

# Analysis of a Switching Circuit Based on a Coupled Inductor

Penghui Ma, Wenjuan Liang, Yan Li, Xuefeng Hu

College of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Technology, Ma'anshan Anhui  
Email: 1322071782@qq.com

Received: Aug. 16<sup>th</sup>, 2019; accepted: Aug. 30<sup>th</sup>, 2019; published: Sep. 6<sup>th</sup>, 2019

---

## Abstract

Combining the coupled inductor with the switching circuit greatly enhances the output voltage gain of the switching circuit and the flexibility of its adjustment. In this paper, the original and secondary sides of the coupled inductor are respectively fused with the diode-capacitor unit. The structure of the switching circuit has been expanded, which provides a certain foundation for the research of new high-performance switching circuits. The detailed analysis and simulation verification of the proposed circuit are carried out. The simulation results verify the correctness of the theoretical analysis.

## Keywords

Coupled Inductor, Switching Circuit, Theoretical Analysis

---

# 一种采用耦合电感的开关电路分析

马朋辉, 梁文娟, 李艳, 胡雪峰

安徽工业大学, 电气与信息学院, 安徽 马鞍山  
Email: 1322071782@qq.com

收稿日期: 2019年8月16日; 录用日期: 2019年8月30日; 发布日期: 2019年9月6日

---

## 摘要

将耦合电感与开关电路相结合, 能够大大增强开关电路输出电压增益及其调节的灵活性。本文将耦合电感的原、副边分别与二极管-电容单元进行融合, 拓展了开关电路的结构形式, 为新型高性能开关电路的研究提供了一定的基础。对所提电路进行了详细分析和仿真验证, 仿真结果验证了理论分析的

正确性。

## 关键词

耦合电感, 开关电路, 理论分析

Copyright © 2019 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

## 1. 引言

传统的非隔离型功率开关电路(如 Boost、Buck-Boost 等)具有广泛的工业应用价值,但在要求高增益的应用场合,功率开关管导通占空比需要非常大,甚至接近于 1 的极限状态,这会导致严重的二极管反向恢复问题和 EMI,从而降低了变换器的效率。因此,具有高电压增益的非隔离型功率开关电路得到了广泛关注[1]-[7]。

本文提出一种基于耦合电感的开关电路如图 1 所示。该电路包括一个耦合电感  $T$ , 一个功率开关管  $S$ , 三个二极管和三个电容。耦合电感  $T$  的原边  $N_1$  相当于传统 boost 变换器的输入电感, 电容  $C_1$  经由二极管  $D_1$  吸收  $N_1$  的漏感能量。电容  $C_2$  及二极管  $D_2$  与耦合电感  $T$  的副边  $N_2$  相连, 再通过与原边  $N_1$  串联来得到更高的升压比。续流二极管  $D_3$  连接输出电容  $C_3$ 。该电路具有以下特点: 1) 耦合电感, 电容及二极管的连接可以得到较高的升压比; 2) 耦合电感的漏感能量的循环利用可以提高变换器的效率, 同时降低电路元器件的电压电流应力; 3) 功率开关管  $S$  在关断时可以有效的孤立前端电源, 保证安全; 4) 此电路的输出与输入共地。此变换器详细工作模态及稳态分析如下所述。

