

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.240949

# 双耦合电感磁集成开关电容二次型 高增益变换器

李洪珠<sup>1</sup> 包雨林<sup>1</sup> 李超<sup>1</sup> 陈星星<sup>1</sup> 李洪亮<sup>2</sup>

(1. 辽宁工程技术大学电气与控制工程学院 葫芦岛 125105

2. 内蒙古科技大学矿业与煤炭学院 包头 014010)

**摘要** 为进一步提高非隔离 DC-DC 变换器的高增益性,降低开关管的电压应力,提出一种双耦合电感磁集成开关电容二次型高增益变换器,采用单个开关管降低了拓扑结构的复杂度,引入两对耦合电感可以较大程度地提升变换器的高增益性、降低开关管两端的电压应力,使用钳位结构可以吸收漏感能量再利用,可以有效缓解电压尖峰。该变换器引入磁集成技术将两对耦合电感进行解耦集成可进一步减小变换器磁件的体积和数量。该文分析变换器的主要工作波形与原理,在此基础上推导变换器的各项参数,对解耦集成磁件进行结构与参数设计并进行仿真验证,最后通过一台输入 12 V、输出 185 V、额定功率 200 W 的实验样机,验证了理论分析的正确性。

**关键词:** 二次型高增益变换器 开关电容 磁集成 耦合电感

**中图分类号:** TM46

## 0 引言

为实现“碳达峰、碳中和”的战略目标,我国能源电力行业不断将新能源发电调整为主要的能源结构,逐步成为一种建设新型电力系统的趋势<sup>[1]</sup>。但因为分布式光伏和燃料电池发电系统的输出直流电压低,要通过高升压能力的 DC-DC 变换器将低压转换为高输出电压<sup>[2]</sup>。近年来,在新能源发电系统、电动汽车、燃料电池、信息工业化建设、航空电源以及军工产业等领域中 DC-DC 变换器得到了大量的应用与推广<sup>[3-5]</sup>。

传统的 Boost 变换器可以通过极高占空比来获得高升压能力,但这会增大开关器件的损耗与应力和二极管理件的反向恢复,导致变换器的效率降低。针对该问题,近些年国内外学者提出了多种提高变换器升压能力的方案,文献[6]提出二极管和电感组成的开关电感倍压单元,并将其融入到 Buck-Boost 开关变换器中,通过倍压结构中两电感在不同工作

模态下的并联充电、串联放电来提升变换器的高增益性,但该结构却不能改善开关器件的高电压应力问题。文献[7]提出了由二极管和电容组成的开关电容倍压结构,可以使变换器的高增益性得到提升,进而减小了开关器件的电压应力。文献[8]将开关电感与开关电容结构组合应用至变换器中,但由于器件数量的增多使得变换器的成本增加、效率降低。文献[9]提出了耦合电感 Boost 变换器,耦合电感技术因其可以在不增加器件前提下改变匝比,调节电压增益而被广泛应用,但因其固有的漏感会在变换器工作中与开关器件的寄生参数谐振,从而对开关器件产生较大的冲击。为解决耦合电感带来的漏感冲击问题,文献[10]提出了带倍压单元的有源钳位支路 Boost 变换器,并将钳位支路在结构中的位置分为钳位于地、钳位于输入和钳位于输出三种情况,经过分析得出,钳位于地支路可以更好地实现漏感的回收与利用,进而提高变换器的效率。文献[11-15]提出了带耦合电感和倍压单元的二次型结构,虽然变换器有着良好的性能,但还可以进一步提升电压增益、降低开关器件的电压应力。文献[16]提出了一种含钳位单元的双耦合电感二次型变换器,虽然变换器的增益性得到提升,漏感也实现吸收与利用,

但由于采用双耦合电感，磁性器件的数量增加导致变换器的体积增大，功率密度下降导致效率降低，因此不具备良好的变换器性能。解耦磁集成技术可以减少变换器磁性器件的数量与体积，提升变换器的功率密度，从而达到提升效率的目的<sup>[3]</sup>。文献[17]提出了一种磁集成谐振开关电容变换器，设计了一种新的解耦磁集成电感，降低了损耗。文献[18]提出了一种三段式绕组磁集成结构，有效地降低了磁性器件的体积和质量，提高了变换器的功率密度及效率。文献[19]提出了一种磁集成 LLC 三端口变换器，实现了两相电路的均流。文献[20]针对三端口变换器进行磁集成研究，优化了三端口变换器的控制方法并减小了磁性器件的体积和数量。文献[21]提出了一种单级可重构变换器并对其进行了磁集成结构设计与应用，减小了器件不均流和局部过热的问題。文献[22]将输入电感与变压器进行解耦磁集成设计，使变换器实现了零输入电流纹波，优化了变换器的整体性能。文献[23-26]分别研究双有源桥、组合式等其他类型变换器，均具有相对优良的性能。

基于上述研究现状，本文将二次型 Boost 变换器、开关电容单元、钳位于地支路、耦合电感倍压结构与解耦磁集成的优点相结合，提出了一种双耦合电感磁集成开关电容二次型高增益变换器，该变换器使用双耦合电感，极大地增加了变换器的增益，使用钳位支路可以有效吸收再利用漏感，减少其对开关的冲击与损耗，并提出一种新型磁集成解耦方式，减小磁性器件的体积与数量，使得变换器整体功率密度得到提高，从而提升了变换器的效率。

## 1 拓扑结构与工作原理分析

### 1.1 拓扑结构的提出

图 1 所示所提变换器拓扑结构推演，将图 1a 传统二次型变换器、图 1b 开关电容单元与图 1c 钳位支路利用器件复用进行结构组合简化，结合双耦合电感至拓扑结构中使其更大程度增加拓扑结构的增益，提出一种双耦合电感磁集成开关电容二次型高增益变换器，如图 1d 所示。图中， $V_{in}$ 、 $V_o$  为输入与输出电压， $C_1 \sim C_4$  为电容， $VD_1 \sim VD_5$  为二极管，S 为开关管， $C_s$  为开关管的寄生电容， $W_{p1}$ 、 $W_{p2}$ 、 $W_{s1}$ 、 $W_{s2}$  为耦合电感一、二次绕组， $R$  为负载电阻。

图 2 为所提变换器等效电路。图中， $L_{m1}$ 、 $L_{m2}$  为两耦合电感的励磁电感， $L_{k1}$ 、 $L_{k2}$  为与之相对应的漏电感， $i_{Lm1}$ 、 $i_{Lm2}$  为励磁电流， $i_{Lk1}$ 、 $i_{Lk2}$  为漏电感电流， $i_{in}$ 、 $i_{D1} \sim i_{D5}$  分别为变换器输入电流及各二

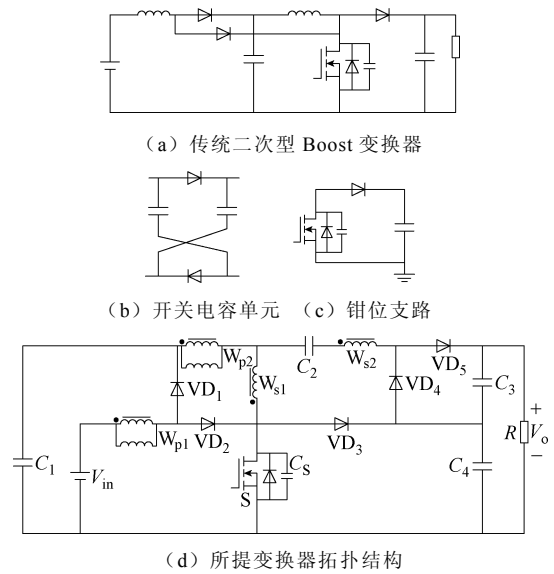


图 1 所提变换器的拓扑结构演化

Fig.1 The topology evolution of the proposed converter

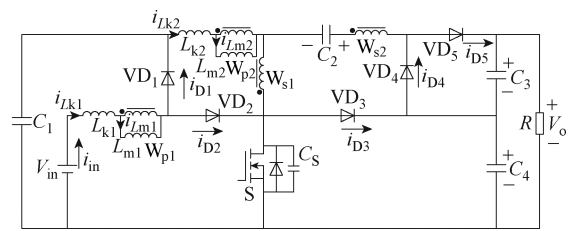


图 2 所提变换器的等效电路

Fig.2 Equivalent circuit diagram of the proposed converter

极管电流。

### 1.2 工作模态分析

所提变换器模态分析基于以下前提：①所有元器件被认为理想元器件；②变换器电容的纹波电压可忽略；③ $T$  为一个开关周期， $D$  为变换器占空比；④耦合电感漏感  $L_{k1}$ 、 $L_{k2}$  可近似忽略不计。

