

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2024.2.47

中图分类号: TM464

文献标志码: A

# Boost 端耦合电感三管交错并联升降压 电路研究

张先进<sup>1</sup>, 张小倩<sup>1</sup>, 吴迪<sup>2</sup>

(1. 南通理工学院电气与能源工程学院, 南通 226002; 2. 江苏海洋大学电子工程学院, 连云港 222005)

**摘要:** 双管 Buck-Boost 变换器在升降压场合被广泛应用, 虽然其控制和调制模式较多, 但是其通常仍然工作在硬开关状态, 且交错并联时控制电路较为复杂。利用同向耦合电感的特点给出了 Boost 端同向耦合电感三管交错并联 Buck-Boost 电路及控制方法。分析了大耦合系数条件下耦合电感在开关管切换过程中的耦合过程, 并据此详细分析电路基本工作原理, 得出在自感电流断续模式下, 该电路具有利用小占空比获得大占空比功能的占空比扩展和 Boost 部分功率器件软开关功能, 从而避免两相交错并联控制电路中同步电路和均流电路, 大大地简化了控制电路。最后, 仿真和实验结果表明理论分析是正确可行的。

**关键词:** 升降压; 同向耦合电感; 软开关; 占空比扩展

## Research on Interleaved Three-switch Buck-Boost Circuit with Co-directional Coupling Inductor on Boost Side

ZHANG Xianjin<sup>1</sup>, ZHANG Xiaoqian<sup>1</sup>, WU Di<sup>2</sup>

(1. School of Energy and Power Engineering, Nantong Institute of Technology, Nantong 226002, China; 2. School of Electronic Engineering, Jiangsu Ocean University, Lianyungang 222005, China)

**Abstract:** The two-switch Buck-Boost converter has been widely applied in step-up and step-down scenarios. However, it usually operates under hard switching conditions in the existing various control and modulation modes. In addition, its interleaved control circuit is usually complicated. A three-switch interleaved Buck-Boost circuit with co-directional coupling inductor and its control method are given based on the characteristics of co-directional coupling inductor. First, the coupling process of the coupling inductor during the switching process is analyzed under a large coupling coefficient, based on which the circuit's fundamental operating principle is given in detail. Then, it is concluded that the extended duty cycle and soft switching of Boost-side power switches can be achieved in the discontinuous self-induction current mode, so as to avoid the synchronous and current-sharing circuits in the two-phase interleaved control circuit, thus obviously simplifying the control circuit. Finally, simulation and experimental results verified the analysis results.

**Keywords:** Buck-Boost; co-directional coupling inductor; soft switching; extended duty cycle

随着可再生能源发电技术的发展, 具有升降压功能的 Buck-Boost 变换器被广泛应用和研究, 而具

有较多优点的双管 Buck-Boost 变换器更是研究的热点<sup>[1-7]</sup>。例如, 为了提高效率、减少体积和电感电流纹波, 在控制上双管 Buck-Boost 变换器可采用同步/非同步模式<sup>[2]</sup>、单/双沿调制<sup>[3]</sup>、前馈控制<sup>[4]</sup>以及多模式工作方式<sup>[4-8]</sup>等技术。但是, 功率器件通常仍然工作在硬开关状态, 而且电感电流是三角形状, 不利于进一步提高效率。

为了提高功率, 降低输入输出电压或电流纹波, 交错并联双管 Buck-Boost 变换器被广泛应用<sup>[9-10]</sup>。但

收稿日期: 2021-10-12; 修回日期: 2021-11-30, 2021-12-09;

录用日期: 2021-12-20; 网络首发日期: 2022-03-12

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51707078); 南通理工学院科学研究资助项目(ZX202110)

This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 51707078; Science and Technology Foundation of Nantong Institute of Technology under the grant ZX202110

是,随着并联相数的增加,功率器件成倍增加,控制电路变得复杂。为了减少并联结构中开关器件的数量,文献[10]提出了一种基于独立电感三管交错并联 Buck-Boost 电路结构,相对于两相交错并联双管 Buck-Boost 变换器,该电路仅减少了一只开关管,就电压增益、开关管器件工作状态以及控制双管 Buck-Boost 变换器来看,其复杂性等方面并没有多少改善。同时,在交错并联双管 Buck-Boost 变换器中,由于在宽输入电压范围内每相的占空比在 0~1 之间变化,这就造成了实现交错并联和均流等功能控制电路比较复杂。例如,利用常见的 PWM 控制芯片(如 UC3525 等)时,两相双管 Buck-Boost 交错并联变换器的控制电路通常至少需要 2 片常见 PWM 芯片、均流电路以及同步电路等。

