应用于光伏发电的开关电感电容DC-DC变换器

谢国民[1]，关博文[1]，吴琨[2]，梁小飞[3]
（1.辽宁工程技术大学（葫芦岛校区）电气与控制工程学院，辽宁 葫芦岛 125105；
2.国网辽宁省电力有限公司 锦州供电公司，辽宁 锦州 121000；
3.国网辽宁省电力有限公司 营口供电公司，辽宁 营口 115000）

摘要：通过将开关电感电容单元引入交错并联Boost变换器，提出了一种高增益开关电感电容组合Boost拓扑交错并联DC-DC变换器，同时将变换器中的4个电感进行了磁集成，分析了变换器的工作模态，对变换器的工作性能进行分析，推导得到了变换器的电压增益和开关管的电压应力；具体分析了电感集成后的等效稳态电感和等效暂态电感，给出了基于变换器电感电流稳态电流纹波和动态响应的耦合电感设计准则，最后通过实验验证的方式，证明了理论分析的正确性。

关键词：高增益；交错并联；磁集成；电压应力；开关电感
中图分类号：TM501 **文献标识码**：A **DOI**：10.19457/j.1001-2095.dqcd20047

Switched Inductance Capacitor DC-DC Converter for Photovoltaic Power Generation

XIE Guomin[1]，GUAN Bowen[1]，WU Kun[2]，LIANG Xiaofei[3]
（1. *College of Electrical and Control Engineering*，*Liaoning Technical University*（*Huludao Campus*）*Huludao* 125105，*Liaoning*，*China*；2. *Jinzhou Power Supply Company*，*State Grid Liaoning Electric Power Co.*，*Ltd.*，*Jinzhou* 121000，*Liaoning*，*China*；3. *Yingkou Power Supply Company*，*State Grid Liaoning Electric Power Co.*，*Ltd.*，*Yingkou* 115000，*Liaoning*，*China*）

Abstract: By introducing the switched inductance-capacitance unit into the staggered parallel Boost converter，a high-gain switched inductance-capacitance combined Boost topology staggered parallel DC-DC converter was proposed. At the same time，four inductances in the converter were magnetically integrated，the working modes of the converter were analyzed，the performance of the converter was analyzed，the voltage gain of the converter and the voltage of the switch were derived. The equivalent steady-state inductance and equivalent transient inductance after inductance integration were analyzed concretely，the design criteria of coupled inductance based on steady-state current ripple and dynamic response of inductance current of converter were given. Finally，the correctness of theoretical analysis was proved by experimental verification.

Key words: high gain；staggered parallel connection；magnetic integration；voltage stress；switching inductance

目前，人类正进入快速发展的时代，能源问题一直困扰着人类的发展，因此世界各国都在积极寻求新型可持续能源以替代传统化石资源。光伏发电、燃料电池、风力发电为主的新能源已成为了各国目前发展的主要能源[1-2]。随着光伏并网发电在电力系统中的广泛应用，高增益DC-DC变换器是目前电力电子研究领域的热点[3-4]。由于光伏电源的输出端电压较低，需要倍压后供

基金项目：国家自然科学基金（51274118）；辽宁省教育厅（LJYL014）；辽宁省重点实验室（LJZS003）
作者简介：谢国民（1969—），男，博士，副教授，Email：lngdxgm@163.com
通讯作者：关博文（1994—），男，硕士研究生，Email：434491665@qq.com

给并网逆变器等直流负载使用。因此国内外对应用于多输入DC-DC变换器进行了大量研究,并取得了较多成果[5-6]。

Boost变换器因其具有电路结构简单和易于控制的优点而广受欢迎。在实际应用中,由于受器件等效串联电阻以及功率开关寄生参数的影响,当占空比大于一定值以后,Boost变换器的转换效率将会急剧下降,实际增益将会受到限制,一般只适用于电压增益小于4倍的场合[7]。采用倍压单元可以提高直流变换器的电压增益[8-10],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。同时通过将倍压单元进行组合叠加,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[11]。交错并联变换器能够有效地减小输入输出电流纹波、增强变换器带载能力、明显改善动态响应[12-14],但传统交错并联变换器的开关管电压应力依然较高。磁集成技术可以减少磁性元件的体积、减少电感电流纹波、并减少磁性元件损耗[15-17]。在光伏发电并网过程中,其输入电压较低而输出端电压较高,因此研究具有高增益、低电压应力、低输入和输出纹波的变换器具有很高的实用价值。