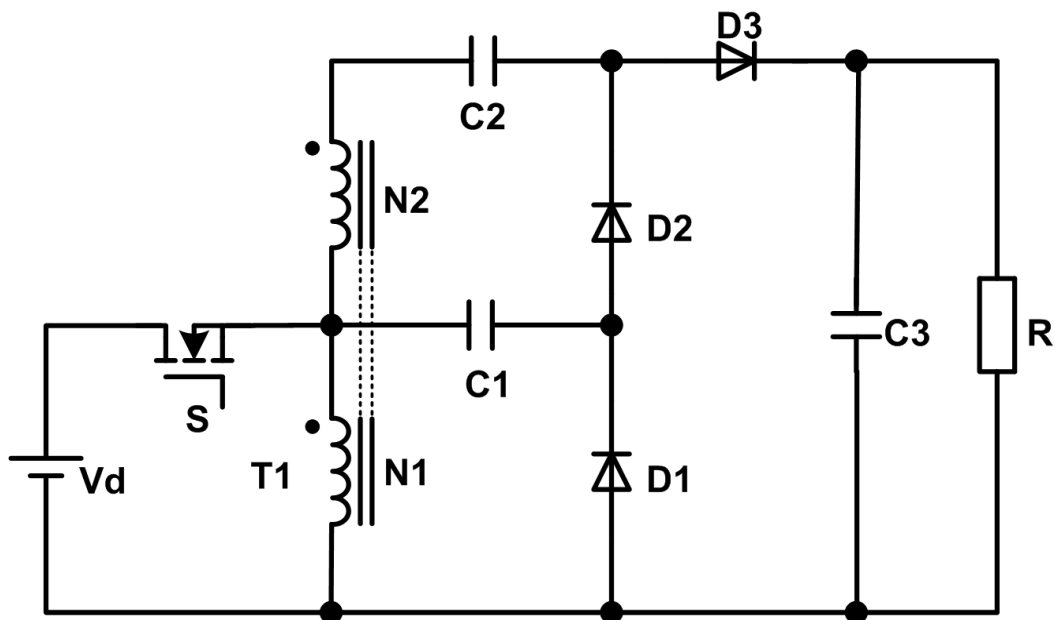


Figure 1. The proposed switching circuit

图 1. 所提开关电路

## 2. 开关电路拓扑结构及其原理分析

本文所提开关电路的等效电路模型如图2所示。耦合电感 $T$ 可以等效为一个互感 $L_m$ ，原边和副边漏感 $L_{k1}$ 和 $L_{k2}$ ，以及一个理想的变压器。为了便于分析，假定除耦合电感 $T$ 的漏感外，所有元器件均为理想模型，且耦合电感的电流工作在连续状态(CCM)。