为了降低交错并联电路的控制电路设计难度,实现基本软开关功能,本文利用同向耦合电感改造双管 Buck-Boost 变换器中的 Boost 电路,构成本文的研究电路。首先分析在大耦合系数条件下开关切换过程中的耦合过程和电路基本工作原理,并得出在自感电流断续条件下,其能够实现 Boost 电路软开关、占空比扩展(由实际 0~0.5 之间的占空比实现 0~1 之间的占空比功能)以及较好的均流效果<sup>[11-12]</sup>,从而避免两相交错并联控制电路中额外的同步电路和均流电路,极大地简化了控制电路。最后,进行了仿真和实验验证。

## 1 电路构成和耦合过程

### 1.1 电路构成

由同向耦合电感和图 1 所示双管 Buck-Boost 变换器构成本文研究的 Boost 端同向耦合电感三管交错并联 Buck-Boost 变换器,如图 2 所示。其中, $L_1$  和  $L_2$  分别为耦合电感的自感,对应电流分别用  $i_{L_1}$  和  $i_{L_2}$  表示,电流之和  $i_L = i_{L_1} + i_{L_2}$ 。

图 2 变换器的等效电路如图 3 所示。假设图 2 中自感相等,即  $L_1 = L_2 = L$ ,则图 3 中互感  $L_M$  和漏感  $L_1 - L_M$ 、 $L_2 - L_M$  可分别表示为

$$L_M = k\sqrt{L_1 L_2} = kL \quad (1)$$

$$L_1 - L_M = L_2 - L_M = (1 - k)L \quad (2)$$

式中, $k$  为耦合系数。文中  $k \geq 0.9$ ,所以漏感很小,互感  $L_M$  远大于漏感。

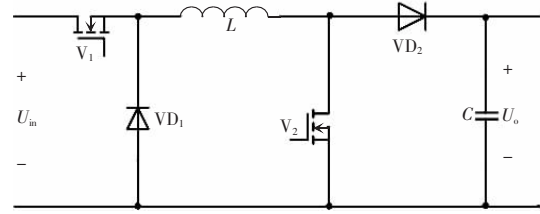


图 1 双管 Buck-Boost 变换器

Fig. 1 Two-switch Buck-Boost converter

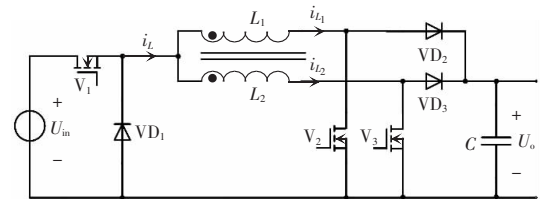


图 2 Boost 端同向耦合电感三管交错并联 Buck-Boost 变换器

Fig. 2 Three-switch interleaved Buck-Boost converter with co-directional coupling inductor on Boost side

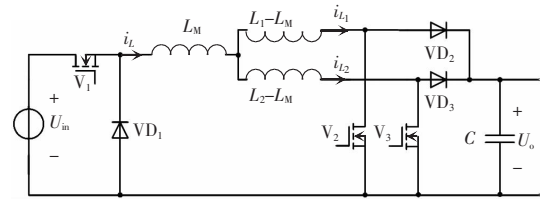


图 3 等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit

图 2 中开关管  $V_2$  和  $V_3$  交错工作,开关管  $V_1$  与  $V_2/V_3$  同步工作。为了实现软开关和均流功能,让电流  $i_{L_1}$  和  $i_{L_2}$  工作在断续模式,而电流  $i_L$  可以是连续,也可是断续。由于  $i_L$  断续时  $i_{L_1}$  和  $i_{L_2}$  之间不存在换流过程,所以此工作过程与交错并联双管 Buck-Boost 变换器电流断续时的工作过程是一样的,不再赘述,本文主要分析  $i_L$  连续、 $i_{L_1}$  和  $i_{L_2}$  断续时工作原理。

### 1.2 耦合过程简析

电流从自感  $L_2$  换流到自感  $L_1$  的过程,如图 4 中  $t_1 \sim t_2$  时间段所示,结合图 2 并由同向耦合电感原理可得  $L_1$  和  $L_2$  上的电压与电流关系可分别表示为

$$U_{in} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} + L_M \frac{di_{L_2}}{dt} = L \frac{di_{L_1}}{dt} + kL \frac{di_{L_2}}{dt} \quad (3)$$

$$U_{in}-U_o=L_2\frac{di_{L_2}}{dt}+L_M\frac{di_{L_1}}{dt}=L\frac{di_{L_2}}{dt}+kL\frac{di_{L_1}}{dt} \quad (4)$$

联立式(3)和式(4),解得

$$\begin{cases} \frac{di_{L_1}}{dt}=\frac{U_{in}(k-1)+kU_o}{(1-k^2)L} \\ \frac{di_{L_2}}{dt}=\frac{(1-k)U_{in}-U_o}{(1-k^2)L} \end{cases} \quad (5)$$