针对光伏并网发电的需求,本文在研究文献[18]的基础上,提出一种新型的组合式开关电感电容的变换器。在文献所提出的拓扑结构中引入开关电感,并通过使用开关电感电容组合进一步增强DC-DC变换器的电压增益,为减小磁性器件体积同时减小电流纹波,开关电感单元进行了磁集成。为了便于描述,将所研究的开关电感电容组合Boost拓扑交错并联DC-DC变换器简称为SIC-TI-Boost变换器。本文给出了变换器各个模态的等效电路图和主要工作波形图;推导出电压增益和开关管电压应力的表达式;为减小磁件体积增加变换器动态响应速度,对分立电感进行磁集成,并给出了磁件设计准则。通过实验验证了理论分析的正确性。

1　拓扑结构与工作模态分析

1.1　拓扑结构

SIC-TI-Boost变换器如图1所示,其拓扑构架是双通道交错并联基本Boost变换器,将两通道交错并联基本Boost变换器的输入储能电感使用开关电感单元替代,二极管输出整流与电容滤波部分使用开关电容替代,开关电感和开关电容一起实现提高电压增益的目的。将变换器开关电感单元电感进行磁集成,变换器中,电感L_1与L_2正向耦合,电感L_3与L_4正向耦合,L_1和L_2构成的电感单元与L_3和L_4构成的电感单元反向耦合。电感L_1,L_2,L_3,L_4电感值相等,记为L,设所有电感对称耦合,正向耦合的互感值为M_1,反向耦合的互感值为M_2。

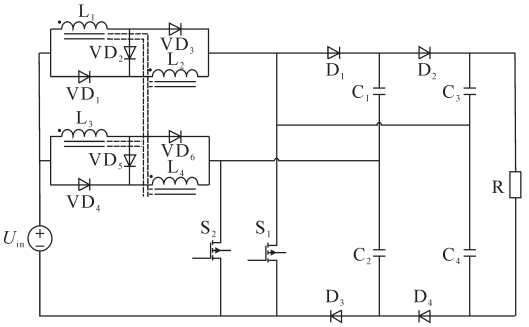


图1　SIC-TI-Boost变换器拓扑图

Fig.1　Topology of SIC-TI-Boost Converter

为方便后续的理论分析做以下假设:1)电路中的开关器件为理想器件;2)忽略电容C_1,C_2,C_3,C_4上的纹波,且其电压保持不变;3)电感L_1,L_2的电流工作于连续导通模式;4)开关S_1,S_2的驱动信号被设置为具有180°的相位差、占空比相等、并且两者都以大于0.5的模式操作。

1.2　工作模态分析

SIC-TI-Boost变换器在1个开关周期内有4种工作模态,每种工作模态的主要工作波形如图2所示,变换器工作模态图如图3所示。

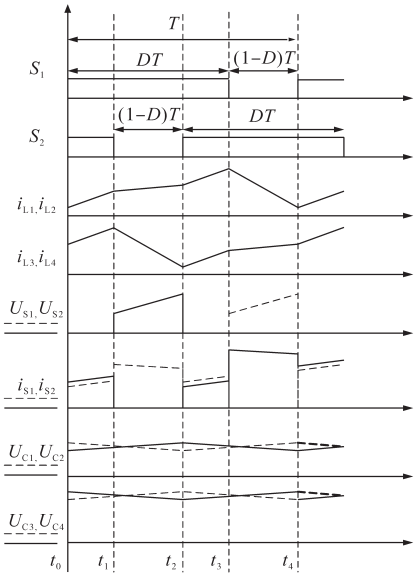
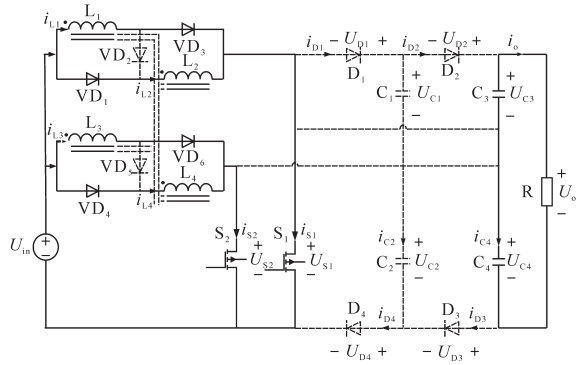
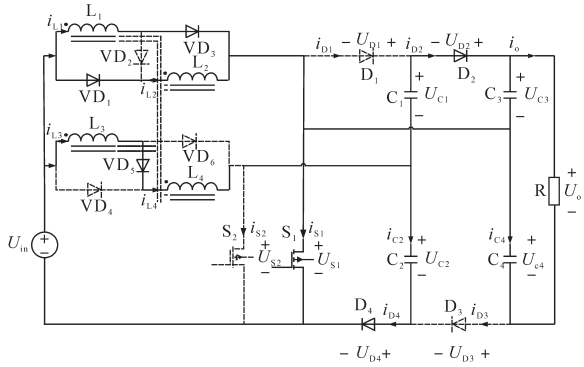