在一个周期内，变换器在连续导通模式下主要工作波形如图 3 所示，图 4 为变换器的工作模态电路。

模态 I [ $t_0, t_1$ ): 该模态内， $VD_2$ 、 $VD_4$  导通， $VD_1$ 、 $VD_3$ 、 $VD_5$  截止，开关管 S 导通，输入电源  $V_{in}$  给一次绕组电感  $L_{p1}$  供电； $C_1$  及二次绕组电感  $L_{s1}$  给一次绕组电感  $L_{p2}$  供电； $C_4$  及二次绕组电感  $L_{s1}$ 、 $L_{s2}$  给电容  $C_2$  供电；负载  $R$  由电容  $C_3$  与电容  $C_4$  供电。

模态 II [ $t_1, t_2$ ): 此模态持续时间较短，属过渡模态，在此时间段内， $VD_1 \sim VD_4$  导通， $VD_5$  截止，驱动信号撤除，由于寄生电容  $C_s$  的存在，开关管 S 处于换相过程，寄生电容  $C_s$  开始充电，当寄生电容电压达到电压应力时，该模态结束。输入电源  $V_{in}$  及一次绕组电感  $L_{p1}$  给电容  $C_1$  供电，输入电源  $V_{in}$

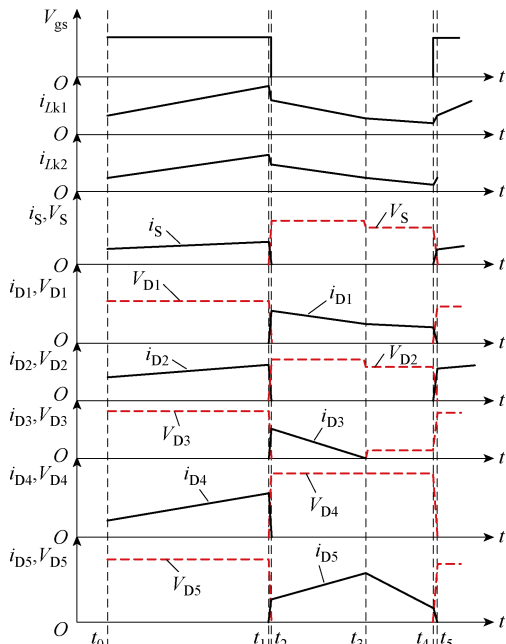
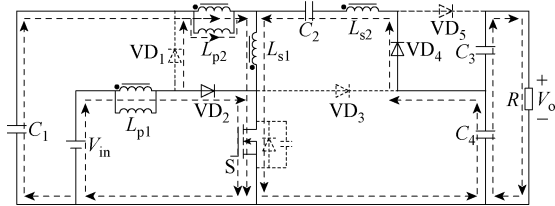
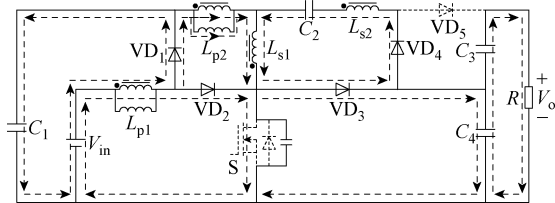


图3 所提变换器的主要波形

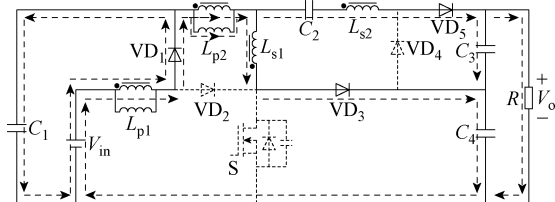
Fig.3 Main waveform of the proposed converter



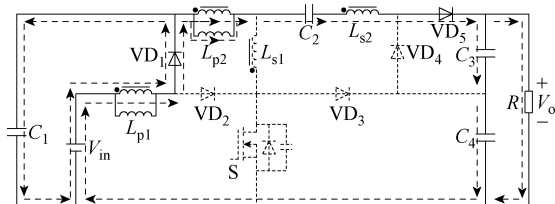
(a) 模式 I [t<sub>0</sub>, t<sub>1</sub>)



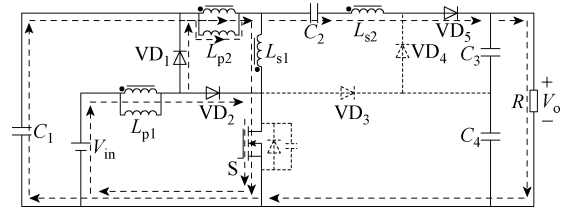
(b) 模式 II [t<sub>1</sub>, t<sub>2</sub>) (过渡模式)



(c) 模式 III [t<sub>2</sub>, t<sub>3</sub>)



(d) 模式 IV [t<sub>3</sub>, t<sub>4</sub>)



(e) 模式 V [t<sub>4</sub>, t<sub>5</sub>] (过渡模式)

图4 所提变换器的工作模式电路

Fig.4 Working mode circuit diagram of the proposed converter

及一次绕组电感  $L_{p1}$ 、 $L_{p2}$  给二次绕组电感  $L_{s1}$ 、 $C_4$  供电；输入电源  $V_{in}$  及电容  $C_3$  给负载  $R$  供电； $C_2$  给二次绕组电感  $L_{s1}$ 、 $L_{s2}$  供电， $C_4$  吸收一次绕组电感  $L_{p1}$ 、 $L_{p2}$  漏感。

模式 III [ $t_2, t_3$ )：在此时间段内， $VD_1$ 、 $VD_3$ 、 $VD_5$  导通， $VD_2$ 、 $VD_4$  截止，开关管  $S$  关断，输入电源  $V_{in}$  及一次绕组电感  $L_{p1}$  给  $C_1$  供电；输入电源  $V_{in}$ 、一次绕组电感  $L_{p1}$ 、 $L_{p2}$  共同给二次绕组电感  $L_{s1}$ 、 $C_4$  供电；同时输入电源  $V_{in}$ 、一次绕组电感  $L_{p1}$ 、 $L_{p2}$  及  $C_2$  与二次绕组电感  $L_{s2}$  给  $C_3$ 、 $C_4$  充电同时给负载  $R$  供电。

模式 IV [ $t_3, t_4$ )：在该模式内， $VD_1$ 、 $VD_5$  导通， $VD_2 \sim VD_4$  截止，开关管  $S$  关断，输入电源  $V_{in}$  及一次绕组电感  $L_{p1}$  继续给电容  $C_1$  供电；输入电源  $V_{in}$ 、耦合电感一次绕组电感  $L_{p1}$ 、 $L_{p2}$ 、电容  $C_2$  及耦合电感二次绕组电感  $L_{s2}$  给电容  $C_3$ 、 $C_4$  充电同时负载  $R$  供电。