电流从自感 $L_1$ 换流到自感 $L_2$ 的过程,如图4中 $t_4\sim t_5$ 时间段所示,同理可得

$$\begin{cases} \frac{di_{L_1}}{dt}=\frac{(1-k)U_{in}-U_o}{(1-k^2)L} \\ \frac{di_{L_2}}{dt}=\frac{U_{in}(k-1)+kU_o}{(1-k^2)L} \end{cases} \quad (6)$$

由于耦合系数 $k$ 接近1,故式(5)和式(6)可近似简化为

$$\begin{cases} \frac{di_{L_1}}{dt}\approx\frac{kU_o}{(1-k^2)L}\approx\frac{U_o}{(1-k^2)L}>0 \\ \frac{di_{L_2}}{dt}\approx\frac{-U_o}{(1-k^2)L}<0 \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} \frac{di_{L_1}}{dt}\approx\frac{-U_o}{(1-k^2)L}<0 \\ \frac{di_{L_2}}{dt}\approx\frac{kU_o}{(1-k^2)L}\approx\frac{U_o}{(1-k^2)L}>0 \end{cases} \quad (8)$$

由式(7)和式(8)可得,在换流过程中 $i_{L_1}$ 和 $i_{L_2}$ 近似满足

$$\frac{di_{L_1}}{dt}\approx-\frac{di_{L_2}}{dt} \quad (9)$$

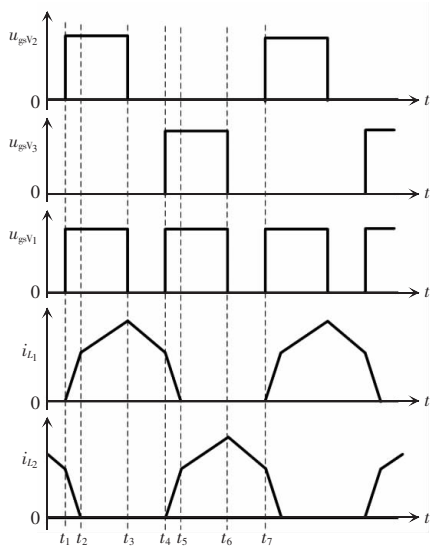


图4 主要工作波形

Fig. 4 Main working waveforms

因此,在耦合系数 $k$ 接近1时,换流过程中电流 $i_{L_1}$ 和 $i_{L_2}$ 的变化率是近似相等的,互感 $L_M$ 中电流 $i_L$ 可以近似看成是恒流源。也解释为:由于耦合系数 $k$ 接近1,所以互感 $L_M$ 远大于漏感,则在换流过程中电流 $i_L$ 近似不变。根据上述分析,可得主要工作波形如图4所示。图中, $u_{gsV_1}$ 、 $u_{gsV_2}$ 和 $u_{gsV_3}$ 分别为开关管 $V_1$ 、 $V_2$ 和 $V_3$ 的驱动信号。

## 2 电路工作原理

下面详细分析电流 $i_L$ 连续、 $i_{L_1}$ 和 $i_{L_2}$ 断续时电路的基本工作原理。其工作过程主要分为6个工作模式,各模式等效电路如图5所示。

模式1:该模式是电流 $i_{L_1}$ 和 $i_{L_2}$ 换流过程,如图4中 $t_1\sim t_2$ 时间段和图5(a)所示。在 $t_1$ 时刻开通 $V_1$ 和 $V_2$ ,由于电流 $i_L$ 近似恒流且 $i_{L_1}$ 和 $i_{L_2}$ 变换率近似相等,所以电压 $U_o$ 作用在2个漏感上。因此, $i_{L_1}$ 从0开始线性上升,而 $i_{L_2}$ 开始线性下降,直至 $t_2$ 时刻 $i_{L_2}$ 下降至0,完成换流。由于 $i_{L_1}$ 从0开始线性上升,所以 $V_2$ 零电流开通,即开关管软开通;在 $t_2$ 时刻,由于 $i_{L_2}$ 为0,所以 $VD_3$ 零电流关断,无反向恢复,即二极管软关断。

$$\frac{di_{L_1}}{dt}\approx-\frac{di_{L_2}}{dt}=\frac{U_o}{(L_1-L_M)+(L_2-L_M)}=\frac{U_o}{2(1-k)L} \quad (10)$$

模式2:如图4中 $t_2\sim t_3$ 时间段和图5(b)所示。由于电流 $i_{L_2}$ 为0,所以 $i_{L_1}=i_L$ ,在电压 $U_{in}$ 作用下, $i_{L_1}$ 继续以另一个斜率线性上升,直至到 $t_3$ 时刻 $V_1$ 和 $V_2$ 关断为止。

$$\frac{di_{L_1}}{dt}=\frac{di_L}{dt}=\frac{U_{in}}{L_1-L_M+L_M}=\frac{U_{in}}{L} \quad (11)$$