图2　主要工作波形图

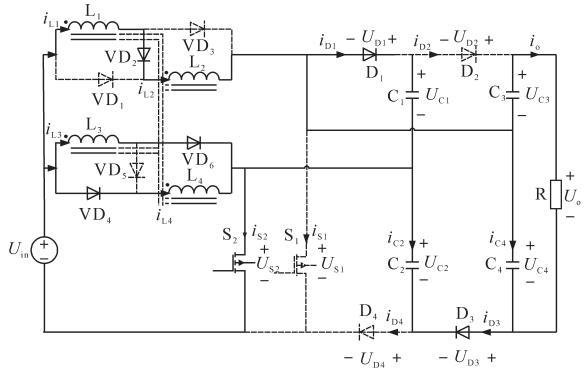
Fig.2　Main working waveforms



(a)模态1与模态3



(b)模态2



(c)模态4

图3　SIC-TI-Boost变换器工作模态图

Fig.3　Working mode diagrams of SIC-TI-Boost converter

模态1(t_0—t_1):等效电路如图3a所示,2个开关管S_1,S_2均处于导通状态,二极管VD_1,VD_3,VD_4和VD_6处于导通状态,VD_2和VD_5处于关断状态,输入电源分别通过开关管S_1,S_2与开关电感单元的电感并联储能,并且电感电流i_{L1},i_{L2},i_{L3},i_{L4}在该模态下均保持线性上升;由于二极管D_1~D_4均处于关断状态,电容C_1、C_2没有电流放电回路,在上一模态存储的电能不释放,电容C_1、C_2两端电压U_{C1}、U_{C2}在该模态下不发生改变,电容C_3和C_4串联单独向负载供电。该模态一直持续到开关S_2关断信号的到来,即t_1时刻此工作模态结束,模态1的电压方程如下:

$$\begin{cases} L\dfrac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t}+M_1\dfrac{\mathrm{d}i_{L2}}{\mathrm{d}t}-M_2\dfrac{\mathrm{d}i_{L3}}{\mathrm{d}t}-M_2\dfrac{\mathrm{d}i_{L4}}{\mathrm{d}t}=U_{in} \\ M_1\dfrac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t}+L\dfrac{\mathrm{d}i_{L2}}{\mathrm{d}t}-M_2\dfrac{\mathrm{d}i_{L3}}{\mathrm{d}t}-M_2\dfrac{\mathrm{d}i_{L4}}{\mathrm{d}t}=U_{in} \\ -M_2\dfrac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t}-M_2\dfrac{\mathrm{d}i_{L2}}{\mathrm{d}t}+L\dfrac{\mathrm{d}i_{L3}}{\mathrm{d}t}+M_1\dfrac{\mathrm{d}i_{L4}}{\mathrm{d}t}=U_{in} \\ -M_2\dfrac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t}-M_2\dfrac{\mathrm{d}i_{L2}}{\mathrm{d}t}+M_1\dfrac{\mathrm{d}i_{L3}}{\mathrm{d}t}+L\dfrac{\mathrm{d}i_{L4}}{\mathrm{d}t}=U_{in} \\ U_{C3}+U_{C4}=U_o \end{cases} \tag{1}$$

工作模态2(t_1—t_2):等效电路如图3b所示,在t_1时刻S_2关断信号到来,S_2关断,开关S_1继续保持导通状态,电感L_1,L_2的电流i_{L1},i_{L2}在该模态下继续保持线性上升;由于S_2关断,电感L_3,L_4的电压反向,能量储存器串联启动,二极管VD_4,VD_6截止,VD_5导通,电感电流i_{L3},i_{L4}下降,i_{L3}=i_{L4},电流i_{L3}部分通过二极管D_4流入电容C_2,为电容C_2充电,另一部分通过二极管D_2,电容C_1,开关S_1流入电容C_3,该过程中电感L_3和L_4及电容C_1处于放电状态,并且电容C_2,C_3均处于充电状态,在该状态下二极管D_1,D_3保持截止状态。在此模态,仍然由电容C_3和C_4串联为负载供电。开关S_2触发信号在t_2时刻到来,此工作模态结束。模态2的电压方程如下:

