两端电压远低于变换器输出电压,使得变换器在器件选型时可以选择耐压等级较低、内阻较低的开关器件,降低了成本的同时减少了损耗。

参考文献

- [1] 郭燕羽,沈振华,朱汉清,等.分布式电源并网对电能质量的影响及解决办法[J].中国高科技,2018,32(20):100-102.
- [2] 陶维青,李嘉茜,丁明,等.分布式电源并网标准发展与对比[J].电气工程学报,2016,11(4):1-8,46.
- [3] 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.
- [4] Farzad Mohammadzadeh Shahir, Ebrahim Babaei, Mehran Sabahi, *et al.* A New DC-DC Converter Based on Voltage-lift Technique [J] International Transactions on Electrical Energy Systems, 2016, 26(6): 1260-1286.
- [5] 荣德生,胡举爽,杨干兴,等.双电源输入磁集成开关电感Boost变换器[J].电力系统及其自动化学报,2018,30(4):49-56.
- [6] 杨东升,阮新波,李艳,等.一种新的多输入全桥变换器[J].电工技术学报,2011,26(8):24-32.
- [7] 张衡,王聪,庄园,等.星接三相二极管H桥级联变换器分析与设计[J].电源学报,2018,16(3):54-61.
- [8] 查晓明,王盼,刘飞,等.基于九开关级联的多端口能馈型高压变换器[J].电源学报,2017,15(5):25-33.
- [9] 李洪珠,柴子豪,曹人众,等.磁集成开关电感低纹波高增益Cuk变换器[J].辽宁工程技术大学学报(自然科学版),2018,37(3):615-620.
- [10] 荣德生,胡举爽,杨干兴,等.双电源输入磁集成开关电感Boost变换器[J].电力系统及其自动化学报,2018,30(4):49-56.
- [11] 吴刚,阮新波,叶志红.采用开关电容的非隔离型高压比直流变换器[J].中国电机工程学报,2015,35(2):442-450.
- [12] 陈剑飞,侯世英,孙韬,等.基于开关电容网络组的双输入升压变换器[J].电工技术学报,2015,30(15):118-126.
- [13] 吴琨,钱挺.一种带三绕组耦合电感的级联型高增益功率变换器[J].电工技术学报,2017,32(20):124-132.
- [14] 陈章勇,许建平,吴建雪.基于LC吸收电路的耦合电感高压增益变换器[J].电机与控制学报,2015,19(3):69-75,81.
- [15] 张君,孙凯,吴红飞,等.一种耦合电感双输入升降压变换器[J].电工技术学报,2015,30(1):143-149.
- [16] 廖志凌,徐艳杰,施卫东.风光互补双输入Buck-Boost直流变换器的研究[J].电测与仪表,2014,51(2):63-66.

收稿日期:2019-03-07

修改稿日期:2019-08-27