



DOI:10.12404/j.issn.1671-1815.2403543

引用格式:马帅旗,张力蕾,高思远,等.四开关 Buck-Boost 变换器临界连续控制策略[J].科学技术与工程,2025,25(7):2808-2816.

Ma Shuaiqi, Zhang Lilei, Gao Siyuan, et al. Boundary continuous conversion control strategy for four-switch Buck-Boost converter[J]. Science Technology and Engineering, 2025, 25(7): 2808-2816.

电工技术

四开关 Buck-Boost 变换器临界连续控制策略

马帅旗¹, 张力蕾^{1*}, 高思远², 任思嘉¹, 贺海育¹

(1. 陕西理工大学电气工程学院, 汉中 723001; 2. 南京航空航天大学自动化学院, 南京 211106)

摘要 为了解决四开关 Buck-Boost (four-switch Buck-Boost, FSBB) 变换器四边形电感电流控制策略中电感电流有效值和峰值较高的问题,提出了一种电感电流临界连续模式 (boundary conduction mode, BCM) 控制策略,通过将现有四边形电感电流控制策略中不传输功率的续流阶段缩短至零,以降低电感电流有效值和峰值。首先,分析了 FSBB 变换器工作模态和电感电流在不同模式下的电流波形;其次,分析了 FSBB 变换器在全工况实现软开关的约束条件,获得电感电流的取值规则;接着,分析了不同模式下电感电流的变化情况,给出了临界连续模式下的控制方法,在输入输出压差较小时,通过提高第一阶段或第三阶段的占空比来提高输出功率,在输入输出电压压差较大时,使 FSBB 变换器工作在电感电流临界连续状态,有效地降低电感电流有效值和峰值;最后,搭建仿真模型,结果表明所提 BCM 控制策略可以实现零电压开通且有良好的动态响应能力。

关键词 FSBB 变换器; 软开关; 临界连续模式; 电感电流有效值优化

中图分类号 TM46; 文献标志码 A

Boundary Continuous Conversion Control Strategy for Four-switch Buck-Boost Converter

MA Shuai-qi¹, ZHANG Li-lei^{1*}, GAO Si-yuan², REN Si-jia¹, HE Hai-yu¹

(1. School of Electrical Engineering, Shaanxi University of Technology, Hanzhong 723001, China;
2. School of Automation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China)

[Abstract] In order to solve the problem of high effective inductor current and peak value in the quadrilateral inductor current control strategy of four-switch Buck-Boost (FSBB) converter, a boundary conduction mode (BCM) control strategy was proposed, which shortened the freewheeling phase without power transmission to zero in the existing quadrilateral inductor current control strategy, so as to reduce the RMS and peak value of inductor current. Firstly, the current waveforms of the FSBB converter in different modes of working modes and inductor currents were analyzed. Secondly, the constraints of the FSBB converter to achieve soft switching under all working conditions were analyzed, and the value rules of the inductor current are obtained. Then, the variation of inductor current in different modes was analyzed, and the control method in critical continuous mode was given, when the input and output voltage difference was small, increase the output power by increasing the duty cycle of the first or third stage, and when the input and output voltage difference was large, the FSBB converter works in the critical continuous state of inductor current, which effectively reduces the effective value and peak value of inductor current. Finally, a simulation model was built. The results show that the proposed BCM control strategy can achieve zero-voltage turn-on and has good dynamic response ability.

[Keywords] FSBB converter; soft switching; boundary continuous mode; optimization of the effective value of the inductor current

通信电源作为通信设备的核心支撑,其稳定、可靠的电源供应是保障通信网络不间断运行的关键^[1-3]。随着通信技术的飞速发展,对电源系统的性能提出了更高要求。在现有通信电源系统中,备用电

源中间母线双向 DC-DC 变换器,特别是四开关 Buck-Boost (four-switch Buck-Boost, FSBB) 变换器,因其独特的优势,如低开关管电压应力、较少的无源器件及输入输出电压极性一致等,成为中间母线稳压模块的

收稿日期:2024-05-13 修订日期:2024-08-01

基金项目:陕西省自然科学基金(2023-JC-YB-442)

