

Research on Interleaved Buck-Boost Converter with Three Switches Based on Co-Directional Coupling Inductor^{*}

ZHANG Xianjin^{*}, ZHU Hairong

(Jiangsu Research and Development Center of Wind-Solar Complementary Power Generation Engineering Technology,
Jiangsu College of Engineering and Technology, Nantong Jiangsu 226007, China)

Abstract: In order to resolve the part problems of conventional two-switch Buck-Boost converter, a three-switch interleaved Buck-Boost converter based on co-directional coupled inductor is proposed. The operating principle is analyzed in detail, and it is concluded that expanded duty cycle and soft switching at Buck circuit side can be achieved. The control circuit may be consisted of a conventional control chip with dual interleaved PWM outputs, such as a single UC3525, therefore, the control circuit is very simple. At last, the experimental results verify the analysis.

Key words: Buck-Boost; coupling inductor; soft switching; expended duty cycle

EEACC: 1210; 8360E

doi: 10.3969/j.issn.1005-9490.2023.01.023

一种同向耦合电感交错并联三管升降压变换器研究^{*}

张先进^{*}, 朱海荣

(江苏工程职业技术学院 江苏省风光互补工程技术研究开发中心, 江苏 南通 226007)

摘要: 针对传统的双管 Buck-Boost 变换器存在的问题, 研究了一种同向耦合电感交错并联三管 Buck-Boost 变换器。从同向耦合电感的等效电路出发, 详细地分析了该电路的工作原理, 得出该电路既可以实现占空比扩展, 又可以实现 Buck 电路部分功率器件的软开。该变换器控制电路可由常用的单片双 PWM 输出控制芯片构成 (例如 UC3525), 非常简单。实验结果表明相应的分析是正确可行的。

关键词: 升降压; 耦合电感; 软开关; 占空比扩展

中图分类号: TM461

文献标识码: A

文章编号: 1005-9490(2023)01-0133-05

随着新能源发电技术的不断发展和应用, 具有宽输入电压范围的升降压 Buck-Boost 电路得到了非常广泛的应用和研究。为了降低功率器件损耗, 可以让双管 Buck-Boost 电路工作在断续模式^[1], 也可以采用耦合电感构成额外续流回路降低二极管反向恢复损耗^[2]或利用较为复杂谐振技术实现软开关^[3]; 当然, 也可以通过改变驱动或调制方式来降低磁性元件损耗^[4-8]。为了进一步提高增益, 文献[9]给出一种增加额外电感和功率器件的 Buck-Boost 变换器。而以 Buck-Boost 电路作为整个电路一部分的集成型直流变换器也被广泛研究^[10-11]。但是这些变换器的控制电路通常比较复杂。

交错并联是一种能够有效提高输出功率和降低输入输出电压或电流纹波的技术方案。因此, 交错并联 Buck-Boost 变换器也被广泛关注。文献[4]研究了不同调制模式下交错并联双管 Buck-Boost 变换

器; 文献[12]将磁集成和交错并联技术同时应用于 Buck-Boost 变换器, 既提高电压增益又改善电气性能; 文献[13]给出了一种基于独立电感的 Buck 部分交错并联的类似双管 Buck-Boost 电路。但是, 这些电路和控制方法交错并联时控制电路比较复杂。

从交错并联、软开关和降低控制电路设计难度等几个方面着手, 本文利用同向耦合电感改进传统双管 Buck-Boost 电路, 得到一种耦合电感交错并联三管 Buck-Boost 电路, 并进行了分析和实验验证。

1 电路构成及原理分析

1.1 电路构成及特点

将双管 Buck-Boost 电路中的电感换成同向耦合电感、构造两个 Buck 电路, 就成了如图 1 所示的一种含同向耦合电感交错并联三管 Buck-Boost 电路。其中, L_1 和 L_2 分别是耦合电感的自感, 自感电流分

别用 i_{L1} 和 i_{L2} 表示,自感电流之和用 i_L ($i_L = i_{L1} + i_{L2}$) 表示。根据同向耦合电感的知识,图 1 可以用图 2 的等效电路来表示。

