

# 磁集成交错并联高增益改进型Boost变换器

李洪珠<sup>1</sup>, 刘艳<sup>1</sup>, 李洪藩<sup>2</sup>, 张馨瑜<sup>3</sup>

<sup>1</sup> 辽宁工程技术大学电气与控制工程学院, 葫芦岛 125105

<sup>2</sup> 三亚学院理工学院, 三亚 572022

<sup>3</sup> 呼和浩特供电局, 呼和浩特 010000

**摘要:** 提出了带有磁集成开关电感/电容的交错并联改进型Boost直流变换器。开关电感/电容代替储能电感能够提高电压增益, 输入端将开关电感/电容交错并联能够减小输入电流, 将电感进行磁集成技术可以减小变换器的体积, 改善变换器的输入输出纹波及动态性能, 提高变换器功率密度和转换效率。输出端的两个分压电容减小了单个电容的电容值, 同时能够减小输出电压纹波。详细分析了变换器的各个工作模态和变换器性能等, 经由仿真和实验验证了变换器优良电气性能, 为实际应用提供参考。

**关键词:** 交错并联, 开关电感, 直流变换器, 磁集成

## An interleaved parallel with magnetic integrated switching inductance high gain modified Boost converter

LI Hongzhu<sup>1</sup>, LIU Yan<sup>1</sup>, LI Hongfan<sup>2</sup>, ZHANG Xinyu<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Faculty of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105

<sup>2</sup>University of SANYA, Institute of Technology, Sanya 572022

<sup>3</sup>Hohhot Power Supply Bureau, Hohhot 010000

**Abstract:** an interleaved parallel modified Boost converter with magnetic integrated switching inductance/capacitance is proposed. The switch inductance/capacitance instead of the energy storage inductor can improve the voltage gain, the interleaved parallel connection with the switch inductance/capacitance at the input end can reduce the input current, the volume of the converter can be reduced by the magnetic integration technology of the inductor, the input-output ripple wave and the dynamic performance of the converter can be improved, and the power density and the conversion efficiency of the converter are improved. The two divider capacitors at the output end reduce the single capacitance value and the ripple of the output voltage at the same time. The working modes and performance of the converter are analyzed in detail. The excellent electrical performance of the converter is verified by simulation and experiment, which provides a reference for practical application.

**Keywords:** staggered parallel connection, switching inductance, DC/DC converter, Magnetic integration

## 0 引言

随着人们对能源需求的增加,传统的煤炭、石油等一次能源的大量使用会造成环境污染、全球变暖等问题。太阳能发电、风能发电、燃料电池等分布式发电系统的研究越来越得到国内外学者重视<sup>[1-3]</sup>。由于光伏发电中光伏电池板的输出较低,因此高增益直流变换器作为光伏电池板与逆变器之间接口电路,将光伏板输出电压升至并网所需要的电压。研究高增益、高功率密度、高效率的直流变换器对推动新能源产业具有重要意义<sup>[4]</sup>。

文献[5~6]提高占空比来提高变换器的电压增益,但是单纯的提高占空比会使变换器的转换效率降低,二极管的反向恢复问题也会严重。文献[7~8]将变换器进行简单的级联。级联后的变换器的电压增益得到了成倍的提高,但是这种变换器需要的成本也就增加了,而且级联变换器系统不稳定,为控制系统的设计增加难度。文献[9]中交错并联变换器能够减小输入输出电流纹波、改善动态响应,但是开关管电压应力并没有得到改善。文献[10~11]中的变换器具有高电压增益、低输入电流纹波的性能。文献[12]中将交错并联与开关电感的结合具有高电压增益、良好的动态响应等电气性能。文献[13]提出了带有开关电感和开关电容的交错并联 Boost 变换器,虽然提高了电压增益、减小了电流纹波,但是增加了两个二极管,结构复杂。

本文在文献[13]的基础上提出了带有开关电感的全交错并联结构 Boost 变换器,在输入端两组开关电感/电容交叉并联,将电路中 4 个电感进行磁集成,在输出端两个分压电容交叉并联充电,串联放电。提出的拓扑具有提高电压增益、降低输入电流纹波、降低输出电压纹波、良好的动态响应等良好变换器性能。

## 1 变换器拓扑结构及工作原理

### 1.1 拓扑结构

图 1 所示为开关电感单元,常用在升压变换器来提高电压增益、改善电流纹波及减小变换器体积,图 2 为开关电感/电容单元,即将电容  $C_1$  代替开关电感单元中的二极管  $D_3$ ,其等效为电压源,从而使变换器电压增益得到显著提高。