$$\begin{cases} L\dfrac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t}+M_1\dfrac{\mathrm{d}i_{L2}}{\mathrm{d}t}-M_2\dfrac{\mathrm{d}i_{L3}}{\mathrm{d}t}-M_2\dfrac{\mathrm{d}i_{L4}}{\mathrm{d}t}=U_{in} \\ M_1\dfrac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t}+L\dfrac{\mathrm{d}i_{L2}}{\mathrm{d}t}-M_2\dfrac{\mathrm{d}i_{L3}}{\mathrm{d}t}-M_2\dfrac{\mathrm{d}i_{L4}}{\mathrm{d}t}=U_{in} \\ (L+M_1)\left(\dfrac{\mathrm{d}i_{L3}}{\mathrm{d}t}+\dfrac{\mathrm{d}i_{L4}}{\mathrm{d}t}\right)-2M_2\left(\dfrac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t}+\dfrac{\mathrm{d}i_{L2}}{\mathrm{d}t}\right)=U_{in}-U_{C2} \\ U_{C2}+U_{C1}=U_{C3} \\ U_{C3}+U_{C4}=U_o \end{cases} \tag{2}$$

模态3(t_2—t_3):工作模态3与工作模态1相同。

模态4(t_3—t_4):等效电路如图3c所示,在t_3时刻S_1关断信号到来,S_1关断,开关S_2继续保持开通状态,电感L_3,L_4的电流i_{L3},i_{L4}在该模态下继续保持线性上升;由于S_1关断,电感L_1,L_2的电压反向,能量串联释放,二极管VD_1,VD_3截止,VD_2导通,电感电流i_{L1},i_{L2}下降,i_{L1}=i_{L2},电流i_{L1}部分通过二极管D_1和开关S_2流入电容C_1,为C_1充电,另一部分通过二极管D_3、电容C_2、开关S_2流入电容C_4,在该过程中电感L_1,L_2和电容C_2均处于放电状态,并且电容C_1,C_4均处于充电状态,在这种状态下二极管D_2,D_4均保持关断状态。在此模态,仍然由电容C_3和C_4串联为负载供电。开关S_1触发信号t_4时刻到来,

进入工作模态1,变换器开始重复下一个开关周期的工作。模态4的电压方程如下:

$$\begin{cases}(L+M_1)\left(\dfrac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t}+\dfrac{\mathrm{d}i_{L2}}{\mathrm{d}t}\right)-2M_2\left(\dfrac{\mathrm{d}i_{L3}}{\mathrm{d}t}+\dfrac{\mathrm{d}i_{L4}}{\mathrm{d}t}\right)=U_{in}-U_{C1}\\ -M_2\dfrac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t}-M_2\dfrac{\mathrm{d}i_{L2}}{\mathrm{d}t}+L\dfrac{\mathrm{d}i_{L3}}{\mathrm{d}t}+M_1\dfrac{\mathrm{d}i_{L4}}{\mathrm{d}t}=U_{in}\\ -M_2\dfrac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t}-M_2\dfrac{\mathrm{d}i_{L2}}{\mathrm{d}t}+M_1\dfrac{\mathrm{d}i_{L3}}{\mathrm{d}t}+L\dfrac{\mathrm{d}i_{L4}}{\mathrm{d}t}=U_{in}\\ U_{C1}+U_{C2}=U_{C4}\\ U_{C3}+U_{C4}=U_o\end{cases} \tag{3}$$

2 工作性能分析

2.1 电压增益分析

由式(1)~式(3)可以得到电感L_1~L_4中的电流各模态的电流变化量为

$$\Delta i^{+}_{Lj(t_0-t_1)}=\frac{U_{in}(D-0.5)T}{L+M_1-2M_2} \tag{4}$$

其中 $j=1,2,3,4$

$$\Delta i^{+}_{Lj(t_1-t_2)}=\frac{(L+M_1)U_{in}+M_2(U_{in}-U_{C2})}{L^2+2LM_1+M_1^2-4M_2^2}(1-D)T \tag{5}$$

其中 $j=1,2$

$$\Delta i^{-}_{Lj(t_1-t_2)}=\frac{4M_2U_{in}+(L+M_1)(U_{in}-U_{C2})}{2(L^2+2LM_1+M_1^2-4M_2^2)}(1-D)T \tag{6}$$

其中 $j=3,4$

$$\Delta i^{-}_{Lj(t_3-t_4)}=\frac{4M_2U_{in}+(L+M_1)(U_{in}-U_{C1})}{2(L^2+2LM_1+M_1^2-4M_2^2)}(1-D)T \tag{7}$$

其中 $j=1,2$

$$\Delta i^{+}_{Lj(t_3-t_4)}=\frac{(L+M_1)U_{in}+M_2(U_{in}-U_{C1})}{L^2+2LM_1+M_1^2-4M_2^2}(1-D)T \tag{8}$$