模式 V [ $t_4, t_5$ )：此模式持续时间较短，属过渡模式，在此时间段内， $VD_3$ 、 $VD_4$  截止，开关管  $S$ 、 $VD_1$ 、 $VD_2$ 、 $VD_5$  导通， $V_{in}$  给耦合电感一次绕组电感  $L_{p1}$  充电， $C_1$  及  $L_{s1}$  通过开关管  $S$  给一次绕组电感  $L_{p2}$  供电，二者电流线性上升，与此同时， $V_{in}$ 、 $C_1$  与耦合电感二次绕组电感  $L_{s2}$  通过二极管  $VD_5$  给  $C_2$  及负载  $R$  供电。

## 2 变换器稳态性能分析

### 2.1 电压增益

忽略过渡模式 II、V 进行稳态分析，设两耦合电感的耦合系数分别为  $k_1$ 、 $k_2$ ，表达式为

$$\begin{cases} k_1 = \frac{L_{m1}}{L_{m1} + L_{k1}} \\ k_2 = \frac{L_{m2}}{L_{m2} + L_{k2}} \end{cases} \quad (1)$$

两耦合电感匝数比  $n_1$ 、 $n_2$  分别表示为

$$\begin{cases} n_1 = \frac{N_{s1}}{N_{p1}} \\ n_2 = \frac{N_{s2}}{N_{p2}} \end{cases} \quad (2)$$

当变换器工作在模式 I 时, 有

$$\begin{cases} V_{C2} = V_{Ls1} + V_{Ls2} + V_{C4} \\ V_{Lm2}^1 = V_{C1} + V_{ns1} \\ V_o = V_{C3} + V_{C4} \\ V_{in} = V_{Lm1}^1 \end{cases} \quad (3)$$

式中,  $V_{C1} \sim V_{C4}$  为电容  $C_1 \sim C_4$  两端电压;  $V_{Lm1}^1$ 、 $V_{Lm2}^1$  为两耦合电感一次侧在模式 I 时两端电压;  $V_{Ls1}$ 、 $V_{Ls2}$  为两耦合电感二次侧两端电压。

当变换器工作在模式 III 时, 有

$$\begin{cases} V_{C1} = V_{in} + V_{Lm1}^{III} \\ V_{C4} + V_{Ls1} = V_{in} + V_{Lm1}^{III} + V_{Lm2}^{III} \\ V_o = V_{in} + V_{Lm1}^{III} + V_{Lm2}^{III} + V_{C2} + V_{Ls2} \end{cases} \quad (4)$$

式中,  $V_{Lm1}^{III}$ 、 $V_{Lm2}^{III}$  为两耦合电感一次侧在模式 III 时两端电压。

对励磁电感  $L_{m1}$  进行伏秒平衡计算, 有

$$\int_0^{DT} V_{Lm1}^1 dt + \int_{DT}^T V_{Lm1}^{III} dt = 0 \quad (5)$$

根据式 (5) 结合式 (3)、式 (4) 得出电容  $C_1$  两端电压表达式为

$$V_{C1} = \frac{1}{1-D} V_{in} \quad (6)$$

对励磁电感  $L_{m2}$  进行伏秒平衡计算, 有

$$\int_0^{DT} V_{Lm2}^1 dt + \int_{DT}^T V_{Lm2}^{III} dt = 0 \quad (7)$$

结合式 (4)、式 (6)、式 (7) 可以推导出  $V_{C4}$  两端电压表达式为

$$V_{C4} = \frac{1}{(1-D)^2} V_{in} \quad (8)$$

结合式 (3)、式 (6)、式 (8) 得  $V_{C2}$  电压表达式为

$$V_{C2} = \frac{1+n_2(1-D)+n_1(1+n_2)[1+D(D-2)]}{(1-D)^2} V_{in} \quad (9)$$

根据式 (4), 结合式 (9) 得电压增益表达式为

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+(n_2+1)[1+n_1(1-D)]}{(1-D)^2} \quad (10)$$

将耦合系数  $k_1$ 、 $k_2$  考虑在内得增益  $M$  表达式为

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+(k_2 n_2 + 1)[1+k_1 n_1(1-D)]}{(1-D)^2} \quad (11)$$

对于电压  $V_{C3}$ , 结合式 (3)、式 (8)、式 (10) 可以推导出  $C_3$  两端电压表达式为

$$V_{C3} = V_o - V_{C4} = \frac{(n_2 + 1)[1+n_1(1-D)]}{(1-D)^2} V_{in} \quad (12)$$

为方便后续实验验证理论分析, 所提变换器按照匝比  $n_1=n_2=n$ 、 $k_1=k_2=1$  进行分析, 满足此条件下将式 (11) 进行整合化简可得变换器电压增益为

$$M = \frac{2+n(2-D)+n^2(1-D)}{(1-D)^2} \quad (13)$$

由式 (11) 可知, 变换器的增益与耦合系数和匝比有关, 变换器耦合系数和匝比与增益的关系曲线如图 5 所示, 占空比一定时, 耦合系数减小, 变换器的增益减小, 匝比增加, 变换器的增益增大, 耦合系数对增益的影响也会增大, 因此在保持匝比不变时应尽量使耦合系数更大。在有耦合系数存在时应保持匝比尽量小以降低其对变换器增益的影响。

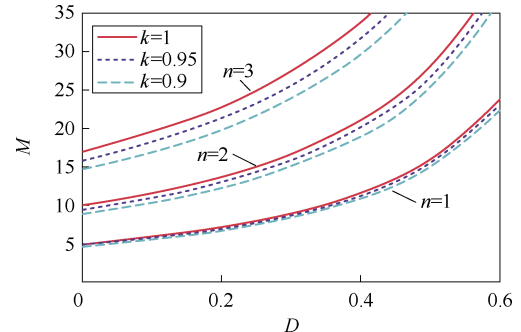


图 5 变换器增益与耦合系数  $k$  和匝比  $n$  的关系曲线  
Fig.5 Gain of the converter and the coupling coefficient  $k$  and turn ratio  $n$

### 2.2 电压应力

二极管  $VD_1 \sim VD_5$  两端电压应力表达式分别为

$$\begin{cases} V_{D1} = \frac{1-D}{2+n(2-D)+n^2(1-D)} V_o \\ V_{D2} = \frac{D}{2+n(2-D)+n^2(1-D)} V_o \\ V_{D3} = \frac{1}{2+n(2-D)+n^2(1-D)} V_o \\ V_{D4} = V_{D5} = \frac{(n+1)(n+1-nD)}{2+n(2-D)+n^2(1-D)} V_o \end{cases} \quad (14)$$

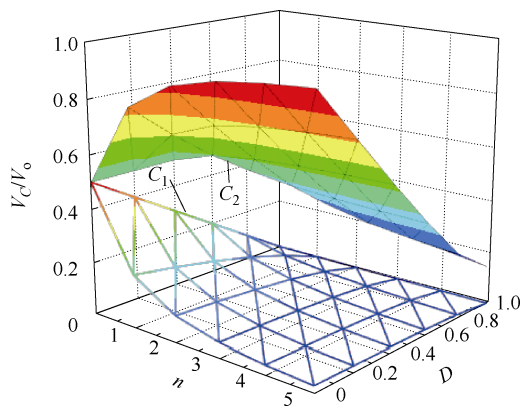
电容  $C_1 \sim C_4$  两端的电压应力表达式分别为

$$\begin{cases} V_{C1} = \frac{1-D}{2+n(2-D)+n^2(1-D)} V_o \\ V_{C2} = \frac{[(n+1)^2+nD(D-3)+n^2D(D-2)] V_o}{2+n(2-D)+n^2(1-D)} \\ V_{C3} = \frac{(n+1)(n+1-nD)}{2+n(2-D)+n^2(1-D)} V_o \\ V_{C4} = \frac{1}{2+n(2-D)+n^2(1-D)} V_o \end{cases} \quad (15)$$