CCM模式下，电路主要器件的电流波形如图3所示。具体模态分析如下所述。

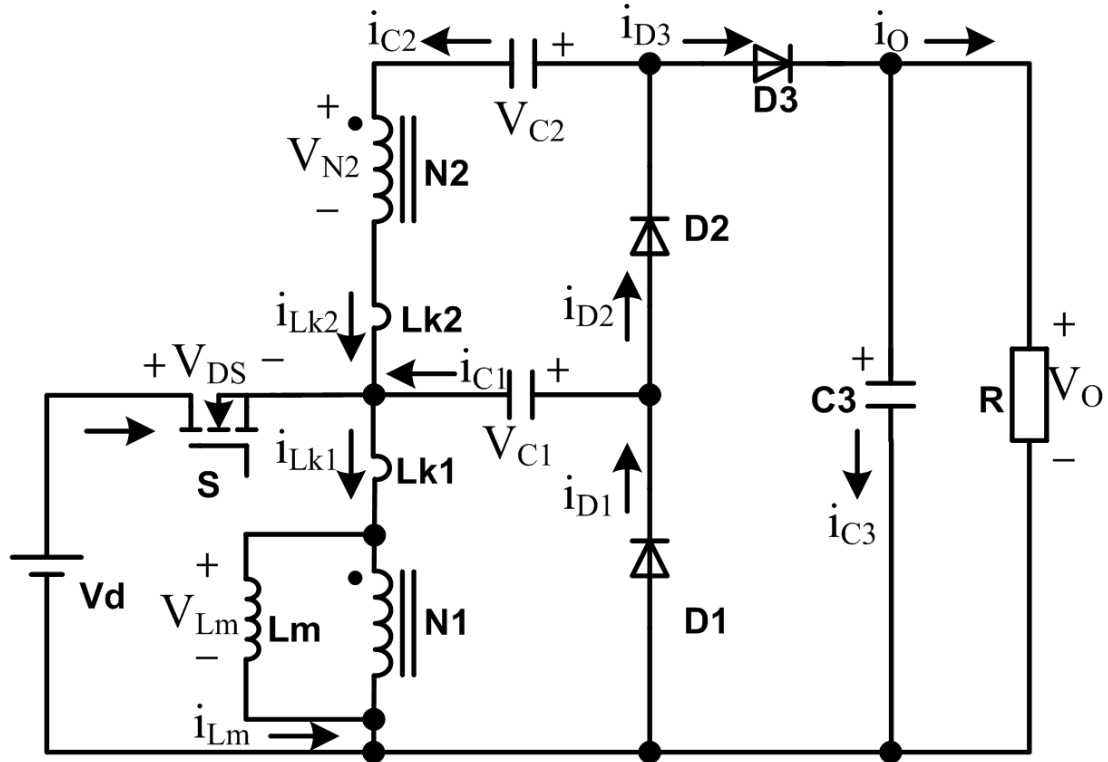


Figure 2. Equivalent circuit of switching circuit  
图2. 开关电路的等效模型

模态1  $[t, t_1]$ : 此过程中，功率管 $S$ 及二极管 $D_2$ 导通，互感 $L_m$ 通过 $T_1$ 对电容 $C_2$ 充电。电流图如图4(a)所示。由于电源 $V_{in}$ 对互感 $L_m$ 及漏感 $L_{k1}$ 的作用，使得电流 $i_{Lm}$ 减小；互感 $L_m$ 通过 $T_1$ 对电容 $C_2$ 充电的能量相应减少；充电电流 $i_{D2}$ 和 $i_{C2}$ 减小。副边漏感电流 $i_{Lk2}$ 等于 $i_{Lm}/n$ ，且不断减小。在 $t = t_1$ 时刻，渐增电流 $i_{Lk1}$ 与减小电流 $i_{Lm}$ 相等，此模态结束。

模态2  $[t_1, t_2]$ : 在此变换过程中，功率管 $S$ 及二极管 $D_3$ 导通，电源 $V_{in}$ 与 $N_2$ ， $C_1$ 串联，对电容 $C_3$ 及负载 $R$ 输出能量，同时对互感 $L_m$ 充电。电流图如图4(b)所示。电源 $V_{in}$ 对 $L_m$ 及 $L_{k1}$ 充电，电流 $i_{Lm}$ ， $i_{Lk1}$ 和 $i_{D3}$ 增大；电流 $i_{in}$ ， $i_{D3}$ 及充电电流 $|i_{C1}|$ 增大。在 $t = t_1$ 时刻，功率管 $S$ 关断时，此模态结束。

模态3  $[t_2, t_3]$ : 次变换过程中，二极管 $D_1$ 与 $D_3$ 导通，电流图如图4(c)所示。漏感 $L_{k1}$ 通过 $D_1$ 对电容 $C_1$ 充电；同时副边漏感 $L_{k2}$ 与电容 $C_2$ 串联对电容 $C_3$ 及负载提供能量；由于漏感 $L_{k1}$ ， $L_{k2}$ 远小于互感 $L_m$ ，电流 $i_{Lk2}$ 迅速下降；漏感 $L_{k1}$ 对 $L_m$ 充电， $i_{Lm}$ 增大；当 $i_{Lk2}$ 降为0， $t = t_3$ 时，此模态结束。

模态4  $[t_3, t_4]$ : 此变换过程中，二极管 $D_1$ 和 $D_2$ 导通，互感 $L_m$ 同时对电容 $C_1$ 和 $C_2$ 充电，电流图如图4(d)所示。电流 $i_{Lk1}$ 及 $i_{D1}$ 不断减小； $L_m$ 通过 $T_1$ 和 $D_2$ 对 $C_2$ 充电； $C_3$ 提供负载能量。此能量转换过程使得 $i_{Lk1}$ 和 $i_{Lm}$ 减小， $i_{Lk2}$ 增大，在 $t = t_4$ 时刻，电流 $i_{Lk1}$ 降为0，此模态结束。

模态 5 [ $t_4, t_5$ ]: 此变换过程中, 二极管  $D_2$  导通, 电流图如图 4(e)所示。互感  $L_m$  通过耦合电感  $T_1$  的副边对电容  $C_2$  充电, 电流  $i_{Lm}$  减小。电容  $C_3$  提供负载能量。 $t = t_5$  时刻, 功率管  $S$  导通, 此模态结束, 开始下一个开关周期。