其中 $j=3,4$

根据电路运行的对称性可知:

$$U_{C1}=U_{C2}=\frac{U_{C3}}{2}=\frac{U_{C4}}{2}=\frac{U_o}{4} \tag{9}$$

根据伏秒积定理,由式(4)~式(9)得到变换器的电压增益为

$$M=\frac{U_o}{U_{in}}=\frac{4(1+D)}{1-D} \tag{10}$$

2.2 电压应力分析

变换器开关S_1,S_2的电压应力分别为

$$U_{vpS1}=U_{vpS2}=\frac{U_o}{4} \tag{11}$$

二极管D_1,D_2,D_3的电压应力为

$$U_{vpD1}=U_{vpD2}=U_{vpD3}=\frac{U_o}{2} \tag{12}$$

二极管D_4的电压应力为

$$U_{vpD4}=\frac{U_o}{4} \tag{13}$$

表1列出了SIC-TI-Boost变换器和传统Boost变换器电压增益以及开关管电压应力的对比。

表1 SIC-TI-Boost变换器与传统Boost变换器对比

Tab.1 Comparison of SIC-TI-Boost converter with traditional Boost converter

参量	电压增益 M	开关管应力	二极管应力
传统Boost变换器	$\frac{1}{1-D}$	U_o	U_o
传统开关电感Boost变换器	$\frac{2}{1-D}$	$\frac{U_o}{2}$	$\frac{U_o}{2}$
传统两相交错并联Boost变换器	$\frac{1}{1-D}$	U_o	U_o
SIC-TI-Boost变换器	$\frac{4(1+D)}{1-D}$	$\frac{U_o}{4}$	$\frac{U_o}{4}$

由表1可见,SIC-TI-Boost变换器的电压增益是传统交错并联Boost变换器的4(1+D)倍,它是传统开关电感交错并联Boost变换器的2(1+D)倍。传统Boost变换器具有等于输出电压的开关和二极管电压应力,而SIC-TI-Boost变换器的开关S_1,S_2的电压应力仅为Boost变换器的1/4,二极管D_4的电压应力减小相同的幅度,D_1,D_2,D_3的电压应力为Boost变换器的1/4,均得到了有效降低。

2.3 等效电感分析

设$k_1=M_1/L$,$k_2=M_2/L$,分别为各电感正向耦合系数和反向耦合系数,这里,在前述分析列写的电压方程式中,反向耦合电压均是用负值表示的,M_2在式中是正值,所以反向耦合系数k_2也是正值,即k_2是正值代表反向耦合。根据式(4)~式(8)可以得到各模态等效电感为

$$L_{eq1}=L_{eq3}=(1+k_1-2k_2)\times L \tag{14}$$

$$L_{eq2}=\frac{(1+k_1)^2-4k_2^2}{1+k_1-\dfrac{2D}{1-D}k_2}\times L \tag{15}$$

$$L_{eq4}=\frac{(1+k_1)^2-4k_2^2}{1+k_1-2\times\dfrac{1-D}{D}k_2}\times L \tag{16}$$

根据SIC-TI-Boost变换器在一个工作周期4个模态情况下电流波形可以得到支路等效稳态

电感为$L_{ss}=L_{eq4}$,等效暂态电感为$L_{tr}=L_{eq1}$。

3　电感耦合度设计准则

由式(14)~式(16)可得变换器在采用耦合电感时开关电感支路电流纹波和动态响应速度与非耦合电感情况下的比值:

$$\varepsilon=\frac{\Delta i_{L1}}{\Delta i'_{L1}}=\frac{L_{dis}}{L_{ss}}=\frac{1+k_1-2\times\dfrac{1-D}{D}k_2}{(1+k_1)^2-4k_2^2} \tag{17}$$

$$\lambda=\frac{\Delta i_{L1}/\Delta D}{\Delta i'_{L1}/\Delta D}=\frac{L_{dis}}{L_{tr}}=\frac{1}{1+k_1-2k_2} \tag{18}$$

式中:ε为开关电感耦合后的电流纹波系数,即相对于非耦合情况的电流纹波倍数,当$\varepsilon<1$时,开关电感耦合后的电感电流纹波小于非耦合时的电流纹波;L_{dis}为非耦合情况下电感值;λ为开关电感耦合后的电流动态响应系数。