模式3:如图4中 $t_3\sim t_4$ 时间段和图5(c)所示。从 $t_3$ 时刻 $VD_1$ 和 $VD_2$ 开始续流,则在 $U_o$ 作用下 $i_{L_1}$ 线性下降,直至 $t_4$ 时刻为止。

$$\frac{di_{L_1}}{dt}=\frac{di_L}{dt}=\frac{-U_o}{L_1}=\frac{-U_o}{L} \quad (12)$$

模式4:该模式也是换流过程,如图4中 $t_4\sim t_5$ 时间段和图5(d)所示。在 $t_4$ 时刻开通 $V_1$ 和 $V_3$ ,由于 $i_L$ 近似恒流且 $i_{L_1}$ 和 $i_{L_2}$ 变换率近似相等,所以电压

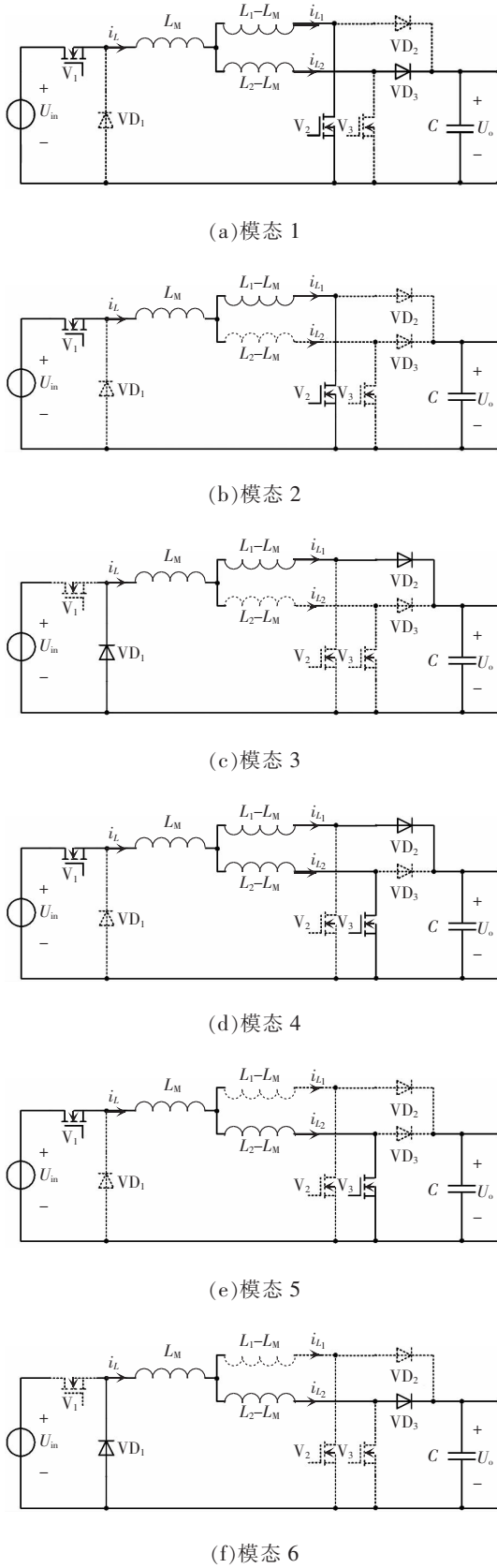


图 5 不同模态等效电路

Fig. 5 Equivalent circuits in different modes

$U_o$  作用在 2 个漏感上。因此,  $i_{L_1}$  线性下降,  $i_{L_2}$  从 0 开始线性上升, 直至到  $t_5$  时刻  $i_{L_1}$  下降至 0, 完成换流。由于开通时  $i_{L_2}$  从 0 开始线性上升, 所以  $V_3$  零电流开通, 即开关管软开通; 在  $t_5$  时刻, 由于  $i_{L_1}$  下降至 0, 所以  $VD_2$  零电流关断, 无反向恢复, 即二极管软关断。

$$\frac{di_{L_2}}{dt} \approx -\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{U_o}{(L_1-L_M)+(L_2-L_M)} = \frac{U_o}{2(1-k)L} \quad (13)$$

模态 5: 如图 4 中  $t_5 \sim t_6$  时间段和图 5(e) 所示。由于  $i_{L_1}$  为 0, 所以  $i_{L_2} = i_L$ , 在  $U_{in}$  作用下,  $i_{L_2}$  继续以另一个斜率线性上升, 直至到  $t_6$  时刻关断  $V_1$  和  $V_3$ 。