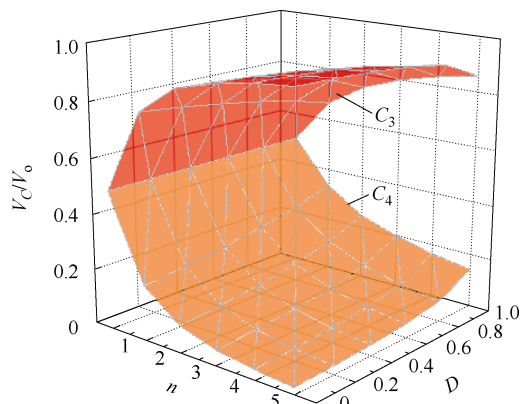
当开关管关断时, 开关管两端电压应力  $V_S$  为

$$V_S = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} = \frac{V_o}{2+n(2-D)+n^2(1-D)} \quad (16)$$

图 6a、图 6b 为电容  $C_1 \sim C_4$  电压归一化应力与匝比  $n$ 、占空比  $D$  之间的变换趋势,  $C_1 \sim C_4$  的电压应力在全占空比范围内不同匝比的情况下均小于输出电压,  $C_1$  的电压随着占空比与匝比的增加而减少,  $C_2$  的电压随占空比的增加而减少, 随匝比的增加而增加。当匝比增加时,  $C_3$  的电压应力增加,  $C_4$  的电压应力减少。



(a)  $C_1$ 、 $C_2$



(b)  $C_3$ 、 $C_4$

图 6  $C_1 \sim C_4$  电压应力与匝比  $n$ 、占空比  $D$  的关系  
Fig.6 Voltage stress of capacitors  $C_1 \sim C_4$  and turn ratio  $n$  and duty cycle  $D$

### 3 实验样机设计

实验样机按照频率  $f_s=50$  kHz, 匝比  $n=1$ , 输出电压  $V_o=185$  V, 负载  $R=170 \Omega$ , 输入电压  $V_{in}=12$  V, 输出功率  $P_o=200$  W 为标准进行设计。

#### 3.1 电感参数计算

励磁电感  $L_{m1}$ 、 $L_{m2}$  的计算式为

$$\begin{cases} L_{m1} \geq \frac{V_{Lm1} D}{\gamma_1 I_{Lm1} f_s} = 23.95 \mu\text{H} \\ L_{m2} \geq \frac{V_{Lm2} D}{\gamma_2 I_{Lm2} f_s} = 48.9 \mu\text{H} \end{cases} \quad (17)$$

式中,  $\gamma_1$ 、 $\gamma_2$  分别为电流纹波系数;  $I_{Lm1}$ 、 $I_{Lm2}$  分别为两励磁电感平均电流;  $V_{Lm1}$ 、 $V_{Lm2}$  为两励磁电感电压。

#### 3.2 电容参数的计算

主电路中各电容计算如下

$$\begin{cases} C_1 \geq \frac{P_o}{\delta f_s V_{C1} V_o} \\ C_2 \geq \frac{P_o}{\delta f_s V_{C2} V_o} \\ C_3 \geq \frac{P_o}{\delta f_s V_{C3} V_o} \\ C_4 \geq \frac{P_o}{\delta f_s V_{C4} V_o} \end{cases} \quad (18)$$

电压纹波系数  $\delta$  选择为  $\delta=3\%$ , 根据式 (15)、式 (18),  $C_1 \sim C_4$  取值应分别大于 28.9、7.23、4.82、14.5  $\mu\text{F}$ 。

#### 3.3 实验样机

实验样机在 200 W 输出时, 输入电压  $V_{in}=12$  V, 输出电压  $V_o=185$  V, 根据式 (14) ~ 式 (18) 设计各器件参数, 该变换器实验样机的各个器件参数见表 1。

#### 3.4 集成磁件设计

##### 3.4.1 集成磁件结构设计

为确保在磁件正常工作情况下的损耗更小, 选取 TDK 公司的铁氧体磁心材质为 PC40, 其饱和磁通密度  $B_m=0.38$  T, 采用面积乘积 (Amplitude-Phase, AP) 法来进行磁心选择的计算, 公式如下

$$AP = A_e A_w = \left( \frac{L_{m2} I_{SP}}{B_m} \cdot \frac{I_{FL}}{K_1} \right)^3 \quad (19)$$

式中,  $A_e$  为磁路的有效截面积;  $A_w$  为磁心的窗口面积;  $I_{SP}$  为最大峰值电流;  $I_{FL}$  为电流有效值;  $K_1$  为电流密度与窗口系数乘积, 取 0.008 5。

表 1 主电路参数

Tab.1 Main circuit parameters

参 数	数 值 (型号)
电容 $C_1/\mu\text{F}$	47 (100 V)
电容 $C_2/\mu\text{F}$	22 (100 V)
电容 $C_3/\mu\text{F}$	22 (160 V)
电容 $C_4/\mu\text{F}$	47 (100 V)
二极管 $\text{VD}_1, \text{VD}_2, \text{VD}_3$	MBR20100CT
二极管 $\text{VD}_4, \text{VD}_5$	MBR20200CT
开关管 S	IRF540
励磁电感 $L_{m1}/\mu\text{H}$	30.15
励磁电感 $L_{m2}/\mu\text{H}$	50.49
漏感 $L_{k1}/\mu\text{H}$	1.9
漏感 $L_{k2}/\mu\text{H}$	2.12

代入参数, 求得  $AP=2.253 \text{ cm}^4$ , 根据计算结果, 选择 EI40 磁心,  $A_e=148 \text{ mm}^2$ ,  $A_w=157 \text{ mm}^2$ .  $AP=2.323 6 \text{ cm}^4 > 2.253 \text{ cm}^4$ , 满足设计要求。

所设计集成磁件结构及其磁通分布如图 7 所示。用一种“EIE”结构代替独立的两个耦合电感, 通过将 I 磁心的复用实现磁性器件数量和体积的减少, 将耦合电感一次绕组匝数  $N_{p1}$  与二次绕组匝数  $N_{s1}$  缠绕在上面 E 磁心中柱, 将另一对耦合电感一次绕组匝数  $N_{p2}$  与二次绕组匝数  $N_{s2}$  缠绕在下面 E 磁心中柱, 通过耦合电感产生的磁通在中间 I 磁心上的抵消耦合作用及 I 磁心所提供的低磁阻回路作用实现两耦合电感之间的解耦集成。

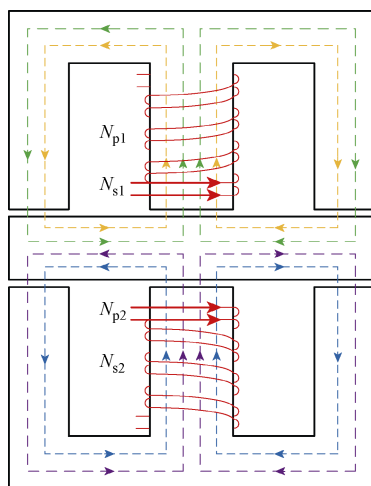


图 7 集成磁件的磁心结构及其磁通分布

Fig.7 Core structure and magnetic flux distribution of integrated magnetic components

### 3.4.2 磁通密度摆幅计算

由于需要在两侧柱及中柱开气隙, 而气隙的存

在一般会降低磁心的饱和磁通密度, 因此需要计算磁心中柱及侧柱的最大磁通密度摆幅, 定义为  $\Delta B_{L_{m1-m}}$ 、 $\Delta B_{L_{m2-m}}$ , 分别表示为

$$\begin{cases} \Delta B_{L_{m1-m}} = B_m \frac{\Delta I_{L_{m1-m}}}{I_{L_{m1-SP}}} \approx 0.263 \text{ T} \\ \Delta B_{L_{m2-m}} = B_m \frac{\Delta I_{L_{m2-m}}}{I_{L_{m2-SP}}} \approx 0.342 \text{ T} \end{cases} \quad (20)$$