由式(17)和式(18)可以得到电流纹波系数ε和电流动态响应系数λ与正向耦合系数k_1及反向耦合系数k_2的曲线关系图如图4和图5所示。

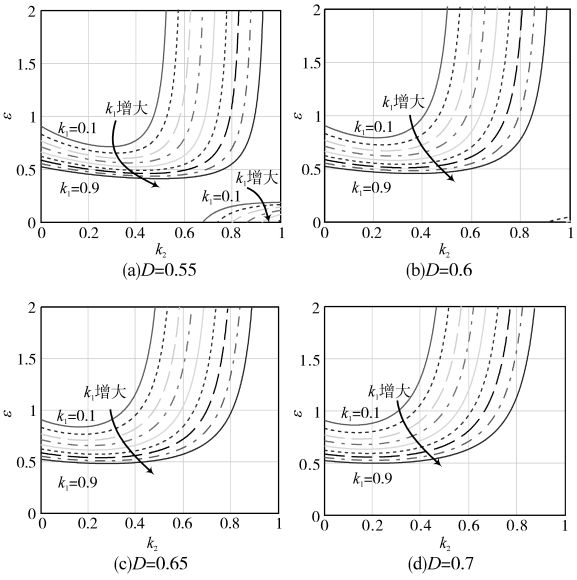


图4　电流纹波系数ε与正、反向耦合系数k_1,k_2关系曲线

Fig.4　Relationship curves of current ripple coefficient ε, forward and backward coupling coefficient k_1,k_2

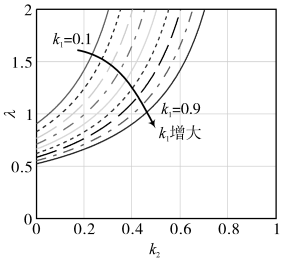


图5　电流动态响应系数λ与正、反向耦合系数k_1,k_2关系曲线

Fig.5　Relationship curves of current dynamic response coefficients λ, forward and backward coupling coefficient k_1,k_2

从图4可见,在占空比D一定,且正向耦合系数k_1为定值情况下,电流纹波系数ε变化的基本趋势是随着反向耦合系数k_2的增大先减小而后增大,但随着占空比的变大,ε减小越来越不明显;在占空比D一定,且反向耦合系数k_2为定值情况下,电流纹波系数ε变化的基本趋势是随着正向耦合系数k_1的增大而减小。从电感耦合后使电流纹波减小的角度,正向耦合系数k_1应设计的越大越好,而反向耦合系数k_2应根据占空比D的大小选取合理的设计值。从图5和式(18)可见,SIC-TI-Boost变换器的电流动态响应系数λ与占空比D无关,正向耦合系数k_1越大,动态响应越慢;相反则是,反向耦合系数k_2越大,动态响应越快。兼顾电感电流纹波和电流动态响应可得如下设计准则:

1)当SIC-TI-Boost变换器动态响应设计要求不高的情况下,以减小电流纹波降低磁件损耗为设计目标,正向耦合系数k_1应越大也好,尽可能使开关电感单元中的电感全耦合,反向耦合系数k_2根据占空比D的大小选取合理的设计值。

2)当SIC-TI-Boost变换器强调动态响应设计要求情况下,设计应兼顾电感电流纹波,其基本原则是电感耦合后的电流纹波不能大于未耦合独立电感时的电流纹波,因此反向耦合系数k_2的选取范围应使$\varepsilon<1$。

4　实验验证

样机设计参数如下:输入电压$U_{in}=12$ V,开关频率f=50 kHz,输出电压U_o=192 V,占空比D=0.6。耦合电感采用EE型磁芯结构,如图6所示,2个开关电感单元分别缠绕在EE型磁芯的2个侧柱上,通过磁芯中柱气隙调节开关电感单元间电感反向耦合系数大小,耦合电感测试参数如下:L_1=101.02 μH,L_2=99.91 μH,L_3=100.15 μH,L_4=100.21 μH,M_{12}=96.24 μH,M_{34}=96.16 μH,M_{13}=51.04 μH,M_{14}=51.17 μH,M_{23}=51.22 μH,M_{24}=51.18 μH。

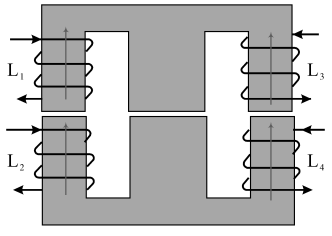


图6　“EE”形耦合电感器

Fig.6　“EE” Coupled Inductor

由此计算的耦合系数大小示于表2中。

表2 耦合电感的计算耦合系数

Tab.2 Computational coupling coefficient of coupling inductance

耦合系数				平均值
k_{1-2}=0.968	k_{3-4}=0.96	—	—	k_1=0.964
k_{1-3}=0.507	k_{1-4}=0.509	k_{2-3}=0.512	k_{2-4}=0.511	k_2=0.51