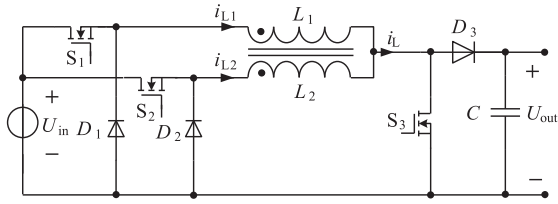


图 1 一种耦合电感交错 Buck-Boost 变换器

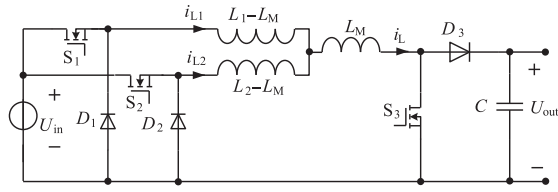


图 2 等效电路

设自感 L_1 和 L_2 相等并用 L 表示,根据同向耦合电感的知识,可得图 2 中的互感 L_M 和等效漏感 $L_1 - L_M$ 、 $L_2 - L_M$ 分别如式(1)和式(2)所示。其中, k 是耦合系数。所以当取 k 在 0.9 以上时,则漏感很小、互感 L_M 远大于漏感。

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

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

开关管 S_1 和 S_2 交错工作, S_3 与 S_1 、 S_2 同步工作。当同向耦合电感自感电流 i_{L1} 和 i_{L2} 工作在断续模式时,可以实现 S_1 和 S_2 零电流开通、 D_1 和 D_2 零电流关断;而且同向耦合电感自感电流断续时,可以获得较好的均流效果^[14-15]。电流 i_L 根据负载的大小可以工作在连续模式,也可以工作在断续模式。由于在电流 i_L 断续时,电流 i_{L1} 和 i_{L2} 不存在换流过程,所以其工作过程与传统的交错并联双管 Buck-Boost 变换器电流断续时工作过程一样。因此,本文仅对电流 i_L 连续、自感电流断续时的工作原理进行分析,其主要波形如图 3 所示。其中, u_{gs1} 、 u_{gs2} 和 u_{gs3} 分别是图 1 中开关管 S_1 、 S_2 和 S_3 驱动信号。

根据式(2),由于耦合系数接近 1,所以漏感很小,电流 i_{L1} 和 i_{L2} 换流时间将会很短,即图 3 中时间段(t_1-t_2)和(t_4-t_5)会很小。由于互感 L_M 远大于漏感,所以电流 i_{L1} 和 i_{L2} 换流过程中电流 i_L 可以近似看成是恒流源,即在换流过程中电流 i_{L1} 和 i_{L2} 变化率近似相等。

1.2 电流连续模式工作原理

根据图 3,电流 i_L 连续时该电路有 6 个工作模式。

模式 1 (图 3 中(t_1-t_2)、图 4(a))

此模式是两个自感电流换流阶段。在 t_1 时刻

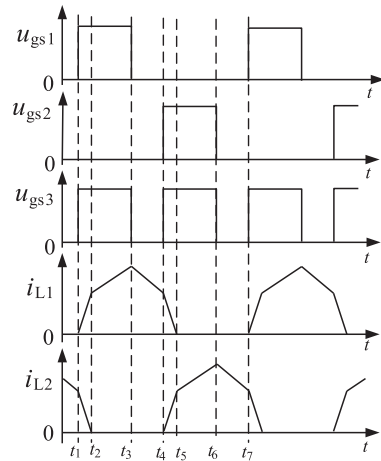


图 3 i_L 连续时主要工作波形示意图

之前,电流 i_{L1} 为零, D_2 、 D_3 导通续流。在 t_1 时刻,开通 S_1 、 S_3 ,输入电压 U_{in} 作用在漏感($L_1 - L_M$)和($L_2 - L_M$)上,所以电流 i_{L1} 线性上升,而电流 i_{L2} 以新的斜率继续下降,直至 t_2 时刻 i_{L2} 下降至零,完成两个自感电流换流。由于 t_1 时刻电流 i_{L1} 等于零,所以 S_1 是零电流开通; t_2 时刻 i_{L2} 等于零,所以 D_2 是零电流关断,无反向恢复。

$$\frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{U_{in}}{(L_1 - L_M) + (L_2 - L_M)} = \frac{U_{in}}{2(1-k)L} \quad (3)$$