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{di_L}{dt} = \frac{U_{in}}{L_2-L_M+L_M} = \frac{U_{in}}{L} \quad (14)$$

模态 6: 如图 4 中  $t_6 \sim t_7$  时间段和图 5(f) 所示, 从  $t_6$  时刻开始  $VD_1$  和  $VD_3$  开始续流, 则在  $U_o$  作用下  $i_{L_2}$  线性下降, 直至  $t_7$  时刻开通  $V_1$  和  $V_2$  为止。从  $t_7$  时刻开始进入下一个周期。

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{di_L}{dt} = \frac{-U_o}{L_2-L_M+L_M} = \frac{-U_o}{L} \quad (15)$$

综合上述分析可得, 由于电流  $i_{L_1}$  和  $i_{L_2}$  断续和换流的存在, 开关管  $V_2$  和  $V_3$  零电流开通、二极管  $VD_2$  和  $VD_3$  零电流关断, 即实现了 Boost 电路中功率器件软开关, 而  $V_1$  和  $VD_1$  仍是硬开关状态, 并且交错并联电流  $i_{L_1}$  和  $i_{L_2}$  能够有效降低输入和输出端滤波器的大小。

### 3 输入输出关系及主要特点

根据图 4, 定义占空比  $D$  和  $D'$  为

$$\begin{cases} D = \frac{t_3-t_1}{T_s} \\ D' = \frac{t_2-t_1}{T_s} \end{cases} \quad (16)$$

式中,  $T_s$  为开关周期。

显然,  $0 \leq D < 0.5$ , 且  $D' < D$ 。根据伏秒平衡原理, 由图 4、式(10)~式(13)和式(16)可近似得到

$$\frac{U_o D' T_s}{2(1-k)L} + \frac{U_{in}(D-D')T_s}{L} \approx \frac{U_o(0.5-D)T_s}{L} + \frac{U_o D' T_s}{2(1-k)L} \quad (17)$$

化简式(17)可得输入输出电压关系为

$$U_o \approx \frac{U_{in}(2D-2D')}{1-2D} \quad (18)$$

因为耦合系数  $k \geq 0.9$ , 所以换流时间  $t_1 \sim t_2$  或  $t_4 \sim t_5$  相对较短, 即  $D'$  近似等于 0。故式(18)可以进一步简化为

$$U_o \approx \frac{U_{in}2D}{1-2D} \quad (19)$$

同样, 通过对自感电流  $i_{L_1}$  的分析, 也可以得到式(19)。根据上述分析可以得出如下结论。

(1) 交错工作的  $V_2$  和  $V_3$  各自占空比  $D$  虽然在 0~0.5 之间, 但是有效占空比近似扩大 2 倍, 即在 0~1 之间, 从而实现占空比扩展, 这与双管 Buck-Boost 变换器输入输出关系是一致的。但是, 其控制电路可由常用的单片双路交错 PWM 输出控制芯片 (如 UC3525、UC3846 等) 来设计, 不需要额外的同步电路; 自感电流断续, 则可自动实现较好的均流功能<sup>[11-12]</sup>, 不需要额外的均流电路。显然, 这非常有利于简化控制电路的设计。由于双管 Buck-Boost 电路的占空比在 0~1 之间, 所以其两相交错并联电路的控制电路至少需要 2 片 PWM 控制芯片、均流电路以及一套同步电路等。

(2) 当占空比  $D$  在 0~0.25 之间时, 该电路工作在降压状态; 当占空比  $D$  在 0.25~0.50 之间时, 该电路工作在升压状态。

(3) 实现了 Boost 电路中功率器件的软开关, 即  $V_2$  和  $V_3$  零电流开通、 $VD_2$  和  $VD_3$  零电流关断, 而  $V_1$  和  $VD_1$  仍然是硬开关工作, 且开关管频率是  $V_2/V_3$  的 2 倍。

(4) 交错并联的自感电流  $i_{L_1}$  和  $i_{L_2}$  的形状并不是双管 Buck-Boost 电路中电流断续时的三角形状, 而是近似馒头的形状, 这有利于降低电感损耗。同时, 交错的自感电流能够有效降低输入和输出电流脉动, 有利于输入端和输出滤波器的设计。

## 4 仿真与实验

根据前文分析, 给出双环控制原理框图如图 6 所示, 与两相交错并联双管 Buck-Boost 变换器的控制电路相比, 该控制电路非常简单。

图中,  $u_c$  为 PWM 控制信号,  $U_{oref}$  和  $i_{Lref}$  分别为

输出电压  $U_o$  和电感电流  $i_L$  的参考值。利用一片 UC3525 的两路交错 PWM 输出分别控制开关管  $V_2$  和  $V_3$ , 所以每路最大占空比不会超过 0.5, 且开关管  $V_1$  分别由  $V_2$  和  $V_3$  的驱动信号同步控制导通和关断。虽然每路占空比  $D < 0.5$ , 但根据式(19)可知有效占空比  $2D$  范围仍然在 0~1 之间, 即实现了占空比扩展功能。因此, 该变换器能够利用单片常用双路交错 PWM 输出芯片实现软开关和交错并联功能, 简化了控制电路设计。