SIC-TI-Boost变换器的稳态输入和输出电压波形如图7所示,在输入电压12 V条件下,输出电压约等于191 V,符合设计要求,实验验证了电压增益理论分析的正确性。

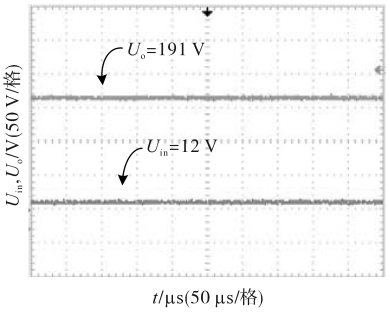


图7 输入输出电压实验波形图

Fig.7 Input and output voltage experimental waveforms

图7中,输出电压约为191 V,约为输入电压12 V的16倍。图8为开关管驱动波形,2个开关管占空比均为0.6、导通相位差为180°。图9为开关管电压应力波形,可见开关管电压应力远小于输出电压。

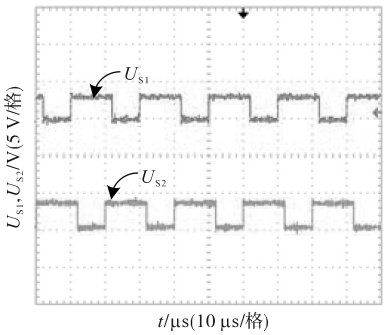


图8 开关管驱动波形

Fig.8 Switch tube drive waveforms

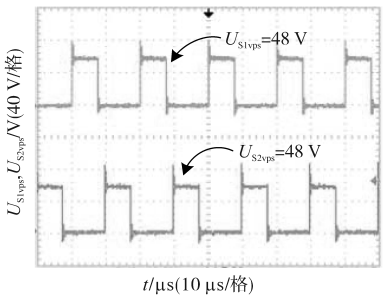


图9 开关管电压波形图

Fig.9 Switch voltage waveforms

输出电压191 V不变时,变换器效率曲线如图10所示,从图10中可以看到变换器输出功率在80~200 W变化时,约在140 W时曲线趋于平稳,变换器效率为93%左右。

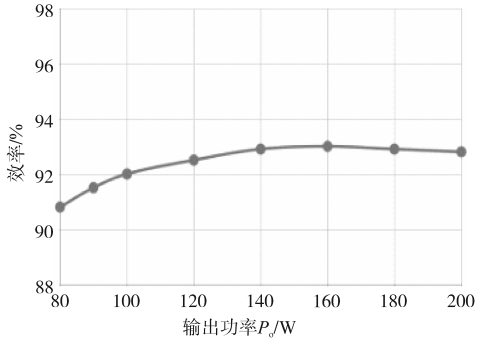
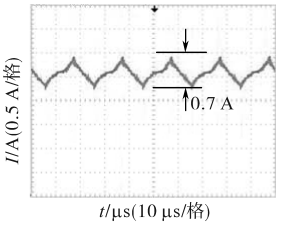


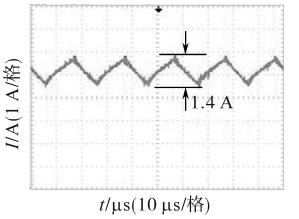
图10 实验样机效率曲线

Fig.10 Efficiency curve of experimental prototype

图11分别是SIC-TI-Boost变换器在开关电感耦合与非耦合情况下的电感L_1支路的电流波形,在开关电感耦合情况下电感L_1支路电流纹波约等于0.7 A,当开关电感非耦合时,电感支路电流纹波约等于1.4 A。当开关电感耦合与非耦合时,电感电流纹波系数为0.5,由于测量原因,纹波系数略有减小,但基本吻合理论分析结果。图8表明合理地设计SIC-TI-Boost变换器开关电感单元内部正向耦合、开关电感单元之间反向耦合度,可以大大降低电感支路的电流纹波,从而减少电感损耗。通过上述测试波形,验证了上述理论分析的正确性。