带有开关电感/电容的交错并联高增益 Boost 直流变换器具体拓扑结构如图 3 所示。与传统交错并联 Boost

变换器的区别是引入两组开关电感/电容(包括电感  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$ 、 $L_4$ ,二极管  $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$ 、 $D_4$ ,电容  $C_1$ 、 $C_2$ )代替原有的两个储能电感,再将两组开关电感单元中的 4 个电感进行磁集成( $L_1$ 与 $L_2$ 正向耦合, $L_3$ 与 $L_4$ 正向耦合,正向耦合互感值为  $M_1$ , $L_1$ 、 $L_2$ 与 $L_3$ 、 $L_4$ 反向耦合,反向耦合互感值为  $M_2$ )。在输出端有分压电容  $C_3$ 、 $C_4$ ,两个二极管  $D_5$ 、 $D_6$ 。为了方便分析,作出以下几点假设:电感值  $L_1=L_2=L_3=L_4=L$ ,电感电流连续;电容值  $C_1=C_2$ , $C_3=C_4$  电容两端电压不变;假设变换器的所有元器件均为理想状态。

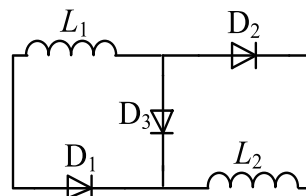


图 1 开关电感单元

Fig.1 switching inductance unit

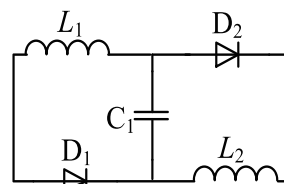


图 2 开关电感/电容单元

Fig.2 switching inductance / capacitor unit

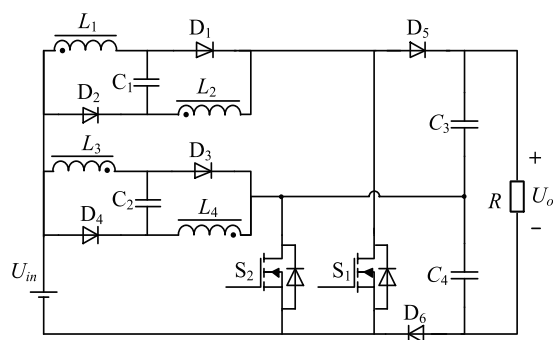
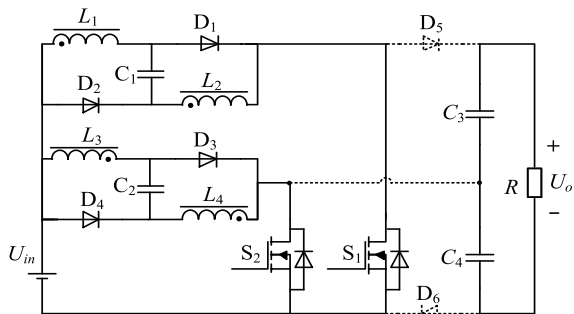


图 3 磁集成开关电感/电容高增益变换器拓扑结构

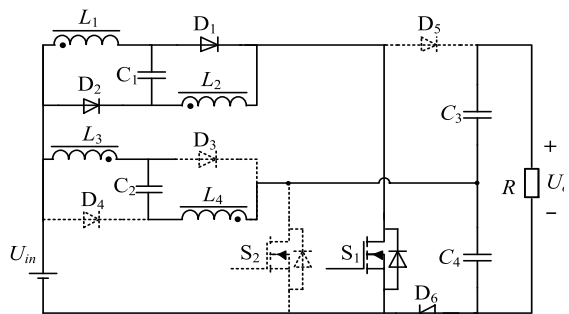
Fig.3 Topology of magnetically integrated switched inductor / capacitor high gain converter

### 1.2 变换器工作原理分析

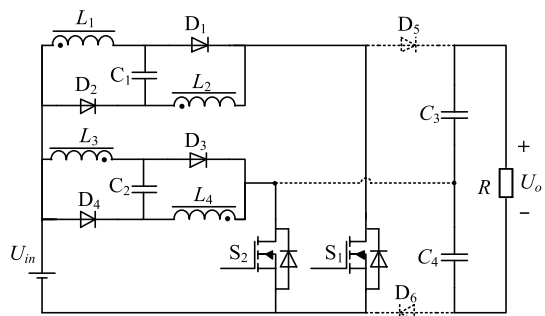
在燃料电池或光伏发电等实际应用系统中输出电压应为输入电压的 6~8 倍，因此所需的低电压输入高电压输出接口电路中通常选择占空比较大的状态，而且在变换器占空比  $D > 0.5$  的情况下，输出端的分压电容自动分压，输入端的开关电感单元中电流也自动均分，为了节省篇幅，主要分析变换器在占空比  $D > 0.5$  的状态。在两个功率开关管不同状态时有 4 种工作模式，图 4 为变换器 4 中工作模式的等效电路图，图 5 为变换器各器件工作波形图。