第一作者:马帅旗(1977—),男,汉族,陕西乾县人,硕士,副教授。研究方向:电力电子、双向 DC-DC 变换器。E-mail:msq0912@163.com。

*通信作者:张力蕾(1997—),女,汉族,四川大竹人,硕士研究生。研究方向:双向 DC-DC 变换器。E-mail:1107616907@qq.com。

投稿网址:www.stae.com.cn

重要选择^[4,7]。然而,FSBB 变换器在实际应用中面临着电感电流有效值和峰值过高的问题,这些问题严重制约了系统的效率、可靠性和性能。

因此,国内外学者对 FSBB 变换器的控制策略进行了广泛而深入的研究。关于 FSBB 变换器的电感电流优化控制策略,主要可划分为两大类:硬开关控制策略和软开关控制策略。硬开关控制通常应用于单模式、双模式和多模式控制策略中^[8-9],其中,多模式中的三模式控制策略尤为常见。然而,硬开关控制存在电磁干扰严重和开关损耗高的问题,特别是在工作频率升高时,开关损耗会急剧增加,进而大幅降低系统的整体效率。因此,在高频应用场合中,为有效降低开关损耗,多采用零电压开通(zero voltage switching, ZVS)控制策略。文献[10]给出了一种改进型三模式变频软开关控制策略。通过降低电感量使电感电流过零实现 ZVS,并借助变频的方式智能切换 3 种工作模式(升压、降压、升降压),进一步提高 FSBB 变换器的工作效率,但此算法较为复杂。

在软开关控制的基础上,文献[11]提出了一种 FSBB 变换器的混合单模式零电压控制策略。该策略下,变换器只工作在一种模式,避免了多模式切换的问题,并且能实现 4 个开关管的零电压开通。该控制策略通过离线计算出不同输入电压、输出电压和输出电流下电感电流有效值和峰值最小时对应占空比的表格,并通过查表进行闭环,优化了电感电流有效值和峰值。鉴于通用数字控制器的存储资源有限,而且在不扩展外部存储的条件下,多维查找表需要很大的存储器资源,使得这类算法难以在现有低成本通用数字控制器中实现。

文献[12]提出了一种脉宽调制(pulse width modulation, PWM)加相移控制策略,该策略结合 PWM 和相移控制技术在全范围内实现 ZVS,有效降低了开关损耗,并且避免了使用查表法,同时尽量减小了电感电流的有效值和峰值。然而,该控制策略下的电感电流有效值和峰值仍然保持在较高水平。

针对上述 FSBB 变换器控制策略中的问题,提出一种电感电流临界连续模式(boundary conduction mode, BCM)控制策略,为了降低变换器电感电流有效值和峰值,加入变频控制和最优的时间约束从而加快系统的响应速度。这一控制策略不需要复杂的计算与多维查找表,而是利用软开关控制和变频控制电感使其电流不进入续流阶段,更加直观和高效的方式实现了对电感电流的有效控制,提高 FSBB 变换器效率。

1 FSBB 变换器拓扑结构及 ZVS 实现

1.1 拓扑结构及工作原理

FSBB 变换器的拓扑结构如图 1 所示,它由 Buck 桥臂和 Boost 桥臂组成,电感 L 位于两个桥臂的中点之间。Buck 桥臂包含开关管 Q_1 和 Q_2 , Boost 桥臂则由开关管 Q_3 和 Q_4 组成,中点电压分别标记为 U_A 、 U_B 。根据 4 个开关管在一个周期内的导通情况,电感两端的电压 U_{AB} 可呈现出 U_{in} 、 $U_{in} - U_{out}$ 、 $-U_{out}$ 以及零电压 4 种状态,这些状态分别对应图 2(b)、图 2(d)、图 2(f)、图 2(h) 4 个阶段,每个阶段的持续时间分别定义为 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 ^[13-14]。