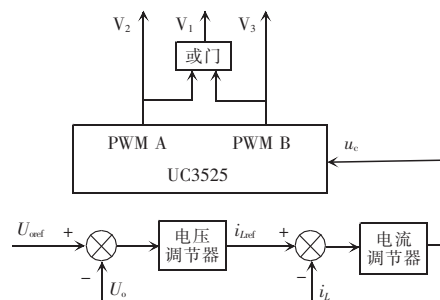


图 6 控制原理

Fig. 6 Control principle

### 4.1 仿真与分析

利用 Saber 仿真软件进行仿真验证。主要仿真参数为: 开关频率 50 kHz, 同向耦合电感自感 50  $\mu\text{H}$ , 耦合系数 0.92, 额定输出电压/电流 48 V/5 A。仿真结果分别如图 7 和图 8 所示。

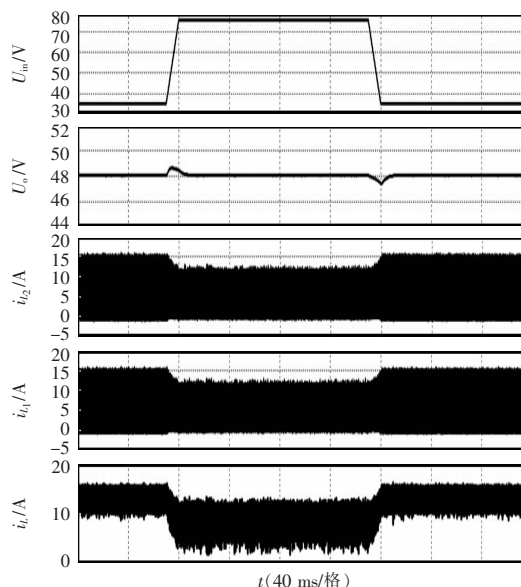
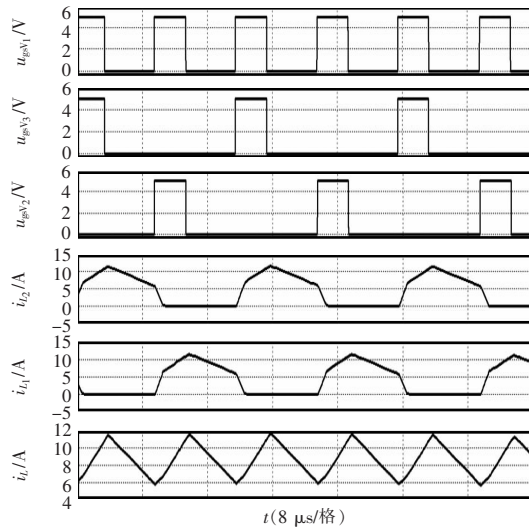
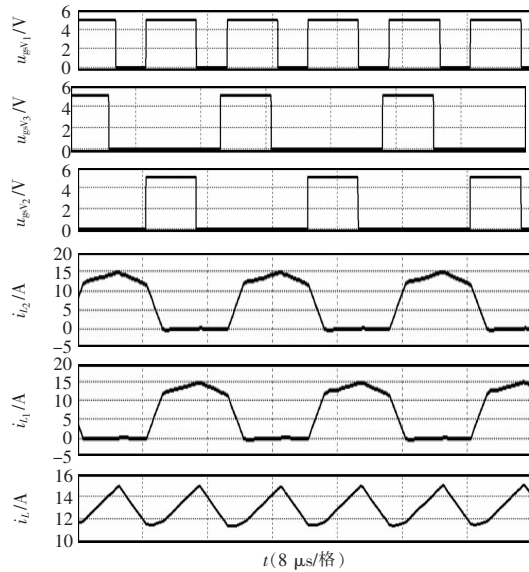


图 7 输入输出电压和电感电流仿真

Fig. 7 Simulation of input/output voltage and inductor current



(a) 输入电压 76 V



(b) 输入电压 35 V

图 8 不同输入电压下驱动和电感电流仿真结果

Fig. 8 Simulation results of driving signals and inductor current under different input voltages

图 7 给出了 2 种不同输入电压下的主要电压和电流仿真结果,从中可以看出:在较宽的输入电压  $U_{in}$  下,输出电压  $U_o$  仍然能够稳定在设定值,自感电流断续;在输入电压变化时输出电压也随之变化,通过电路参数优化设计以及前馈控制等技术可以减少输出电压脉动量。