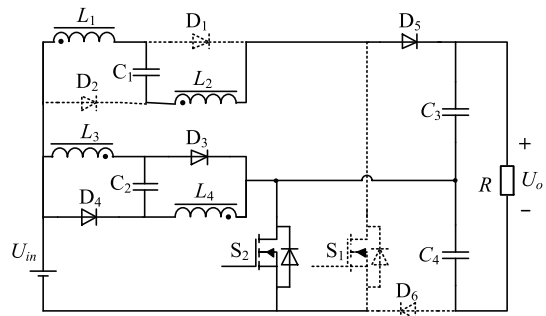
(a) 模态 I 等效电路



(b) 模态 II 等效电路



(c) 模态 III 等效电路



(d) 模态 IV 等效电路

图 4 变换器各工作模式等效电路图

Fig.4 equivalent circuit diagram of each working mode of converter

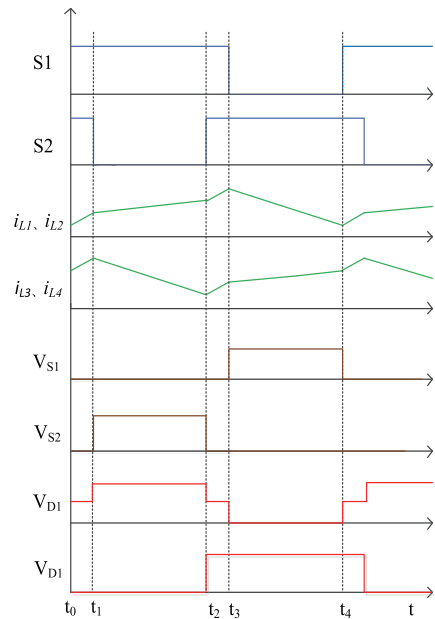


图 5 变换器各器件工作波形

Fig.5 working waveforms of each device of converter

模态 I  $[t_0, t_1]$ : 等效电路图如图 5 (a) 所示，开关管  $S_1$ 、 $S_2$  均导通，电感  $L_1$ 、 $L_2$  并联充电，电容  $C_1$  充电，电感  $L_3$ 、 $L_4$  并联充电，电容  $C_2$  充电；二极管  $D_5$  截止，二极管  $D_6$  截止，电容  $C_3$ 、 $C_4$  串联为负载供电。

$$\begin{cases} L \frac{di_{L1}}{dt} + M_1 \frac{di_{L2}}{dt} + M_2 \frac{di_{L3}}{dt} + M_2 \frac{di_{L4}}{dt} = U_{in} \\ M_1 \frac{di_{L1}}{dt} + L \frac{di_{L2}}{dt} + M_2 \frac{di_{L3}}{dt} + M_2 \frac{di_{L4}}{dt} = U_{in} \\ M_2 \frac{di_{L1}}{dt} + M_2 \frac{di_{L2}}{dt} + L \frac{di_{L3}}{dt} + M_1 \frac{di_{L4}}{dt} = U_{in} \\ M_2 \frac{di_{L1}}{dt} + M_2 \frac{di_{L2}}{dt} + M_1 \frac{di_{L3}}{dt} + L \frac{di_{L4}}{dt} = U_{in} \\ U_{C1} = U_{in} \\ U_{C2} = U_{in} \end{cases} \quad (1)$$

模态 II [  $t_1, t_2$  ] : 等效电路图如图 5 (b) 所示, 开关管  $S_1$  导通, 开关管  $S_2$  关断, 二极管  $D_5$  截止, 二极管  $D_6$  导通; 电感  $L_1$ 、 $L_2$  并联充电, 电容  $C_1$  充电; 而电感  $L_3$ 、 $L_4$  串联放电, 电容  $C_2$  放电, 同时  $C_3$  放电为负载提供能量, 除此之外电感  $L_3$ 、 $L_4$  串联为电容  $C_4$  充电, 此状态一直持续到下个周期开始。

$$\begin{cases} L \frac{di_{L1}}{dt} + M_1 \frac{di_{L2}}{dt} + M_2 \frac{di_{L3}}{dt} + M_2 \frac{di_{L4}}{dt} = U_{in} \\ M_1 \frac{di_{L1}}{dt} + L \frac{di_{L2}}{dt} + M_2 \frac{di_{L3}}{dt} + M_2 \frac{di_{L4}}{dt} = U_{in} \\ 2M_2 \frac{di_{L1}}{dt} + 2M_2 \frac{di_{L2}}{dt} + (L + M_1) \left( \frac{di_{L3}}{dt} + \frac{di_{L4}}{dt} \right) + U_{C2} = U_o - U_{in} - U_{C3} \\ 2M_2 \frac{di_{L1}}{dt} + 2M_2 \frac{di_{L2}}{dt} + (L + M_1) \left( \frac{di_{L3}}{dt} + \frac{di_{L4}}{dt} \right) + U_{C2} = U_{C4} - U_{in} \\ U_{C1} = U_{in} \end{cases} \quad (2)$$