(a)耦合条件下支路电流



(b)非耦合条件下支路电流

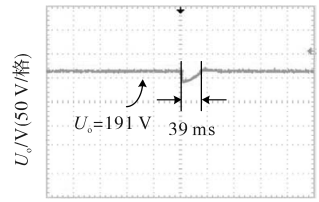
图11 耦合及非耦合两种条件下支路电流纹波

Fig.11 Branch current ripple under coupled and uncoupled conditions

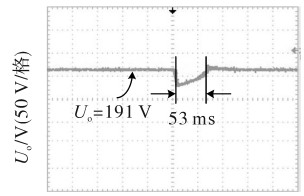
耦合与非耦合两种条件下负载突变时输出电压变化情况如图12所示。

图12表明SIC-TI-Boost变换器采用开关

电感磁集成后可以有效改善暂态响应速度,提升变换器的动态电气指标,验证了上述理论分析的正确性,且本文变换器的负载类型为电阻负载。



(a)耦合条件下响应波形



(b)非耦合条件下响应波形

图12　耦合与非耦合两种条件下负载突变时输出电压变化情况

Fig.12　Output voltage change under coupled and uncoupled load sudden change

5　结论

本文提出了一种应用于光伏并网发电的新型组合式开关电感电容DC-DC变换器。分析了变换器的电压增益、开关管和二极管电压应力;并给出了各个模态的等效电路图和主要工作波形图;对分立电感磁集成给出了磁件设计准则。通过分析和实验验证了所提变换器具有以下特点:

1)该变换器的电压增益是传统Boost变换器的4(1+D)倍,变换器的电压增益较高。

2)在磁集成的情况下,开关电感单元正向耦合,开关电感单元之间反向耦合,合理设计耦合系数可以减小电感支路电流纹波,实验样机在占空比为0.6的情况下,设计开关电感单元正向耦合系数为0.96,接近全耦合,开关电感单元之间反向耦合系数为0.51左右,电感电流纹波减少50%。

3)开关管和二极管的电压应力远低于变换器输出电压,使得变换器可以采用内阻较小的器件,减少了器件损耗。

参考文献:

[1]　Yang L S, Liang T J, Chen J F. Transformerless DC-DC converters with high step-up voltage gain[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(8):3144-3152.

[2]　陈启超,纪延超,潘延林,等.配电系统电力电子变压器拓扑结构综述[J].电工电能新技术,2015,34(3):41-48.

[3]　易灵芝,何东,王书颢,等.面向直流楼宇供电技术的新型多输入Buck-Boost变换器[J].电力自动化设备,2014,34(5):86-92.

[4]　Dmitri Vinnikov, Indrek Roasto, Ryszard Strzelecki, *et al*.Step-up DC/DC converters with cascaded quasi-Z-source network[J], IEEE Trans. on Industrial Electronis, 2012, 59(10): 3727-3736.

[5]　高伟,罗全明,张阳,等.一种零输入电流纹波高增益DC-DC变换器[J].电工技术学报,2018,33(2):284-292.

[6]　董卓,张岩,刘进军,等.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[J].中国电机工程学报,2018,38(18):5527-5537.

[7]　汪洋,罗全明,支树播,等.一种交错并联高升压BOOST变换器[J].电力系统保护与控制,2013,41(5):133-139.

[8]　董卓,张岩,刘进军,等.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[J].中国电机工程学报,2018,38(18):5527-5537.

[9]　孙鹏菊,李正宇,张冀,等.一种基于倍压单元的双输入高增益直流变换器[J].中国电机工程学报,2016,36(17):4694-4702.

[10]　秦岭,冯志强,戴翔,等.基于开关-电容网络的三电平直流变换器简易构造法[J].中国电机工程报,2017,37(2):635-643.

[11]　周雒维,周远志,罗全明,等.一种交错并联高升压DC/DC变换器[J].电机与控制学报,2014,18(12):10-16.

[12]　李洪珠,曹人众,张垒,等.磁集成开关电感交错并联Buck/Boost变换器[J].电机与控制学报,2018,22(6):87-95.

[13]　石健将,章江铭,龙江涛,等.高频变压器一次侧串联LLC+输出端并联Buck级联直流变换器[J].电工技术学报,2015,30(24):93-102.

[14]　朱玲,李磊,杨宁.隔离式三电平交-交直接变换器[J].电力自动化设备,2010,30(8):54-57,62.

[15]　郭瑞,王磊.混合储能系统六通道双向DC-DC变换器耦合电感研究[J].电工技术学报,2017,32(1):117-128.

[16]　杨玉岗,代少杰,赵若冰,等.DC-DC变换器的交错并联磁集成技术研究综述[J].电气工程学报,2015,10(8):1-13,85.

[17]　杨玉岗,祁鳞,李龙华.交错并联磁集成Buck变换器本质安全性输出纹波电压的分析[J].电工技术学报,2014,29(6):181-188.

[18]　胡雪峰,戴国瑞,龚春英,等.一种高增益低开关应力改进交错型Boost变换器[J].电工技术学报,2014,29(12):80-87.

收稿日期:2019-03-19
修改稿日期:2019-04-10