式中,  $\Delta I_{L_{m1-m}}$  与  $\Delta I_{L_{m2-m}}$  分别为两耦合电感一次侧电感最大纹波电流;  $I_{L_{m1-SP}}$  与  $I_{L_{m2-SP}}$  分别为两耦合电感一次侧的最大峰值电流。

### 3.4.3 耦合电感设计

一次绕组电感  $L_{m1}$ 、 $L_{m2}$  分别选取  $30 \mu\text{H}$ 、 $50 \mu\text{H}$ , 一次绕组匝数  $N_{p1}$ 、 $N_{p2}$  分别为

$$\begin{cases} N_{p1} = \frac{L_{m1} \Delta I_{L_{m1-m}}}{\Delta B_{L_{m1-m}} A_e} \approx 8.98 \\ N_{p2} = \frac{L_{m2} \Delta I_{L_{m2-m}}}{\Delta B_{L_{m2-m}} A_e} \approx 11.24 \end{cases} \quad (21)$$

根据式 (21) 的计算结果, 取一次绕组匝数  $N_{p1}=9$ 、 $N_{p2}=12$ , 因为匝比  $n=1$ , 因此二次绕组匝数  $N_{s1}=9$ 、 $N_{s2}=12$ 。

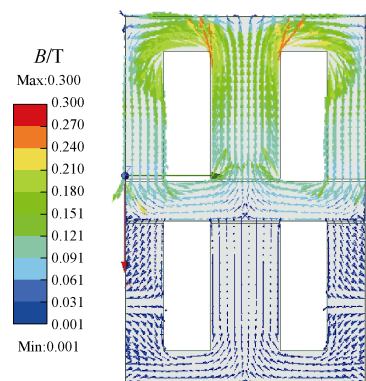
### 3.4.4 气隙设计

上面 E 磁心与 I 磁心气隙长度  $l_{g1}$  与下面 E 磁心与 I 磁心气隙长度  $l_{g2}$  的计算公式分别为

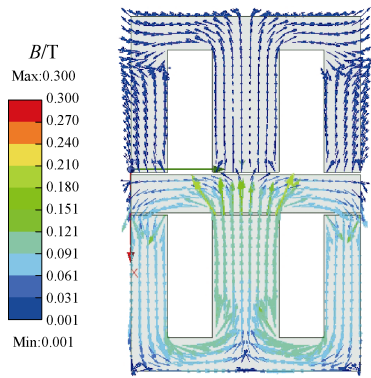
$$\begin{cases} l_{g1} = \frac{0.4\pi N_{p1}^2 A_e \times 10^{-8}}{L_{m1}} \approx 0.0502 \text{ cm} \\ l_{g2} = \frac{0.4\pi N_{p2}^2 A_e \times 10^{-8}}{L_{m2}} \approx 0.0535 \text{ cm} \end{cases} \quad (22)$$

### 3.4.5 集成磁件仿真

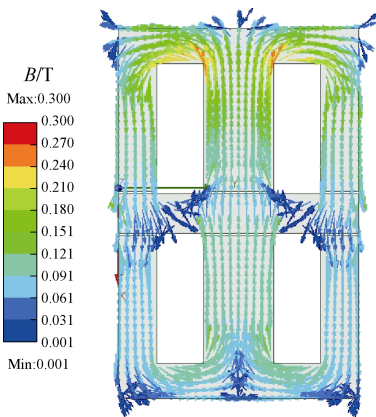
对磁集成磁件进行建模仿真分析, 结果如图 8 所示, 根据仿真结果可知, 集成磁件最大磁通密度  $B_{m1}$  为  $0.3 \text{ T}$ , 小于磁心材料的饱和磁通密度  $0.38 \text{ T}$ 。



(a) 耦合电感 1 单独施加激励



(b) 耦合电感 2 单独施加激励



(c) 两耦合电感同时施加激励

图 8 磁集成磁件磁通密度仿真

Fig.8 Simulation diagram of magnetic flux density of integrated magnetic components

### 3.5 磁件体积对比

采用 EI40 磁心绕制的磁集成解耦磁件与分立磁件如图 9 所示, 经过测量解耦磁件的耦合电感值分别为  $30 \mu\text{H}$  左右、 $50 \mu\text{H}$  左右, 测量结果基本符合上述计算。将集成磁件与分立磁件进行比较, 结果见表 2, 通过计算对比可知, 集成磁件相比分立磁件体积减少约 13.4%。

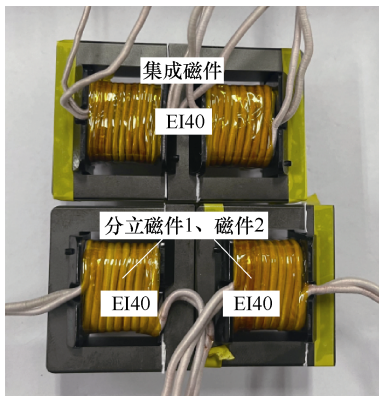


图 9 集成与分立磁件对比

Fig.9 Comparison of integrated and discrete magnetics

表 2 分立与集成磁件对比

Tab.2 Comparison of discrete and integrated magnetics

参数	分立磁件		集成磁件	
	耦合电感 1	耦合电感 2	耦合电感 1	耦合电感 2
匝数	9	11	9	12
电感值/ $\mu\text{H}$	28.35	46.54	30.15	50.49
体积/ $\text{cm}^3$	11.30	11.30	19.58	19.58

## 4 变换器性能分析对比

### 4.1 损耗分析

开关管损耗  $P_S$  可表示为

$$P_S = I_{S-\text{rms}}^2 R_S + \frac{V_{S-\text{on}} I_{S-\text{on}} t_{\text{on}} + V_{S-\text{off}} I_{S-\text{off}} t_{\text{off}} + V_S^2 C_S}{2T} \quad (23)$$

式中,  $I_{S-\text{rms}}$  为开关管的方均根电流;  $R_S$  为寄生电阻;  $C_S$  为寄生电容;  $t_{\text{on}}$  为开关管开通时间;  $t_{\text{off}}$  为开关管关断时间;  $V_{S-\text{on}}$ 、 $V_{S-\text{off}}$ 、 $I_{S-\text{on}}$ 、 $I_{S-\text{off}}$  分别为开关管在导通和关断时两端的电压与电流应力。

二极管的损耗  $P_D$  为

$$P_D = \sum_{j=1}^5 (V_{Fj} I_{Dj-\text{ave}} + R_{Dj} I_{Dj-\text{rms}}^2) \quad (24)$$

式中,  $V_{Fj}$  为二极管的管压降;  $I_{Dj-\text{ave}}$  为二极管的平均电流;  $R_{Dj}$  为二极管的寄生内阻;  $I_{Dj-\text{rms}}$  为二极管的方均根电流。电容的损耗  $P_C$  为

$$P_C = \sum_{j=1}^4 I_{Cj-\text{rms}}^2 R_{Cj} \quad (25)$$

式中,  $I_{Cj-\text{rms}}$  为电容的方均根电流;  $R_{Cj}$  为电容的阻值。

磁件的总损耗  $P_L$  与磁心的损耗  $P_{\text{core}}$  分别为

$$\begin{cases} P_L = \sum_{x=L_p, 1, 2, L_s, 1, 2} I_{L-\text{rms}}^2 R_L + P_{\text{core}} \\ P_{\text{core}} = V_e K f_s^\alpha B_{m1}^\beta \end{cases} \quad (26)$$

式中,  $I_{L-\text{rms}}$  为磁件的方均根电流;  $R_L$  为磁件绕线的电阻;  $V_e$  为磁件的体积;  $B_{m1}$  为磁性器件的最大磁通量;  $f_s$  为变换器开关频率;  $K$ 、 $\alpha$ 、 $\beta$  为经验常数。

该变换器的效率  $\eta$  为

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_S + P_D + P_C + P_L} \quad (27)$$