模态 III [  $t_2, t_3$  ] : 等效电路图如同模态 I, 开关管  $S_1$ 、 $S_2$  导通, 二极管  $D_5$  截止, 二极管  $D_6$  截止, 电感  $L_1$ 、 $L_2$  并联充电, 电容  $C_1$  充电, 电感  $L_3$ 、 $L_4$  并联充电, 电容  $C_2$  充电; 电容  $C_3$ 、 $C_4$  串联为负载供电。

模态 IV [  $t_3, t_4$  ] : 等效电路图如图 5 (d) 所示, 开关管  $S_1$  关断, 开关管  $S_2$  导通, 二极管  $D_5$  导通, 二极管  $D_6$  截止; 电感  $L_1$ 、 $L_2$  串联经过二极管  $D_5$  为电容  $C_3$  充电, 电容  $C_1$  放电; 电感  $L_3$ 、 $L_4$  并联充电, 电容  $C_2$  充电; 电容  $C_4$  放电为负载提供能量。

$$\begin{cases} (L + M_1) \left( \frac{di_{L1}}{dt} + \frac{di_{L2}}{dt} \right) + 2M_2 \frac{di_{L3}}{dt} + 2M_2 \frac{di_{L4}}{dt} + U_{C1} = U_{C3} - U_{in} \\ (L + M_1) \left( \frac{di_{L1}}{dt} + \frac{di_{L2}}{dt} \right) + 2M_2 \frac{di_{L3}}{dt} + 2M_2 \frac{di_{L4}}{dt} + U_{C1} = U_o - U_{in} - U_{C4} \\ M_2 \frac{di_{L1}}{dt} + M_2 \frac{di_{L2}}{dt} + L \frac{di_{L3}}{dt} + M_1 \frac{di_{L4}}{dt} = U_{in} \\ M_2 \frac{di_{L1}}{dt} + M_2 \frac{di_{L2}}{dt} + M_1 \frac{di_{L3}}{dt} + L \frac{di_{L4}}{dt} = U_{in} \\ U_{C2} = U_{in} \end{cases} \quad (3)$$

## 2 变换器各性能分析

### 2.1 电压增益分析

根据以上 4 个工作模态分析, 可以得到电感电流的变化量, 详见表达式 (4) 和 (5)。其中在每个开关电感单元中的电感  $L_1$  与  $L_2$  ( $L_3$  与  $L_4$ ) 具有相同的工作状态。电感  $L_1$  与  $L_2$  的电流变化量为:

$$\begin{cases} \Delta i_L^+ = \frac{U_{in}}{L + M_1 + 2M_2} DT \\ \Delta i_L^- = \frac{U_{C3} - U_{in} - U_{C1}}{2(L + M_1 + M_2)} (1 - D) T \end{cases} \quad (4)$$

同理电感  $L_3$  与  $L_4$  的电流变化量为:

$$\begin{cases} \Delta i_L^+ = \frac{U_{in}}{L + M_1 + 2M_2} DT \\ \Delta i_L^- = \frac{U_o - U_{in} - U_{C3} - U_{C2}}{2(L + M_1 + 2M_2)} (1 - D) T \end{cases} \quad (5)$$

根据电感电流伏秒平衡原理可以将式 (4) 和式 (5) 简化为:

$$U_{in} = \frac{1 - D}{2} U_{C3} \quad (6)$$

$$U_o = \frac{2}{1 - D} U_{in} + U_{C3} \quad (7)$$

由式 (6) 和 (7) 可以推理出变换器电压增益为:

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{4}{1 - D} \quad (8)$$

经分析本文变换器的电压增益为传统 Boost 变换器 4 倍, 电压增益得到了显著提高。

### 2.2 电压电流应力分析

在变换器稳定运行的状态下, 可以推出在占空比  $D > 0.5$  状态下两个分压电容的电压是自动均分的:

$$V_o = \frac{2V_{in}}{1 - D} \quad (9)$$

$$V_{C1} = \frac{V_{in}}{1 - D} = \frac{U_o}{2} \quad (10)$$

$$V_{C2} = \frac{V_{in}}{1 - D} = \frac{U_o}{2} \quad (11)$$

二极管在开通和关断过程中的电压应力在  $0 \sim \frac{V_o}{2}$  之间, 二极管  $D_1$  的电压应力为  $\frac{V_o}{2}$ 。在开关管导通时, 其电压应力为 0, 在开关管关断时, 其电压应力为:

$$V_{S1} = V_{C1} = \frac{V_o}{2} \quad (12)$$

$$V_{S2} = V_{C2} = \frac{V_o}{2} \quad (13)$$

输入电流：

$$I_{in} = \frac{4U_o}{(1-D)R} \quad (14)$$

由式 (14) 可以看出输入电流大小受占空比  $D$  所控制，在保证一定电压增益的前提下，应该尽量减小输入电流的大小，从而降低损耗。

流过主功率开关管的平均电流：

$$I_{Q1} = I_{Q2} = \frac{DI_{in}}{2} \quad (15)$$

流过电感的平均电流：

$$I_L = \frac{U_o(2-D)}{R(1-D)} \quad (16)$$

### 2.3 电感稳态电流纹波分析

变换器在占空比  $D > 0.5$  情况下，将电感进行耦合，此时电感电流纹波变化量为：

$$\Delta i_{L1} = \frac{U_{in}DT}{L_{ss}} \quad (17)$$

$$L_{ss} = L \frac{(1+k_1)^2 - 4k_2^2}{1+k_1+2k_2} \frac{1-D}{D} \quad (18)$$

在电感未耦合的情况下，其电感电流纹波变化量为：

$$\Delta i'_{L1} = \frac{U_{in}DT}{L_{dis}} \quad (19)$$

本文所提出来的变换器与传统交错并联 Boost 变换器的性能对比有以下几点改善：

表 1 性能对比

Tab.1 performance comparison

| 变量   | 传统 Boost 变换器         | 改进型交错并联 Boost 变换器         |
|------|----------------------|---------------------------|
| 电压增益 | $\frac{1}{1-D}$      | $\frac{4}{1-D}$           |
| 电压增益 | $U_o$                | $\frac{U_o}{2}$           |
| 电流纹波 | $\frac{U_{in}DT}{L}$ | $\frac{U_{in}DT}{L_{ss}}$ |

## 3 耦合电感集成设计

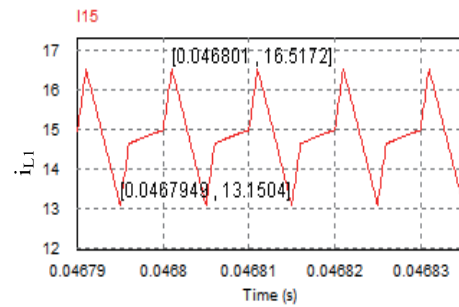
### 3.1 电感耦合度设计准则

变换器电感稳态电流纹波的影响程度和电感暂态响应速度的影响程度可以用等效稳态电感与独立电感比值和等效暂态电感与独立电感比值衡量，即：

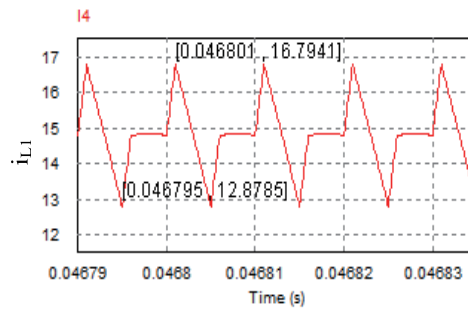
$$\frac{\Delta i_{L1}}{\Delta i'_{L1}} = \frac{L_{ss}}{L_{dis}} = \frac{(1+k_1)^2 - 4k_2^2}{1+k_1+2k_2} \frac{D'}{D} \quad (20)$$

$$\frac{\Delta i_{L1}}{\Delta i'_{L1}} = \frac{L_{eq}}{L_{dis}} = 1+k_1+2k_2 \quad (21)$$

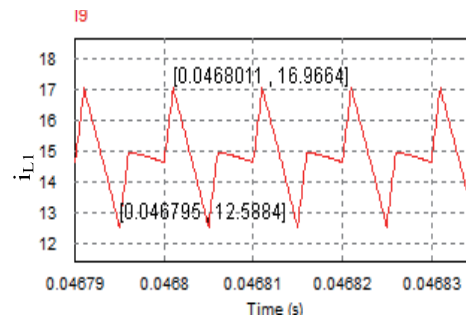
由式 (20) 和 (21) 可以看出，稳态电流纹波的影响程度和电感暂态响应速度的影响程度与正向耦合系数  $k_1$ 、反向耦合系数  $k_2$  及占空比  $D$  有关。定义  $L_{eq}/L$  为归一化等效电感， $\Delta L_{eq} = L_{eq} - L_r$ 。为了使变换器拥有最小的电感电流纹波和最大的暂态电流响应速度，那么要求  $\Delta L_{eq}$  越大越好，根据图 6 (a) ~ (d) 可以看出随着正向耦合系数