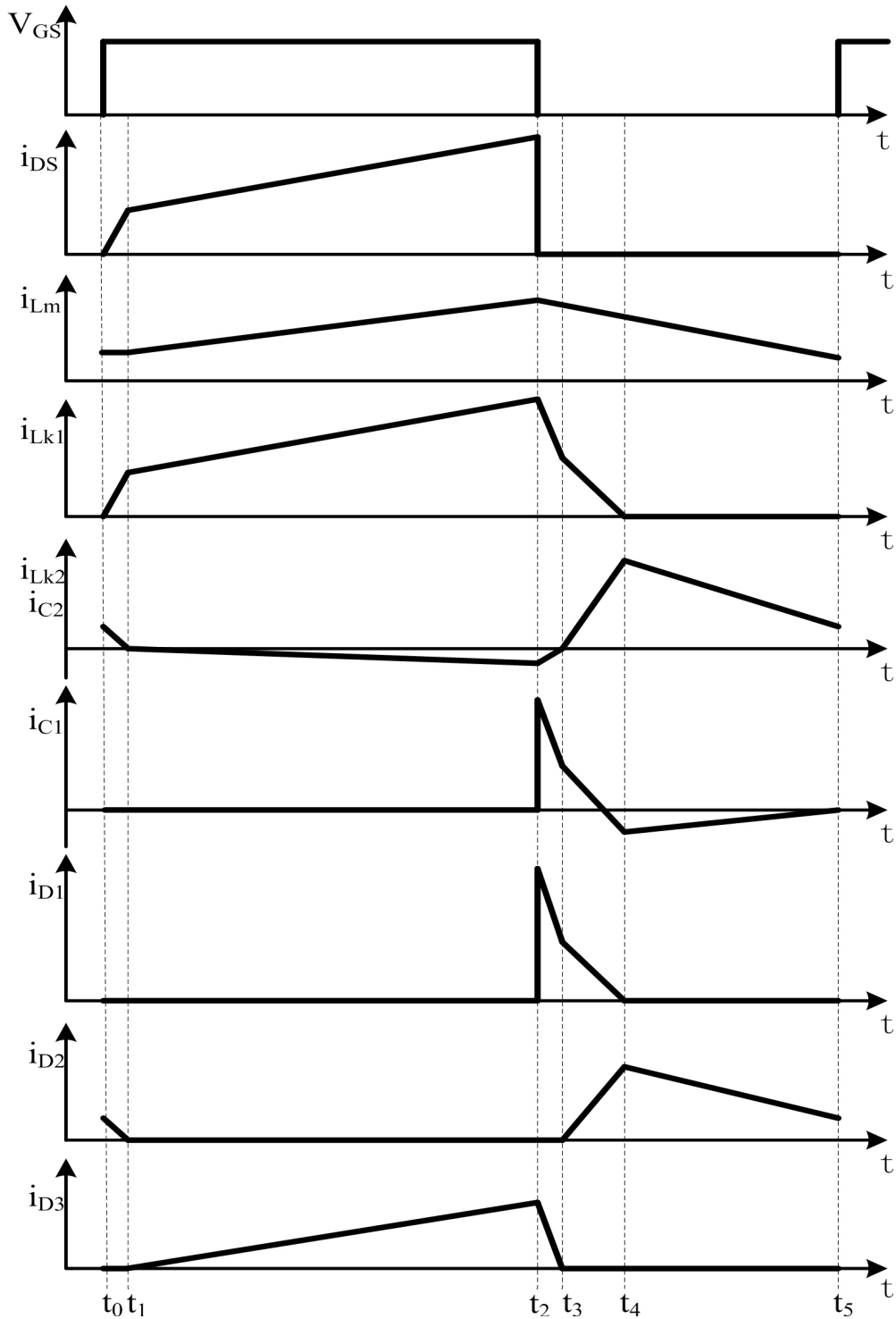


Figure 3. The key waveforms in switching circuit  
图 3. 电路中主要电流波形

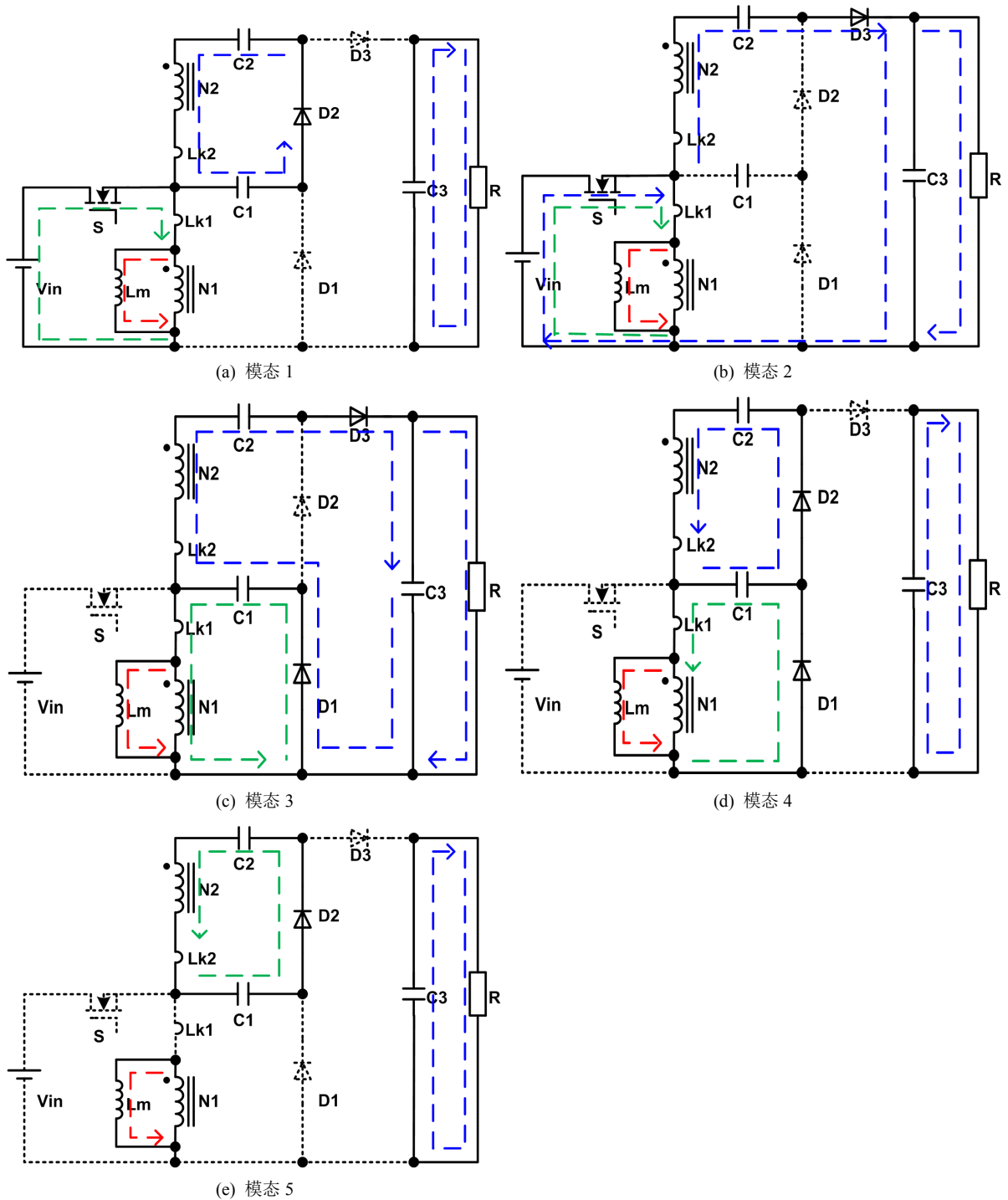


Figure 4. The modes of circuit in CCM  
图 4. CCM 模式下电路各模式

### 3. 稳态特性分析

#### 3.1. 变换器电压增益

稳态分析过程中，只考虑模式 2 和模式 4，耦合电感原副边的漏感忽略不计。由图 4(b)和图 4(d)，可

列写如下方程:

模态 2:

$$v_{Lm} = V_{in} \quad (1)$$

$$v_{N2} = nV_{in} \quad (2)$$

模态 4:

$$v_{Lm} = -V_{C1} \quad (3)$$

$$v_{N2} = -V_{C2} + V_{C1} \quad (4)$$

由互感  $L_m$  的伏秒平衡可得:

$$\int_0^{DT_s} V_{in} dt + \int_{DT_s}^{T_s} (-V_{C1}) dt = 0 \quad (5)$$

$$\int_0^{DT_s} (nV_{in}) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (-V_{C2} + V_{C1}) dt = 0 \quad (6)$$

由此可得:

$$V_{C1} = \frac{D}{1-D} V_{in} \quad (7)$$

$$V_{C2} = \frac{(n+1)D}{1-D} V_{in} \quad (8)$$

在模态 2 中, 输出电压  $V_o = V_{C2} + V_{N2} + V_{in}$  则:

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

### 3.2. 功率器件的电压应力

由工作模态分析可知, 开关管  $S$  关断后, 开关管两端电压、电容  $C_1$  电压  $V_{C1}$  和输入电压形成电压回路, 由基尔霍夫电压定律, 开关管关断时承受的电压应力可以表示为:

$$V_{ds} = V_{in} + V_{C1} = \frac{1}{n+1} V_o \quad (10)$$

同时, 二极管  $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$  承受的电压应力分别可以表示为:

$$V_{D1} = V_{in} + V_{C1} = \frac{1}{n+1} V_o \quad (11)$$

$$V_{D2} = V_{C2} + V_{N2} - V_{C1} = \frac{n}{n+1} V_o \quad (12)$$

$$V_{D3} = V_{C3} = V_o \quad (13)$$

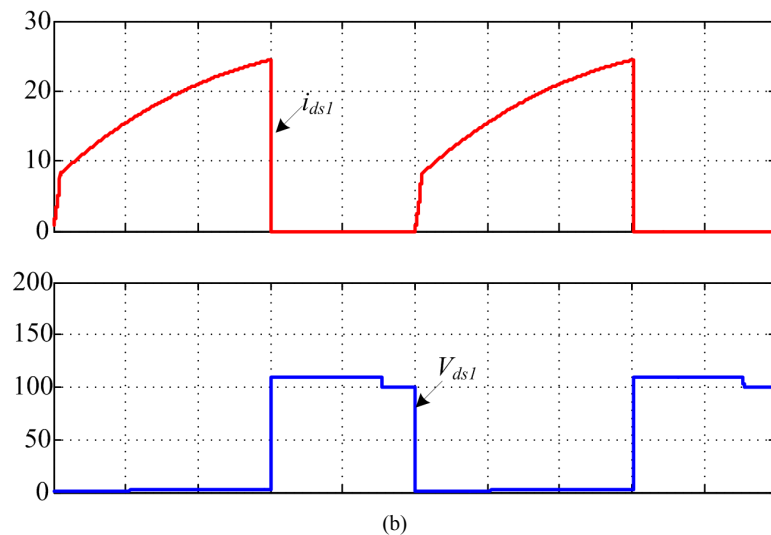
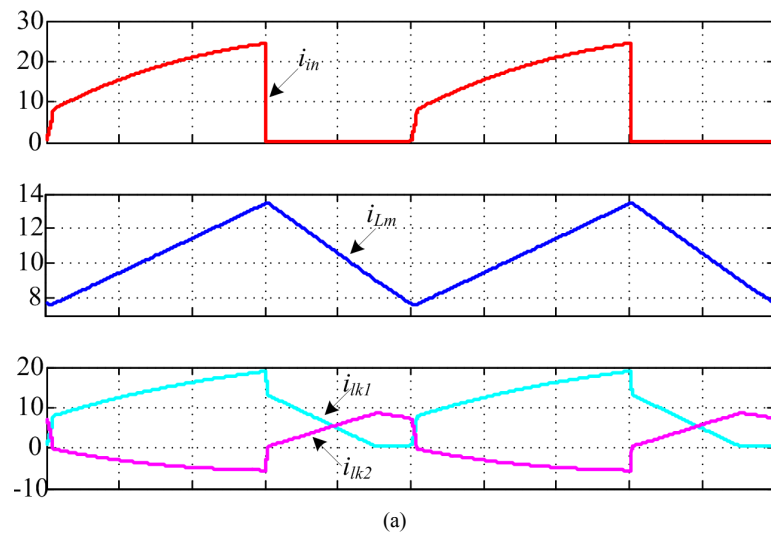
可以看出开关管的电压应力钳位于一个远小于输出电压的恒定值。并且, 开关管  $S$  的电压应力总是小于输出电压, 且随着与耦合电感匝比  $n$  的增加而减小。二极管  $D_1$  的电压应力表达式与主开关管相同。采用耦合电感, 提高了变压器的电压增益, 不仅避免了极限占空比的出现, 也降低了功率器件的电压应力。