式中， $P_o$  为变换器的输出功率。

图 10 为计算得出的 200 W 功率下的损耗分布，根据式 (23)~式 (27)，代入表 1，得到  $P_S=5.49$  W， $P_D=4.643$  W， $P_C=0.278$  W， $P_L=3.489$  W，考虑辅助电源及 DSP 的损耗，综合算得变换器效率约为 93%。

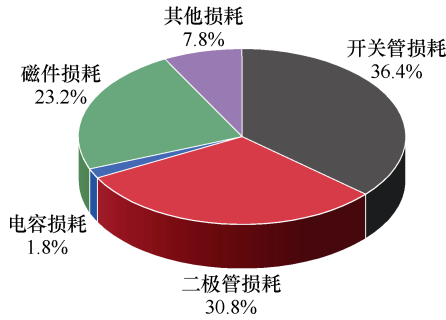


图 10 变换器器件损耗分布

Fig.10 Distribution of losses in converter devices

### 4.2 对比分析

在耦合电感的匝比为 1 的情况下，图 11 为所提变换器与文献[11-16]中变换器的增益对比曲线，所提变换器有较高的增益。

图 12 为所提变换器与文献[11-16]变换器开关管电压应力对比曲线。所提变换器保持高增益性的同时开关管电压应力更低。

所提变换器与文献[11-16]变换器性能参数对比见表 3。

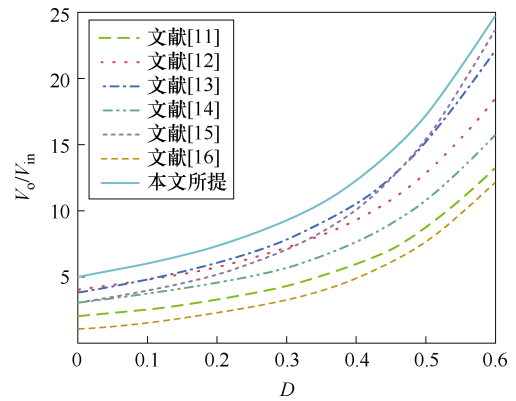


图 11 变换器增益对比曲线

Fig.11 Converter gain comparison graph

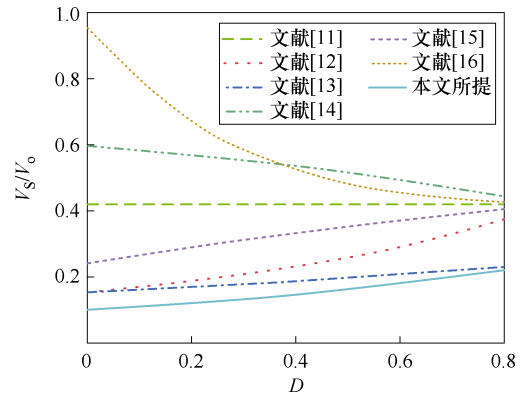


图 12 变换器开关管电压应力对比曲线

Fig.12 Voltage stress comparison curve of converter switch tube

表 3 变换器性能参数对比

Tab.3 Comparison of performance parameters of transformers

变换器	电压增益 $M$	最大开关管应力 $V_{S-stress}$	开关管数量	二极管数量	电容数量	磁件数量	总数量
文献[11]	$\frac{2}{(1-D)^2}$	$\frac{V_o}{2}$	2	4	4	2	12
文献[12]	$\frac{(1+n)(2-D)}{(1-D)^2}$	$\frac{V_o}{(1+n)(2-D)}$	1	5	4	1	11
文献[13]	$\frac{2+n(2-D)}{(1-D)^2}$	$\frac{V_o}{2+n(2-D)}$	1	6	5	2	14
文献[14]	$\frac{3-D}{(1-D)^2}$	$\frac{2-D}{3-D}V_o$	2	4	4	2	12
文献[15]	$\frac{3+D}{(1-D)^2}$	$\frac{1+D}{3+D}V_o$	2	5	5	2	14
文献[16]	$\frac{1+(n_1+n_2)D-n_1D^2}{(1-D)^2}$	$\frac{V_o}{1+(n_1+n_2)D-n_1D^2}$	1	5	4	2	12
所提变换器	$\frac{1+(n_2+1)[1+n_1(1-D)]}{(1-D)^2}$	$\frac{V_o}{1+(n_2+1)[1+n_1(1-D)]}$	1	5	4	2	12

### 5 实验结果

为验证所提变换器原理的正确性,图 13 为根据实验室现有平台结合上述分析与选型搭建的实验样机。

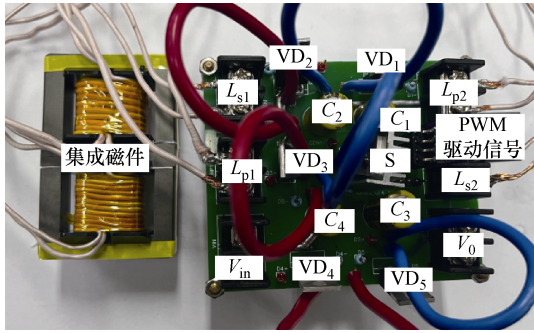


图 13 实验样机

Fig.13 Experimental prototype

图 14 为所提变换器的开关管 S 的实验波形,开关管的电压应力为 48 V,为理论输出电压的 1/4,与理论分析一致。

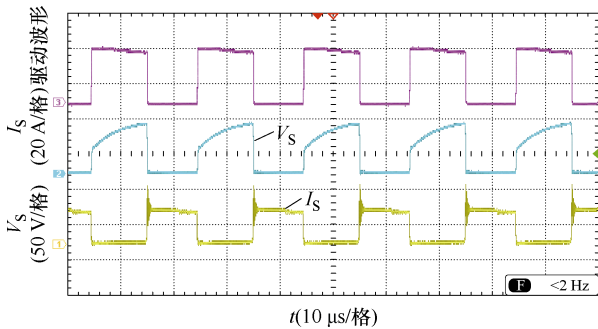


图 14 开关管的电压电流波形

Fig.14 Voltage and current waveforms of switch

图 15 为变换器两耦合电感一次侧漏感的电流波形,变换器电流工作波形与理论分析保持一致。图 16 为二极管 VD<sub>1</sub>~VD<sub>5</sub> 的电压电流波形,VD<sub>1</sub>、VD<sub>2</sub> 的电压应力约为 24 V,为理论输出电压的 1/8,VD<sub>3</sub> 的电压应力约为 48 V,为理论输出电压的 1/4,VD<sub>4</sub>、VD<sub>5</sub> 的电压应力约为 140 V,为理论输出电压

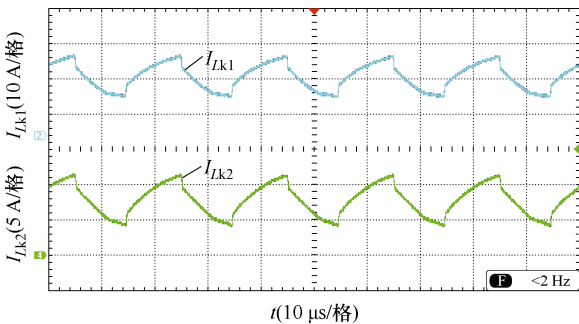
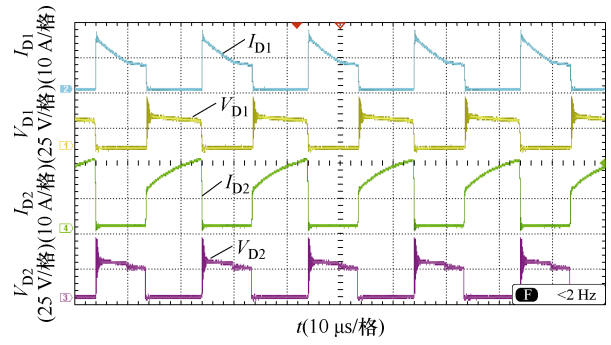
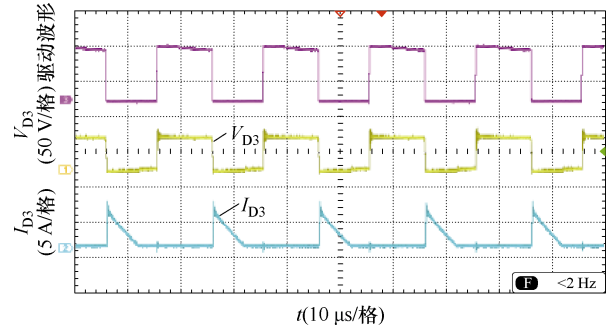