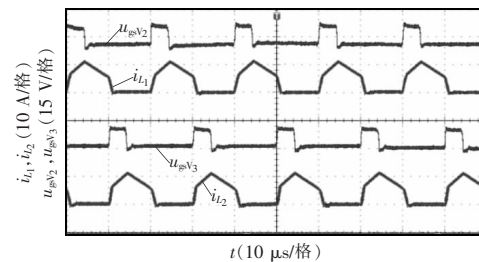
图 8 是驱动和电感电流展开图,从中可以看出:该图与图 4 是一致的;由于自感电流工作在断续模式,所以  $V_2$  和  $V_3$  是零电流开通、 $VD_2$  和  $VD_3$  是零电

流关断,即实现软开关;当占空比小于 0.25 时,电路工作在降压模式,如图 8(a)所示;当占空比大于 0.25 时,电路工作在升压模式,如图 8(b)所示。

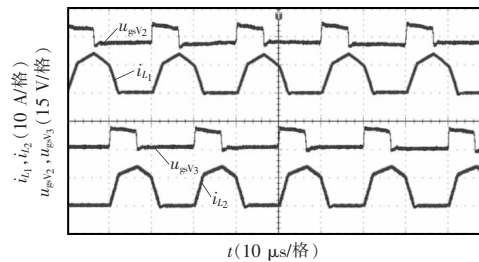
根据双管 Buck-Boost 变换器输入/输出电压与占空比  $D$  的关系  $D/(1-D)$  可得,输入电压为 76 和 35 V 时,对应占空比分别约为 0.4 和 0.6,而本文研究电路对应占空比约为 0.2 和 0.3 (如式(19)和图 8 所示)。可见,该电路实现了占空比扩展功能,仿真结果与理论分析一致。

#### 4.2 实验与分析

主要实验参数和器件为:开关频率 50 kHz,  $V_1$ 、 $V_2$  和  $V_3$  是 IXTP56N15T,  $VD_1$ 、 $VD_2$  和  $VD_3$  是 DSA60 C150 PB,控制芯片是 UC3525,同向耦合电感自感 50  $\mu$ H,耦合系数 0.92,额定输出电压电流 48 V/5 A。输入电压分别为 76 和 35 V 额定输出时的实验波形如图 9 所示,同时,测得这 2 种情况下效率分别 95.5%和 94.2%左右。图 10 给出了在输入电压 76 V 时负载从空载到满载之间变化情况下的实验波形。



(a) 输入电压 76 V



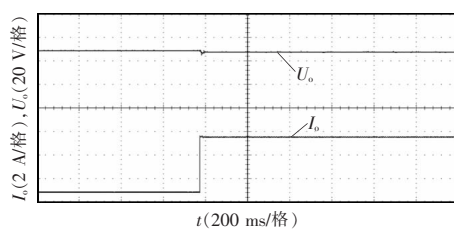
(b) 输入电压 35 V

图 9 不同输入电压下驱动和自感电流波形

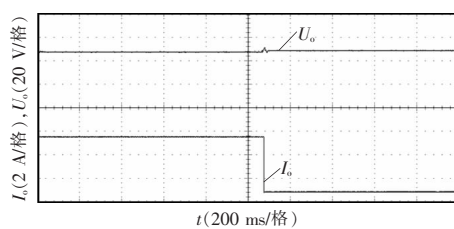
Fig. 9 Waveforms of driving signals and inductor current under different input voltages

对比图 8 可见图 9 实验波形与仿真结果一致。当输入电压为 76 V 时,该变换器工作在降压状态,占空比约为 0.2;当输入电压为 35 V 时,该变换器

工作在升压状态,占空比约0.3。这与式(19)基本一致。由于电流 $i_{L_1}$ 和 $i_{L_2}$ 断续,所以 $V_2$ 和 $V_3$ 零电流开通、 $VD_2$ 和 $VD_3$ 零电流关断;由于电流 $i_L$ 连续,所以 $V_1$ 是硬开关, $VD_1$ 是硬关断。由式(10)和式(13)可知,在耦合系数和自感一定时,换流时间长短与输入电压有关,即输入电压越高,换流时间越短,所以图9(a)中的换流时间小于图9(b)中的换流时间,实验结果也与前述分析一致。同时,由于采用原边串隔直电容隔离变压器驱动电路,所以在驱动信号高电平时隔直电容上电压会缓慢上升,则隔离变压器副边电压就会缓慢降低,即驱动信号缓慢降低。由图10也可以看出:在负载突变时,输出电压能够稳定在48V左右,但是输出电压有明显波动;负载变化前后,输出电压出现轻微的静差。可以通过PI调节器参数和电路参数的进一步优化来降低脉动量、提高动态响应和减少静差。