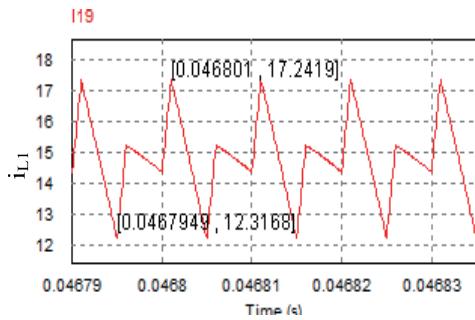
(a) 正向耦合系数  $k_1=0.98$  电流纹波



(b) 正向耦合系数  $k_1=0.8$  电流纹波



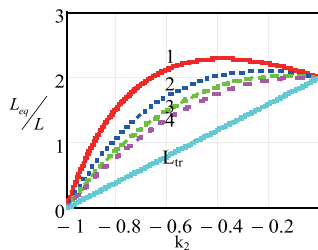
(c) 正向耦合系数  $k_1=0.7$  电流纹波



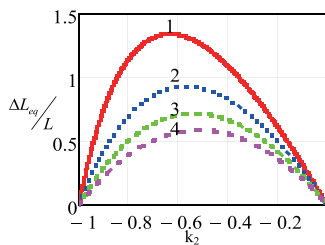
(d) 正向耦合系数  $k_1=0.6$  电流纹波

图6 不同正向耦合系数  $k_1$  时电流纹

Fig.6 current ripples with different forward coupling coefficients



(a)  $L_{eq}/L$  与  $k_2$  的关系



(b)  $\Delta L_{eq}/L$  与  $k_2$  的关系

图7  $k_1=1$  时, 归一化等效电感  $L_{ss}$  和  $L_{tr}$  及二者差值

Fig.7  $k_1=1$  normalized equivalent inductance

$L_{ss}$ 、 $L_{tr}$  and their differences

$k_1$  的增加, 电感电流的纹波变小, 图7 包括占空比  $D$  分别为 0.6、0.7、0.8、0.9 对应曲线 1、2、3、4 的不同  $k_2$  下的  $L_{eq}/L$  值和  $\Delta L_{eq}/L$  值, 在  $k_1$  取 1 的情况下,  $k_2$  的最佳取值范围为  $[-0.8, -0.4]$ ,  $k_2$  取为  $-0.6$  附近最佳。

### 3.2 磁集成器件设计

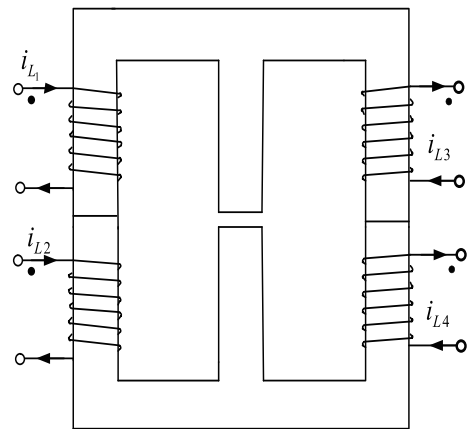
本文选用“EE”型磁芯, 如今对变换器的要求日益向着轻小薄的方向发展, 将文中四个电感进行磁集成。其具体结构图如图8所示。

由图8(b)等值电路可以得出:

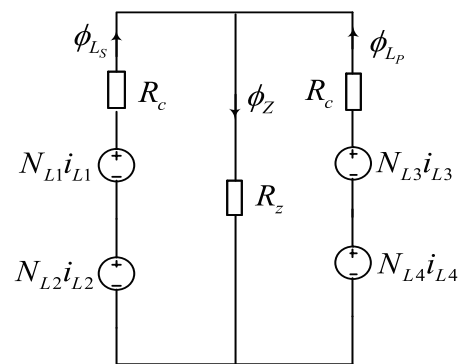
$$\begin{cases} L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = \frac{N^2}{R_c + R_z // R_c} = \frac{N^2(R_z + R_c)}{R_c^2 + 2R_z R_c} \\ M_{12} = M_{34} = \frac{N^2(R_z + R_c)}{R_c^2 + 2R_z R_c} \\ M_{13} = M_{23} = M_{14} = M_{24} = -\frac{N^2 R_z}{R_c + 2R_z} \end{cases} \quad (22)$$

正向耦合系数及反向耦合系数为:

$$\begin{cases} k_1 = 1 \\ k_2 = -\frac{R_z}{R_z + R_c} \end{cases} \quad (23)$$



(a) 结构图



(b) 等值磁路

图8 “EE”型磁芯结构图

Fig.8 "EE" core structure diagram

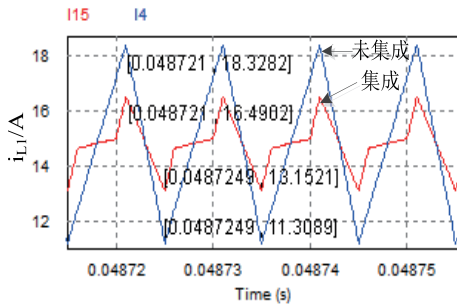
#### 4 仿真与实验

为了验证理论的正确性，首先通过 PISM 仿真软件验证，在实验室设计一台变换器原理样机，验证参数：开关频率  $f_s=100K$ ，输入电压  $U_{in}=12V$ ，电感值  $L_1=L_2=L_3=L_4=10\mu$ ，电容值  $C_1=C_2=47\mu$ ， $C_3=C_4=220\mu$  占空比  $D=0.65$ ，正向耦合系数  $k_1=0.98$ ，反向耦合系数  $k_2=-0.65$ ，负载电阻  $R=20\Omega$ 。耦合电感测量实验数据详见表 2。通过仿真及实验验证了理论正确性，具有实际应用价值。