## 4. 仿真实验

为证明本文提出的单级升压光伏逆变器理论分析的正确性, 逆变器采用了电流内环与电压外环的控制方式进行仿真的验证, 具体仿真参数如表 1 所示。

**Table 1.** Parameters of circuit  
**表 1.** 实验电路参数

变量	数值
输入电压 $U_{in}/V$	36
输出电压 $U_o/V$	200
额定功率 $P_o/W$	400
耦合电感的励磁感/ $\mu H$	100
耦合电感的励磁感匝比	1
中间电容 $C_1$	100 $\mu F/250 V$
中间电容 $C_2$	100 $\mu F/250 V$
输出电容 $C_3$	100 $\mu F/400 V$
功率开挂管 S	FQA90N15
二极管 $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$	SEI60-06A
开关频率 $f_s/kHz$	40



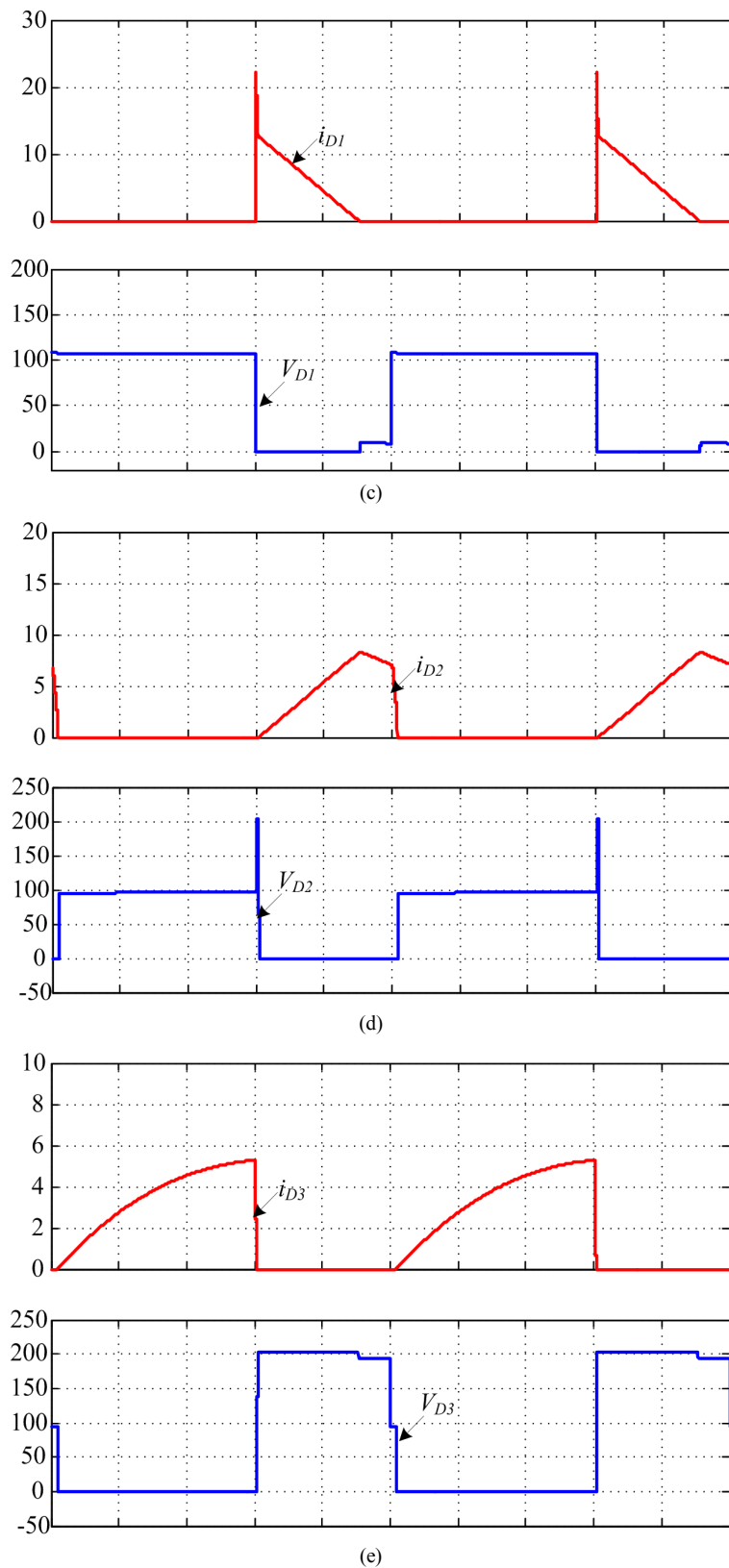


Figure 5. The simulation waveforms of proposed switching circuit  
图 5. 所提开关电路的仿真波形



图 5 给出了该变换器的仿真结果。图 5(a)是开关电路的输入电流  $i_{in}$ 、励磁电感电流和流过耦合电感的原、副边电流的仿真波形。通过波形可以看出耦合电感工作在连续状态。图 5(b)是开关管 S 的电压和电流应力仿真波形，其电压应力等于 100V，约为输出电压的 1/2。图 5(c)~图 5(e)是二极管  $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$  的电压和电流仿真波形。其中二极管  $D_1$  和  $D_2$  的电压应力约为输出电压的 1/2，输出二极管  $D_3$  的电压应力为 200V。因此，可以选用低电压等级、低导通电阻的高性能 MOSFET 和二极管，降低开关损耗和导通损耗，提高变换器的变换效率。仿真结果与理论分析完全一致。