模式 2 (图 3 中(t_2-t_3)、图 4(b))

在此模式中, S_1 和 S_3 继续导通。由于电流 i_{L2} 为零,所以电流 i_{L1} 等于电流 i_L ,并在电压 U_{in} 作用下, i_{L1} 线性上升,直至到 t_3 时刻关断 S_1 和 S_3 为止。

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{U_{in}}{L_1 - L_M + L_M} = \frac{U_{in}}{L} \quad (4)$$

模式 3 (图 3 中(t_3-t_4)、图 4(c))

从 t_3 时刻开始, D_1 和 D_3 导通续流。由于电流 i_{L2} 为零,所以电流 i_{L1} 仍等于电流 i_L ,并在输出电压 U_{out} 作用下,电流 i_{L1} 开始线性下降,直至 t_4 时刻开通 S_2 和 S_3 为止。

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{-U_{out}}{L_1} = \frac{-U_{out}}{L} \quad (5)$$

模式 4 (图 3 中(t_4-t_5)、图 4(d))

此模式也是两个自感电流换流阶段。在 t_4 时刻开通 S_2 和 S_3 ,电压 U_{in} 作用在漏感($L_1 - L_M$)和($L_2 - L_M$)上,电流 i_{L1} 以新的斜率继续通过 D_1 续流,而电流 i_{L2} 从零开始线性上升,直至到 t_5 时刻电流 i_{L1} 下降至零,完成两个电流换流。在 t_4 时刻,电流 i_{L2} 等于零,所以 S_2 零电流开通;又由于 t_5 时刻电流 i_{L1} 下降至零,所以 D_1 零电流关断,无反向恢复。

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{U_{in}}{(L_1 - L_M) + (L_2 - L_M)} = \frac{U_{in}}{2(1-k)L} \quad (6)$$

模态 5 (图 3 中(t_5-t_6)、图 4(e))

此模态中 S_2 和 S_3 继续导通。由于电流 i_{L1} 为零,所以电流 i_{L2} 等于电流 i_L ,并在电压 U_{in} 作用下电流 i_{L2} 继续线性上升,直至到 t_6 时刻关断 S_2 和 S_3 。

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{U_{in}}{L_2-L_M+L_M} = \frac{U_{in}}{L} \quad (7)$$

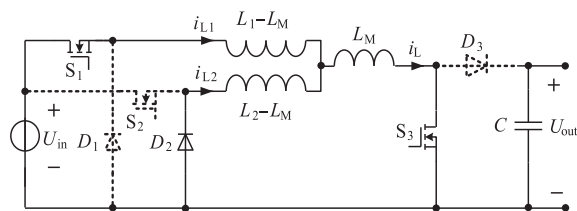
模态 6 (图 3 中(t_6-t_7)、图 4(f))

从 t_6 时刻开始 D_2 和 D_3 开始导通续流。由于

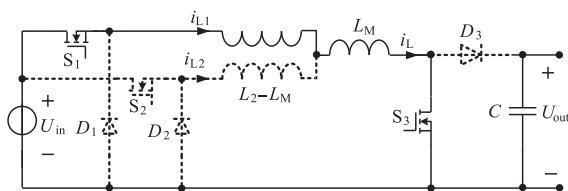
电流 i_{L1} 为零,所以电流 i_{L2} 等于电流 i_L ,并在电压 U_{out} 作用下,电流 i_{L2} 线性下降,直至 t_7 时刻开通 S_1 和 S_3 为止。从 t_7 时刻开始进入下一个周期。

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{-U_{out}}{L_2} = \frac{-U_{out}}{L} \quad (8)$$

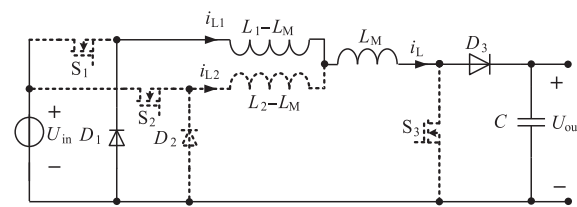
通过以上的分析,可以看出:耦合电感电流的换流使得 S_1 和 S_2 零电流开通、 D_1 和 D_2 零电流关断,即实现了功率器件软开关;但是, S_3 和 D_3 仍然是硬开关。