图 15 漏感 L<sub>k1</sub>、L<sub>k2</sub> 的电流波形

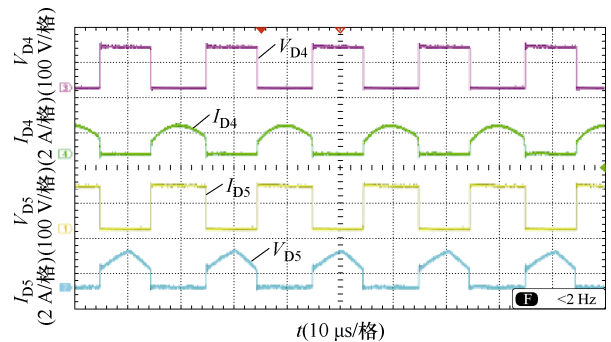
Fig.15 Current waveforms of leakage inductance L<sub>k1</sub>、L<sub>k2</sub>



(a) 二极管 VD<sub>1</sub>、VD<sub>2</sub> 的电压电流波形



(b) 二极管 VD<sub>3</sub> 的电压电流波形



(c) 二极管 VD<sub>4</sub>、VD<sub>5</sub> 的电压电流波形

图 16 二极管 VD<sub>1</sub>~VD<sub>5</sub> 的电压电流波形

Fig.16 Voltage and current waveforms of diode

VD<sub>1</sub> to VD<sub>5</sub>

的 3/4,均与仿真结果一致,各项实验结果验证理论分析的正确性。

此外,所有二极管电压应力均低于输出电压,有利于选择性能更优、成本更低的半导体器件。

图 17 为变换器实际测量及理论计算效率曲线,在实验功率 200 W 的情况下,变换器的理论计算效率为 93%,实际测量效率约为 92.5%。

### 6 结论

为进一步改善变换器的工作性能,提高变换器的增益特性,将二次型 Boost 变换器、开关电容单元、钳位倍压结构与耦合电感解耦磁集成进行组合简化,提出双耦合电感磁集成开关电容组合 Boost 变换器,分析得出变换器的工作原理与性能,对集

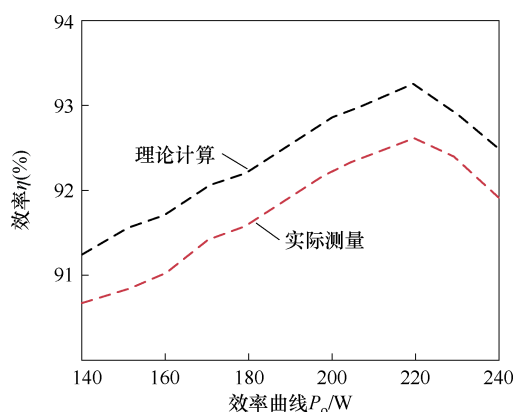


图 17 变换器效率曲线

Fig.17 Efficiency curves of converter

成磁件进行结构、参数设计与仿真验证，最后通过实验验证理论分析的正确性。所提变换器特点如下：

1) 使用双耦合电感使变换器的增益性能得到进一步提高，可以调节变换器的占空比与耦合电感匝比来获得高增益，且开关管两端具有更低的电压应力，在占空比为 0.5，匝比为 1 时，为输出电压的 1/4。

2) 钳位结构可以充分吸收并利用耦合电感的漏感，有效缓解了开关管两端电压尖峰。

3) 二极管有更低的电压应力，范围在输出电压的 16%~75%，在器件选型方面可以选取耐压值更低的二极管。

4) 利用解耦磁集成技术减少了磁性器件的数量和体积，进一步提升了功率密度。

### 参考文献

- [1] 孙瑄瑄, 荣德生, 王宁. 具有谐振软开关的高增益耦合电感组合 Boost-Zeta 变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(6): 1830-1842.  
Sun Xuanjin, Rong Desheng, Wang Ning. Boost-Zeta converter with resonant soft switching and high gain coupled inductance combination[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(6): 1830-1842.
- [2] 王哲, 李驰, 郑泽东, 等. 一种基于耦合电感的高增益软开关谐振变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(1): 194-205.  
Wang Zhe, Li Chi, Zheng Zedong, et al. A high step-up ZVS/ZCS resonant converter based on coupled inductor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(1): 194-205.
- [3] 李洪珠, 程利弘, 魏昕, 等. 耦合电感倍压解耦磁集成高电压增益变换器[J]. 电工技术学报, 2023, 38(6): 1584-1595.  
Li Hongzhu, Cheng Lihong, Wei Xin, et al. Coupled inductance voltage doubling decoupling magnetic integrated high voltage gain converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(6): 1584-1595.
- [4] Li Chao, Li Hongzhu, Wang Ning, et al. A full soft-switching high step-up DC/DC converter with active switched inductor and three-winding coupled inductor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(10): 13133-13146.
- [5] Li Hongzhu, Li Chao, Sun Xuanjin, et al. An interleaved high step-up DC/DC converter-based three-winding coupled inductors with symmetrical structure[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(5): 6642-6652.
- [6] 刘树林, 王斌, 朱高中, 等. 基于开关电感的二次型 Buck-Boost 变换器[J]. 电工技术学报, 2022, 37(增刊 1): 190-197.  
Liu Shulin, Wang Bin, Zhu Gaozhong, et al. Quadratic Buck-Boost converter based on switched inductance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(S1): 190-197.
- [7] 陆治国, 郑路遥, 马召鼎, 等. 带开关电容网络的交错并联高增益 Boost 变换器[J]. 电工技术学报, 2012, 27(11): 153-159.  
Lu Zhiguo, Zheng Luyao, Ma Zhaoding, et al. Interleaved high gain Boost converter with switched capacitor network[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(11): 153-159.
- [8] Kumar G G, Sundaramoorthy K, Karthikeyan V, et al. Switched capacitor-inductor network based ultra-gain DC-DC converter using single switch[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(12): 10274-10283.
- [9] 姚子睿, 曾君, 刘俊峰. 基于耦合电感的高增益低电压应力 Boost 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(12): 3659-3666.  
Yao Zirui, Zeng Jun, Liu Junfeng. High step-up low-voltage stress boost converter based on coupled inductor[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(12): 3659-3666.