定义电感电流 i_L 从 A 点到 B 点为正方向,FSBB 变换器的工作模式如图 2 所示。

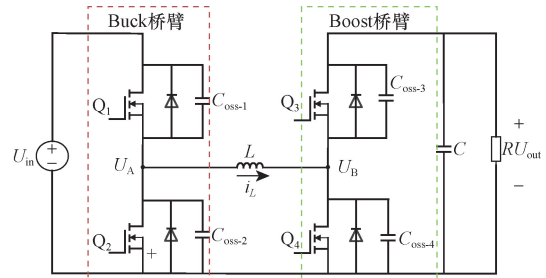


图 1 FSBB 变换器的拓扑结构图

Fig. 1 Topology diagram of the FSBB converter

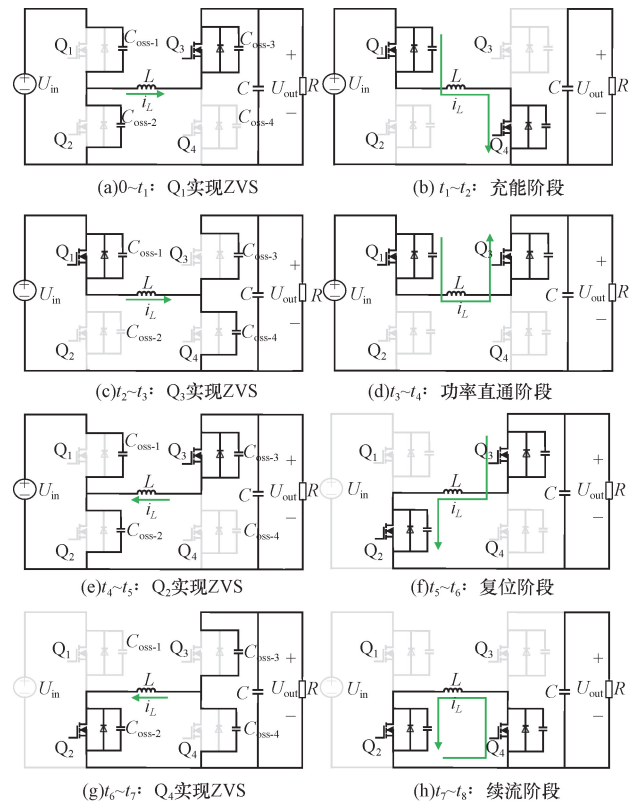


图 2 FSBB 工作模式

Fig. 2 FSBB working mode

结合图2,对各个控制时段的FSBB变换器模式分析。 C_{oss-1} 、 C_{oss-2} 、 C_{oss-3} 、 C_{oss-4} 分别代表 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 开关管的输出结电容, t_{dead} 表示同一桥臂上开关管的死区时间。

$0 \sim t_1$:在此阶段内,通过死区时间 T_{d1} 对 Q_1 、 Q_2 结电容完成充放电,为实现开关管 Q_1 的ZVS,必须保证电感电流 I_1 为负,此时的电感电流 I_1 应满足的约束条件为

$$-I_1 \geq \frac{(C_{oss-1} + C_{oss-2})U_{in}}{t_{dead}} \quad (1)$$

$t_1 \sim t_2$:在充能阶段内,开关管 Q_1 、 Q_4 导通, Q_2 、 Q_3 关断,电感两端承受的电压为输入电压 U_{in} ,电感电流 i_L 开始从负到正线性增加,持续时间为 T_1 ,电感电流变化率的表达式为

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_{in}}{L} \quad (2)$$

$t_2 \sim t_3$:在此阶段内,通过死区时间 T_{d2} 对 Q_3 、 Q_4 结电容完成充放电,为实现开关管 Q_3 的ZVS,必须保证电感电流 I_2 为正,此时的电感电流 I_2 应满足的约束条件为

$$I_2 \geq \frac{(C_{oss-3} + C_{oss-4})U_{out}}{t_{dead}} \quad (3)$$

$t_3 \sim t_4$:在直接功率传输阶段内,开关管 Q_1 、 Q_3 导通, Q_2 、 Q_4 关断,由输入直接向负载提供能量,电感两端电压 U_{AB} 为 $U_{in} - U_{out}$ 。电流 i_L 线性增加或减小,持续时间为 T_2 ,电感电流变化率表达式为

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_{in} - U_{out}}{L} \quad (4)$$

$t_4 \sim t_5$:在此阶段内,通过死区时间 T_{d3} 对 Q_1 、 Q_2 结电容完成充放电,为实现开关管 Q_2 的ZVS,必须保证电感电流 I_3 为正,此时的电感电流 I_3 应满足的约束条件为

$$I_3 \geq \frac{(C_{oss-1} + C_{oss-2})U_{in}}{t_{dead}} \quad (5)$$

$t_5 \sim t_6$:在复位阶段内,开关管 Q_2 、 Q_3 导通, Q_1 、 Q_4 关断,电感电压为负的输出电压,电感电流 i_L 线性减小,持续时间为 T_3 ,电感电流变化率表达式为