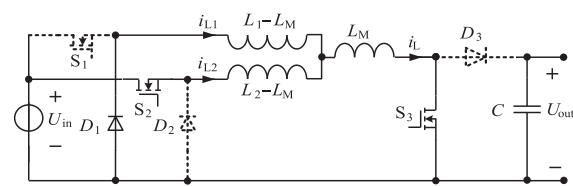
(a) 模态 1 等效电路



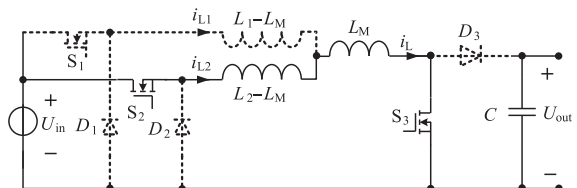
(b) 模态 2 等效电路



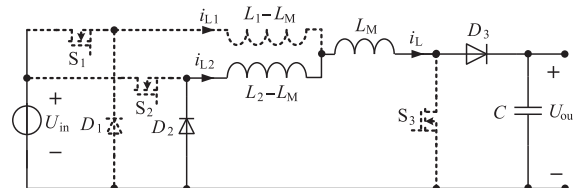
(c) 模态 3 等效电路



(d) 模态 4 等效电路



(e) 模态 5 等效电路



(f) 模态 6 等效电路

图 4 不同模态等效电路

2 输入输出电压关系及其特点分析

根据图 3, 定义占空比 $D(0 \leq D < 0.5)$ 和 D' 分别为

$$\begin{cases} D = \frac{t_3 - t_1}{T_s} \\ D' = \frac{t_2 - t_1}{T_s} \end{cases} \quad (9)$$

对电流 i_{L1} 来说, 根据电感电流增量等电感电流减量, 由图 3 可得式 (10)。经化简得输入输出电压关系如式 (11) 所示:

$$\frac{U_{in} D' T_s}{2(1-k)L} + \frac{U_{in} (D-D') T_s}{L} \approx \frac{U_{out} (0.5-D) T_s}{L} + \frac{U_{in} D' T_s}{2(1-k)L} \quad (10)$$

$$U_{out} \approx \frac{U_{in} (2D-2D')}{1-2D} \quad (11)$$

由于耦合系数 k 不小于 0.9, 所以换流时间相对较小, 即 $D' \approx 0$, 则式 (11) 可化进一步简化为式 (12):

$$U_{out} \approx \frac{U_{in} 2D}{1-2D} \quad (12)$$

从以上分析可以看出:

①虽然交错工作的开关管 S_1 和 S_2 占空比分别为 D , 但是总有效的占空比近似是 D 的 2 倍, 即实现了占空比扩展功能, 而且占空比不超过 0.5, 同时只需要三只功率器件。这非常有利于简化控制电路设计, 即采用单片双路交错 PWM 输出控制芯片 (如 UC3525, UC3846 等) 来设计控制电路, 从而使得控制电路变得非常简单。而传统两相交错并联双管 Buck-Boost 电路中每相输入输出 U_{in} 、 U_o 与占空比 D 关系是 $U_o = \frac{U_{in} D}{1-D}$ (占空比在 0~1 之间), 需要四只功率器件; 在相同输入输出电压下其占空比近似是本文给出电路占空比的 2 倍, 并且通常需要两片 PWM 控制芯片、一套同步电路及均流电路等。

②当占空比 D 大于 0.25 时, 电路能够实现升压功能; D 小于 0.25 时, 电路实现降压功能。而根据

双管 Buck-Boost 电路输入输出电压关系可知:当占空比大于 0.5 时,该电路才能实现升压功能;反之,该电路工作在降压状态。

③由于自感电流断续,所以 S_1 和 S_2 实现零电流开通, D_1 和 D_2 实现零电流关断。但是, S_3 和 D_3 仍然是硬开关,而且 S_3 开关管频率是 S_1 或 S_2 开关频率的 2 倍。