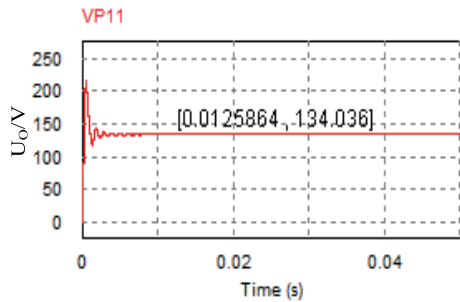
表 2 耦合电感实验测量数据

Tab.2 coupled inductance experimental data

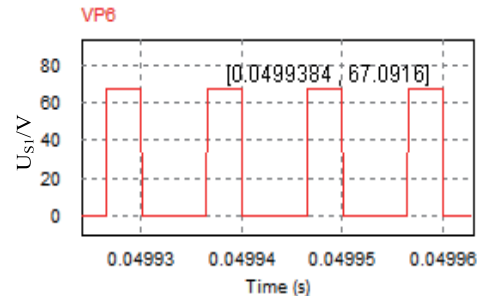
| 参数       | 数值 / $\mu H$ | 参数       | 数值 / $\mu H$ |
|----------|--------------|----------|--------------|
| $L_1$    | 10.62        | $L_2$    | 10.58        |
| $L_3$    | 10.70        | $L_4$    | 10.55        |
| $M_{12}$ | 10.16        | $M_{34}$ | 10.19        |
| $M_{13}$ | 6.68         | $M_{14}$ | 6.64         |
| $M_{23}$ | 6.76         | $M_{24}$ | 6.57         |