- [10] 罗全明, 高伟, 吕星宇, 等. 耦合电感型高增益 Boost 变换器拓扑分析[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(24): 7266-7275.  
Luo Quanming, Gao Wei, Lü Xingyu, et al. Topology analysis of high step-up Boost converters with coupled inductors[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(24): 7266-7275.
- [11] Farahani H J, Rezvanyvardom M, Mirzaei A. Non-isolated high step-up DC-DC converter based on switched-inductor switched-capacitor network for photovoltaic application[J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2023, 17(3): 716-729.
- [12] Izadi M, Mosallanejad A, Lahooti Eshkevari A. A non-isolated quadratic Boost converter with improved gain, high efficiency, and continuous input current[J]. IET Power Electronics, 2023, 16(2): 193-208.
- [13] Hasanpour S, Siwakoti Y, Blaabjerg F. New single-switch quadratic Boost DC/DC converter with Low voltage stress for renewable energy applications[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(19): 4592-4600.
- [14] Subhani N, May Z, Alam M K, et al. An improved non-isolated quadratic DC-DC Boost converter with ultra high gain ability[J]. IEEE Access, 2023, 11: 11350-11363.
- [15] Naresh S, Peddapati S, Alghaythi M L. A novel high quadratic gain Boost converter for fuel cell electric vehicle applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2023, 4(2): 637-647.
- [16] 曹太强, 刘威, 郭筱瑛, 等. 双耦合电感二次型高升压增益 DC-DC 变换器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(8): 104-112.  
Cao Taiqiang, Liu Wei, Guo Xiaoying, et al. High voltage gain DC-DC converter based on two-coupled-inductor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(8): 104-112.
- [17] 李紫薇, 吴学智, 王静, 等. 谐振开关电容变换器磁集成电感设计[J]. 电工技术学报, 2022, 37(24): 6230-6238.  
Li Ziwei, Wu Xuezhi, Wang Jing, et al. Design of magnetic integrated inductor for resonant switched capacitor converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(24): 6230-6238.
- [18] 高圣伟, 李永宵, 田金锐, 等. 双频 DC-DC 变换器的磁集成技术[J]. 电工技术学报, 2024, 39(13): 4025-4036.  
Gao Shengwei, Li Yongxiao, Tian Jinrui, et al. Magnetic integration technology of dual-frequency DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(13): 4025-4036.
- [19] 李洪珠, 罗帅. 磁集成双 Buck/Boost-LLC 三端口 DC-DC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(5): 125-134.  
Li Hongzhu, Luo Shuai. Magnetic integrated dual Buck/Boost-LLC three port DC-DC converter[J]. Journal of Electrical Machinery and Control, 2022, 26(5): 125-134.
- [20] 廖志贤, 李彬彬, 索之闻, 等. 磁集成三端口电力电子变压器的改进控制方法[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(11): 133-143.  
Liao Zhixian, Li Binbin, Suo Zhiwen, et al. Improved control method for three-port power electronic transformer based on magnetic integration[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(11): 133-143.
- [21] 管乐诗, 温兆亮, 许晓志, 等. 适用于宽增益范围的可重构单级 DC-DC 变换器及其磁元件设计[J]. 电工技术学报, 2023, 38(6): 1571-1583.  
Guan Yueshi, Wen Zhaoliang, Xu Xiaozhi, et al. A modular reconfigurable single-stage DC-DC converter suitable for wide gain range and its magnetic design[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(6): 1571-1583.
- [22] 林国庆, 宋天浩, 彭长川. 一种基于磁集成的零输入电流纹波高增益直流变换器[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(12): 4915-4923.  
Lin Guoqing, Song Tianhao, Peng Changchuan. A high gain DC converter with zero input current ripple based on magnetic integration[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(12): 4915-4923.
- [23] 余振海, 胡雪峰, 徐紫俊, 等. 单开关高增益低电压应力直流变换器[J]. 电气技术, 2022, 23(7): 34-41.  
Yu Zhenhai, Hu Xuefeng, Xu Zijun, et al. Single switch high gain low voltage stress DC converter[J]. Electrical Engineering, 2022, 23(7): 34-41.
- [24] 刘贺, 曲璐, 佟强. 高升压比高动态响应磁集成型 Boost 变换器的分析与设计[J/OL]. 电源学报, 1-13. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20231226>.

1445.002.html.

Liu He, Qu Lu, Tong Qiang. Analysis and design of high voltage gain and high dynamic response magnetic integrated Boost converter[J/OL]. Journal of Power Supply, 1-13. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20231226.1445.002.html>.

- [25] 房绪鹏, 郭红震, 王腾翡, 等. 高增益耦合电感组合 Boost-Sepic 变换器[J]. 电力电子技术, 2024, 58(6): 61-63, 71.

Fang Xupeng, Guo Hongzhen, Wang Tengfei, et al. High gain coupled inductor combination Boost-sepic converter[J]. Power Electronics, 2024, 58(6): 61-63, 71.

- [26] 欧朱建, 袁建华, 姚文熙, 等. 基于 Sigma-Delta AD 采样的双向有源桥变换器中变压器的直流偏置

抑制[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(10): 17-23, 38.

Ou Zhujian, Yuan Jianhua, Yao Wenxi, et al. DC bias suppression of transformer in dual active bridge converter based on Sigma-Delta AD sampling[J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(10): 17-23, 38.

#### 作者简介

李洪珠 男, 1974 年生, 博士, 教授, 研究方向为电力电子变换器、磁性器件集成技术。

E-mail: lhz\_98@163.com

包雨林 男, 1997 年生, 硕士, 研究方向为电力电子及其磁集成技术。

E-mail: 541004409@qq.com (通信作者)

## High Step-Up Quadratic Converter Integrated Switched Capacitor and Two Group of Coupled Inductor Along with Magnetic Integration

Li Hongzhu<sup>1</sup> Bao Yulin<sup>1</sup> Li Chao<sup>1</sup> Chen Xingxing<sup>1</sup> Li Hongliang<sup>2</sup>

(1. School of Electrical and Control Engineering Liaoning Technical University Huludao 125105 China

2. School of Mining and Coal Inner Mongolia University of Science and Technology Baotou 014010 China)

**Abstract** In recent years, DC-DC converters have been widely used and promoted in renewable energy power generation systems, electric vehicles, and aviation power supplies. However, the output DC voltage of renewable energy sources is low. Increasing the duty cycle can improve the high gain but brings problems such as high voltage spikes across semiconductors, high losses, and low efficiency. A high step-up and high-efficiency DC-DC converter is necessary, which can be achieved by busing switched-inductor, switched-capacitor, coupled inductor, and other techniques. Simultaneously, the practical application has imposed stringent requirements on DC-DC converters, including miniaturization and lightweight design. Using magnetic integration technology can partially fulfill the developmental needs of the converter.

Based on the quadratic Boost converter, the switched capacitor and clamping branch combination is simplified using device multiplexing. Subsequently, the coupled inductor is integrated with decoupled magnetic technology, effectively reducing the volume and number of magnetic components. Therefore, a high step-up quadratic converter is achieved with a dual-coupled inductor's magnetic and switched capacitor. The working principle of the proposed converter is analyzed, the parameters are derived, the calculation methods for loss and efficiency are provided, and the related diagrams depicting loss proportion and efficiency analysis are generated. The structure and parameters of the integrated magnetic component are designed and simulated. The volume of the integrated magnetic component is reduced by about 13.4% compared with the discrete magnetic component. Finally, an experimental prototype is built, and the feasibility of the topology is validated.

The proposed converter's input voltage is 12 V, switching frequency is 50 kHz, turn ratio is 1, output voltage is 185 V, output power is 200 W, and load is 170  $\Omega$ . Different output power can be obtained by adjusting the load size. When the output power is 140, 160, 180, 200, 220 and 240 W, the corresponding efficiency is 91.6%, 91.9%,

92.4%, 93%, 93.3%, and 92.7%, respectively. Under the load of 200 W, the experimental efficiency reaches 93%.

The proposed converter has the following characteristics: (1) the dual-coupled inductors improve the voltage gain. The duty cycle and turn ratio can be adjusted to obtain high voltage gain, and the switch has low voltage stress. When the duty cycle is 0.5 and the turn ratio is 1, the voltage stress is about 25% of the output voltage, and the voltage gain is 16 times. (2) The clamping structure can absorb the leakage inductor of the coupled inductor, which effectively alleviates the voltage spike on the switch. (3) The diodes experience low voltage stress, ranging from 16% to 66% of the output voltage, allowing for the selection of diodes with a low withstand voltage. (4) The decoupled magnetic integration technology is adopted, which reduces the number and volume of magnetic components.

**Keywords:** High step-up quadratic converter, switched capacitor, magnetic integration, coupled inductor

(编辑 陈 诚)