3 实验结果

实验参数:开关频率为 50 kHz,输出端电容 $C = 660 \mu\text{F}$,开关管 S_1 、 S_2 和 S_3 都是 IXTP56N15T,二极管 D_1 、 D_2 和 D_3 都是 DSA60C150PB,控制芯片是 UC3525;用美磁环形 Kool M μ 磁粉芯 77076 型号绕制耦合电感,自感 $L_1 = L_2 = 50 \mu\text{H}$,耦合系数约为 0.92,额定输出电压 U_{out} /负载电流 I_{out} 为 48 V/5 A。

控制原理如图 5 所示,采用电压电流双闭环结构。其中, U_{outref} 和 i_{Lref} 是电压 U_{out} 和电流 i_{L} 参考值。而传统双管 Buck-Boost 变换器构成两相交错并联时,在宽输入电压下每相占空比会出现大于 0.5 的情况。这样使其控制电路需要两片常用 PWM 控制芯片、一套同步电路和均流电路等。而本文的控制电路却不需要。

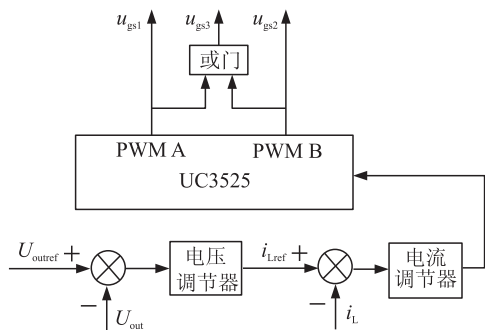


图 5 基于 UC3525 控制原理框图

实验样机如图 6 所示。图 7 和图 8 分别给出输入电压 U_{in} 分别为 75 V 和 35 V 时额定输出条件下开关管 S_1/S_2 驱动信号 $u_{\text{gs1}}/u_{\text{gs2}}$ 和自感电流 $i_{\text{L1}}/i_{\text{L2}}$ 实验波形,图 9 是输入电压等于 75 V 时负载突变实验波形。