(a)突加负载



(b)突卸负载

图10 负载突变时输出电压和电流波形

Fig. 10 Waveforms of output voltage and output current under transiently changing load

## 5 结语

本文研究了一种基于同向耦合电感三管交错并联升降压变换器。该变换器利用同向耦合电感和3只开关管实现交错并联功能以及Boost端功率器件的软开关。同时,在自感电流断续模式下,电路能

有效实现占空比扩展和较好的均流功能。因此,控制电路可由常用的单片双路交错PWM输出的控制芯片作为主控制芯片(如UC3525等芯片),极大地简化了交错并联控制电路的设计。仿真和实验结果验证了理论分析的正确性。

## 参考文献:

- [1] 沈澜泉. Buck-Boost变换器在便携式供电系统中的应用研究[D].成都:电子科技大学,2020.  
Shen Lanxiao. Research on application of Buck-Boost converter in portable power supply system [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2020 (in Chinese).
- [2] 杨晨,谢少军,毛玲,等. 高输入电压双管Buck-Boost变换器控制策略研究[J]. 电工技术学报,2014,29(4):70-78.  
Yang Chen, Xie Shaojun, Mao Ling, et al. Research on control strategy of two-switch Buck-Boost converter for high voltage application [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(4): 70-78 (in Chinese).
- [3] 袁财源,苏淑靖. 双沿调制的双管Buck-Boost变换器[J]. 电子技术应用,2018,44(11):124-128.  
Yuan Caiyuan, Su Shujing. Dual-edge modulated dual-switch Buck-Boost converter [J]. Application of Electronic Technique, 2018, 44(11): 124-128 (in Chinese).
- [4] 颜湘武,王杨,葛小凤,等. 双管Buck-Boost变换器的带输入电压前馈双闭环控制策略[J]. 电力自动化设备,2016,36(10):65-70,77.  
Yan Xiangwu, Wang Yang, Ge Xiaofeng, et al. Dual-loop control with input voltage feedforward for dual-switch Buck-Boost converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(10): 65-70, 77 (in Chinese).
- [5] 娄建成. 基于双管Buck-Boost的三相光伏并网系统研究[D]. 大庆:东北石油大学,2019.  
Lou Jiancheng. Research on three-phase photovoltaic grid-connected system based on two-switch Buck-Boost [D]. Daqing: Northeast Petroleum University, 2019 (in Chinese).
- [6] 张伟,王锴,孙洪彬,等. 空间电源系统MPPT升降压调节器研究[J]. 电源技术,2021,45(2):214-216.  
Zhang Wei, Wang Kai, Sun Hongbin, et al. Research on MPPT Boost-Buck regulator for space power system [J]. Chinese Journal of Power Sources, 2021, 45(2): 214-216 (in

- Chinese).
- [7] 李山,宋立风,章治国. 四开关 Buck-Boost 变换器的三模式控制方法研究[J]. 电源学报, 2019, 17(3): 111-119.  
Li Shang, Song Lifeng, Zhang Zhiguo. Study on three-mode control method for four-switch Buck-Boost converter [J]. Journal of Power Supply, 2019, 17(3): 111-119 (in Chinese).
- [8] 肖华锋. 光伏发电高效利用的关键技术研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2010.  
Xiao Huaifeng. Research on the key technologies for high-efficiency utilization of photovoltaic generators [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2010 (in Chinese).
- [9] 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.  
Li Hongzhu, Cao Renzhong, Zhang Lei, et al. Integrated magnetic and switch inductance staggered parallel of Buck/Boost converter [J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(6): 87-95 (in Chinese).
- [10] 王杨. 基于交错并联技术的升降压 DC/DC 的研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2016.  
Wang Yang. Research on the Buck-Boost DC/DC converter based on interleaved technology [D]. Beijing: North China Electric Power University, 2016 (in Chinese).
- [11] 李海疆, 蒋献伟, 杨卫星. 零反向恢复损耗的交错并联 Buck 电路[J]. 电工技术, 2006, (9): 64-65.  
Li Haijiang, Jiang Xianwei, Yang Weixing. Interleaved Buck circuit with zero diode reverse recovery [J]. Electric Engineering, 2006, (9): 64-65 (in Chinese).
- [12] 颜岩. 宽输入两级式通信局端电源的研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2013.  
Yan Yan. Research of wide-input two-stage local power resource for mobile communication [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2013 (in Chinese).



张先进

## 作者简介:

张先进(1975-),男,通信作者,博士,副教授。研究方向:功率变换和新能源发电技术。E-mail:zxj0203229@163.com。

张小倩(1990-),女,硕士,讲师。研究方向:电力电子应用技术。E-mail:598844930@qq.com。

吴迪(1983-),男,博士,副教授。研究方向:电机驱动技术和功率变换技术应用研究。E-mail:diablowudy@163.com。