## 5. 总结

本文在基本开关电路的基础上，引入了耦合电感和二极管电容单元，构成了一种具有高电压变比的功率电路。进行了开关电路的原理分析和仿真验证，为新型高性能开关电路的教学和研究提供了新的方法。

## 致 谢

本文得到安徽工业大学教育教学研究重点项目(2016jy09)和安徽省高等学校省级教学研究项目(2017jyxm1231)的支持。

## 参考文献

- [1] 候世英, 陈剑飞, 孙韬, 张立帅, 邹学伟. 基于 Switch-Capacitor 网络的单开关升压变换器[J]. 电工技术学报, 2013, 28(10): 206-216.
- [2] 王琳, 胡雪峰, 代国瑞, 张纯. 一种适于燃料电池发电用高增益 Boost 变换器[J]. 电源学报, 2014, 12(5): 60-66.
- [3] 孙良伟, 余运江. 一种适用于光伏发电系统的高增益 Boost 变换器[J]. 机电工程, 2007, 24(9): 90-93.
- [4] Yang, L.-S., Liang, T.-J., Lee, H.C. and Chen, J.F. (2011) Novel High Step-Up DC-DC Converter with Coupled-Inductor and Voltage-Doubler Circuits. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **58**, 4196-4206. <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2098360>
- [5] 王挺, 汤雨. 应用于微逆变器的高增益 DC-DC 变换器设计[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(13): 121-126.
- [6] 颜伟鹏, 田书欣, 张永鑫, 等. 小型光伏发电系统中的高增益 DC-DC 变换器综述[J]. 通信电源技术, 2010, 27(6): 1-5.
- [7] 王倩倩, 胡雪峰, 李永超, 黄媛媛. 用于可再生能源发电的改进的平方型 Boost 变换器[J]. 电气应用, 2016, 35(16): 41-46.