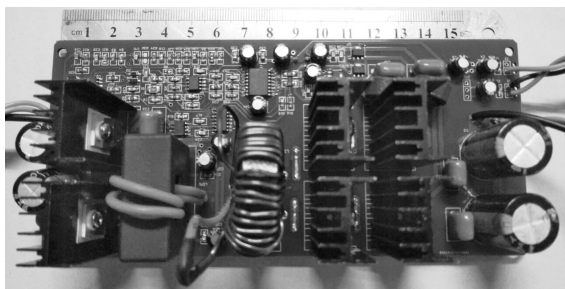


图 6 实验样机

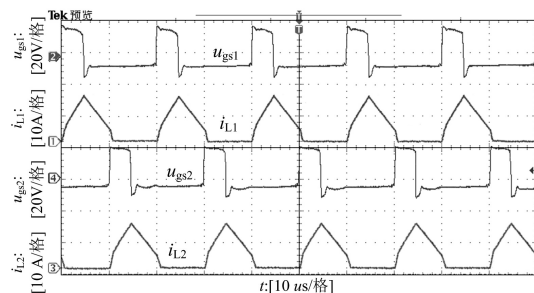


图 7 输入电压为 75 V 时驱动和自感电流波形

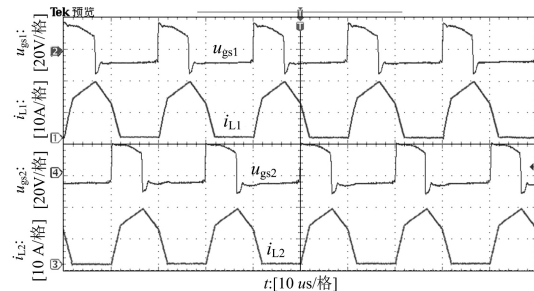


图 8 输入电压为 35 V 时驱动和自感电流波形

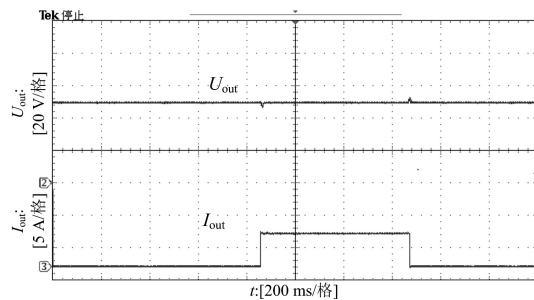


图 9 负载突变时实验波形

可见,实验波形图 7 和图 8 与图 3 是一致的。如图 7 所示,当输入电压为 75 V 时,其占空比与由式(12)得到的占空比约为 0.2 左右,基本一致,且占空比小于 0.25,工作在降压状态。如图 8 所示,当输入电压为 35 V 时,其占空比与由式(12)得到的占空比约为 0.3 左右,也基本一致,且占空比大于 0.25 工作在升压状态。从图 7 和图 8 中也可以看出:自感电流 i_{L1} 和 i_{L2} 不是传统双管 Buck-Boost 电路中电流断续时的三角形状;在 S_1 或 S_2 开通时自感电流 i_{L1} 或 i_{L2} 分别为零,所以 S_1 和 S_2 是零电流开通;在 i_{L1} 和 i_{L2} 换流结束时,总有一个电流等零,所以 D_1 和 D_2 是零电流关断。

由式(3)和(6)可知,图 3 中换流时间(t_1-t_2)和(t_4-t_5)还与输入电压、耦合系数以及自感量的大小等有关。在耦合系数和自感量一定时,输入电压越高,换流时间就越短。所以,图 7 中的换流时间要比图 8 中的换流时间短。

由图 9 可见,在负载变化时输出电压能够稳定在 48 V 左右,实现了稳压效果。当然,输出电压在

负载突变时出现了脉动,这可以通过优化控制参数来降低脉动量和提高动态响应。

4 结束语

本文研究了一种同向耦合电感交错并联三管升降压变换器。通过对其工作原理的分析,可以得出:该变换电路利用三只开关管可以实现交错并联功能;自感电流工作在断续模式,实现 Buck 端功率器件软开关;由于该电路能够实现占空比扩展,所以利用一片双路交错 PWM 输出控制芯片就可以实现控制电路的设计,即控制电路非常简单。实验结果也验证了文中的分析。该思路还可以应用于其他非隔离 DC/DC 变换器之中。

参考文献:

- [1] 胡旭旭,范秋华. Buck-Boost 变换器断续模式下的分数阶建模与分析[J]. 现代电子技术,2020,43(24):126-130,134.
- [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.
- [3] 杨磊,沈锦飞. 一种新型 Buck-Boost 软开关变换器的研究[J]. 电源技术,2012,36(7):1024-1026.
- [4] 肖华锋,谢少军. 用于光伏并网的交错型双管 Buck-Boost 变换器[J]. 中国电机工程学报,2010,30(21):7-12.
- [5] Sahu B, Rincon-Mora G A. A Low Voltage, Dynamic,

Noninverting, Synchronous Buck-Boost Converter for Portable Applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(2):443-452.

- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] Ren X, Ruan X, Qian H, et al. Three-Mode Dual-Frequency Two-Edge Modulation Scheme for Four-Switch Buck-Boost Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(2):499-509.
- [9] 金鑫,李冠林,陈希有,等. 一种具有高电压增益的新型 Buck-Boost 变换器[J]. 电力电子技术,2020,54(4):92-96.
- [10] 荣德生,孙瑄璠. 高增益耦合电感组合 Buck-Boost-Zeta 变换器[J]. 中国电机工程学报,2020,40(14):4590-4601.
- [11] 李鹏程,张纯江,阚志忠,等. 软开关高增益 Buck-Boost 集成 CLLC 型直流双向变换器[J]. 中国电机工程学报,2018,38(11):3295-3305.
- [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] 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.
- [14] 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.
- [15] 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.



张先进(1975—),男,汉,江苏宿迁人,副教授,博士,主要从事功率变换技术和新能源发电技术研究,zxj0203229@163.com;



朱海荣(1979—),男,汉,江苏张家港人,教授,博士,主要从事伺服控制技术等方面研究,12906348@qq.com。