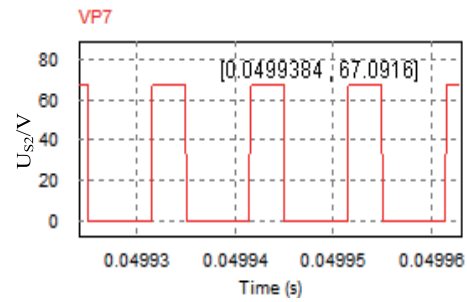
(a) 电感电流纹波



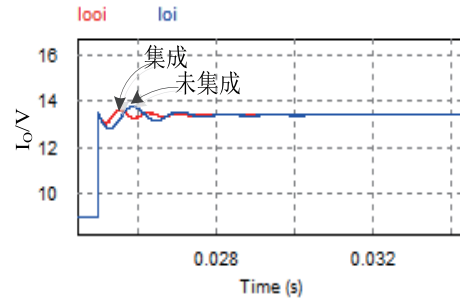
(b) 输出电压



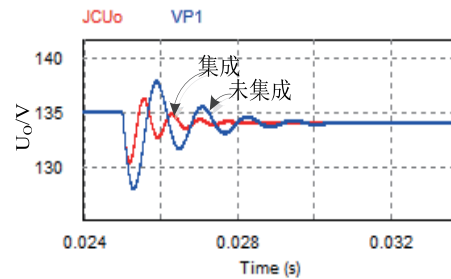
(c) 开关管 S1 电压应力



(d) 开关管 S2 电压应力



(e) 输出电流动态响应

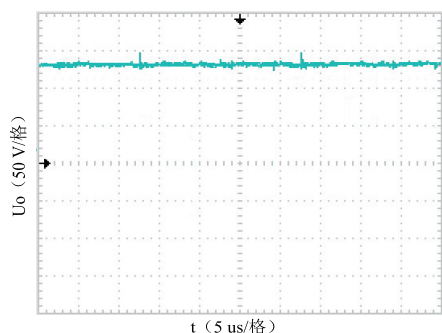


(f) 输出电压动态响应

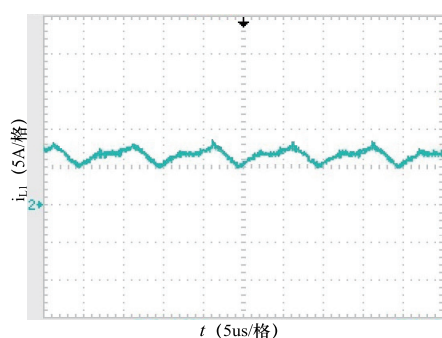
图 9 仿真波形图

Fig.9 Simulation waveform diagram

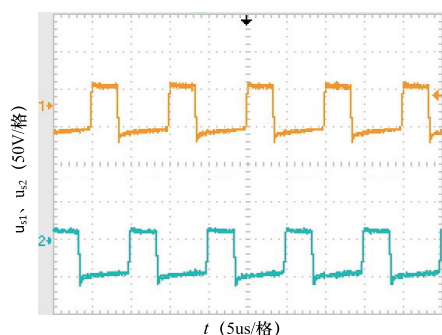




(a) 变换器输出电压



(b) 电感电流纹波



(c) 开关管应力

图 10 实验波形图

Fig.10 Experimental waveform diagram

## 5 结论

1) 交错并联技术可以减小输入输出电流纹波, 电压应力为输出电压一半, 满足大功率要求。

2) 引入开关电感 / 电容代替储能电感, 可以显著的提高变换器电压增益。

3) 分压电容减小了单个电容的电容值, 提高电压增益, 减小输出输出纹波。

4) 磁集成技术改善了电感电流纹波, 减小了变换器体积。

## 参考文献

- [1] Riming Shao, Mary Kaye, Liuchen Chang. Advanced building blocks of power converters for renewable energy based distributed generators[C]. IEEE ECCE, Shilla Jeju, Korea, 2011: 2168-2174.
- [2] Bialasiewicz J T. Renewable energy systems with photovoltaic power generators: operation and modeling[J]. IEEE Transaction Industrial Electronics, 2008, 55(7): 2752-2758.
- [3] Chen S M, Liang T J, Yang L S, et al. A safety enhanced, high step-up DC-DC converter for AC photovoltaic module application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(4): 1809-1817.
- [4] Hsieh Y P, Chen J F, Liang T J, et al. Novel high step-up DC-DC converter with coupled-inductor and switched-capacitor techniques for a sustainable energy system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 26(12): 3481-3489.
- [5] Zhao Q, Tao F, Lee F C, et al. A simple and effective to alleviate the rectifier reverse-recovery problem in continuous-current mode boost converter[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2001, 16(5): 649-658.
- [6] 金科, 阮新波, 杨孟雄, 等, 复合式燃料电池供电系统 [J]. 电工技术学报, 2008, 23(3): 92-98.  
Jin Ke, Ruan Xinbo, Yang Mengxiong, et al. Hybrid fuel cell power system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(3): 92-98.



- [7] 杜韦静, 张军明, 张阳, 等. 一种新型研究 Boost 电路大信号稳定性的模型 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 28(3):188-194.
- [8] Prudente M, Pfitscher L L, G Emmendoerfer, et al. Voltage multiplier cells applied to non-isolated DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(2): 871-887.
- [9] Gustavo A L, Henn R N, A L Silva, et al. Inter-leaved-boost converter with high voltage gain[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2010, 25(11):2753-2761.
- [10] 胡雪峰, 李永超, 李琳鹏, 等. 具有高增益、低输入电流纹波的 Boost 变换器研究 [J]. 高电压技术, 2017, 43(1):16-22. Hu Xuefeng, Li Yongchao, Li Linpeng, et al. Research of high-gain low-input current ripples boost converter [J]. High Voltage Engineering, 2017, 43(1):16-22(in Chinese).
- [11] 罗全明, 闫欢, 支树播, 等. 一种交错控制高增益 ZCT Boost 变换器 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33 (12): 18-23. Luo Quanming, Yan Huan, Zhi Shubo, et al. An interleaved high step-up zero-current-transition boost converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33 (12): 18-23 (in Chinese).
- [12] 李洪珠, 曹人众, 康爱民. 交错并联磁集成开关电感 / 开关电容 Cuk 变换器 [J/OL]. 电源学报. (2017-05-23). <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20170523.1218.004.html>  
Li Hongzhu, Cao Renzhong, Kang Aimin. Interleaving parallel magnetic integrated Cuk converter with switched inductor/switched capacitor [J/OL]. Journal of Power supply. (2017-05-23). <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20170523.1218.004.html>
- [13] 李洪珠, 刘艳, 王秋实. 交错并联磁集成开关电感高增益 Boost 变换器 [J/OL]. 电源学报. (2018-01-22). <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20180122.1457.004.html>  
Li Hongzhu, Liu Yan, et al. Interleaved parallel Magnetic Integrated switch Inductance High gain Boost Converter [J/OL]. Journal of Power supply. (2018-01-22). <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20180122.1457.004.html>

#### 作者简介

第一作者: 李洪珠 (1974-), 男, 博士研究生, 教授, 研究方向: 电力电子及磁集成理论和电气安全, E-mail:601505670@qq.com。

第二作者 (通信作者): 刘艳 (1993-), 女, 硕士研究生, 研究方向: 电力电子磁技术, E-mail:1074646063@qq.com。

第三作者: 李洪璠 (1981-), 女, 硕士, 讲师, 研究方向: 电力电子变换器控制技术。Email:565019020@qq.com。

第四作者: 张馨瑜 (1992-), 女, 硕士, 研究方向: 电力系统及其自动化, E-mail:395660728@qq.com。

联系地址: 辽宁省葫芦岛市兴城市龙湾南大街 188 号;  
联系电话: 15604297985 (刘艳)