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-U_{out}}{L} \quad (6)$$

$t_6 \sim t_7$:在此阶段内,通过死区时间 T_{d4} 对 Q_3 、 Q_4 结电容完成充放电,为实现开关管 Q_4 的ZVS,必须保证电感电流 I_4 为负,此时的电感电流 I_4 应满足的约束条件为

$$-I_4 \geq \frac{(C_{oss-3} + C_{oss-4})U_{out}}{t_{dead}} \quad (7)$$

$t_7 \sim t_8$:在续流阶段内,开关管 Q_2 、 Q_4 导通, Q_1 、 Q_3 关断,电感两端电压为0,电感电流 i_L 保持负向流动不变(斜率为0),持续时间为 T_4 。

1.2 最小电流 I_{ZVS} 选取

FSBB变换器四边形电感电流控制策略分为4个阶段,通过在相邻两个阶段之间引入死区,可以实现4个开关管的零电压开通如图3所示。且在每个阶段结束时能否实现ZVS与电感电流幅值和有直接关系,即 I_1 、 I_2 、 I_3 、 I_4 ,设实现ZVS的最小电流为 I_{ZVS} 。

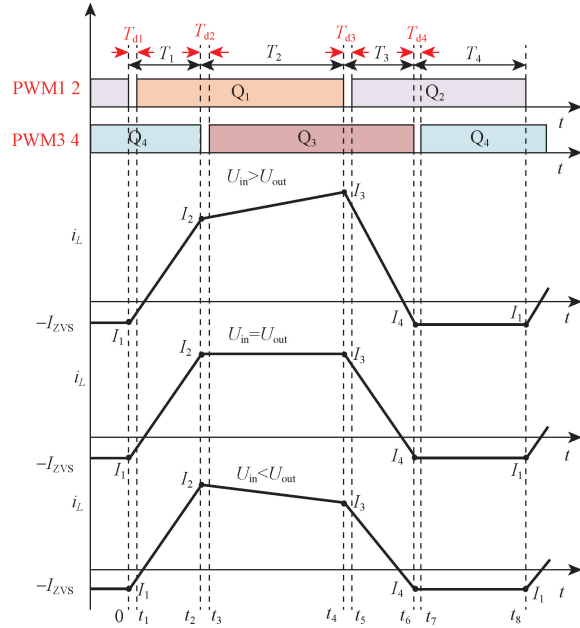


图3 四边形电感电流和PWM波形

Fig. 3 Quadrilateral inductor current and PWM waveforms

因此,选取适当的负电流值对于ZVS的实现是非常重要的。以 Q_1 为例,当 $I_1 > -I_{ZVS}$ 时,电感电流无法完全实现对 Q_1 、 Q_4 结电容的充放电,即无法实现ZVS。当 $I_1 < -I_{ZVS}$ 时,FSBB变换器的充能和复位时间将会变得更长,不利于传输功率,因此电感电流有效值和峰值将会变得更大。因此,当 $I_1 = -I_{ZVS}$ 时,此时电感电流有效值和峰值最小,又能实现ZVS。其他开关管同理。

假定4个开关管的输出电容相等,即 $C_{oss-1} = C_{oss-2} = C_{oss-3} = C_{oss-4} = C_{oss}$,因此,为了确保 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 均能实现零电压开通(ZVS),必须满足特定的电感电流条件,在死区时间内实现ZVS条件为

$$I_{ZVS} = \frac{2C_{oss} \max\{U_{in}, U_{out}\}}{t_{dead}} \quad (8)$$

$$|I_1|, |I_2|, |I_3|, |I_4| \geq I_{ZVS} \quad (9)$$

I_1 、 I_2 、 I_3 、 I_4 的选取需满足上述限制条件,才能实现ZVS。

2 电感电流临界连续优化控制策略

下面将基于伏秒平衡和功率平衡分析得到 T_1 、 T_2 、 T_3 之间的约束关系,并验证 T_4 阶段的存在是不必要的。通过计算 T_1 、 T_2 、 T_3 ,提出了一种临界连续控制策略,优化了电感电流有效值和峰值。此外,针对输入电压接近输出电压时电感电流有效值和峰值较高的问题,通过设置最低频率解决了这个问题。

2.1 控制量 T_1 、 T_2 、 T_3 之间的约束关系

FSBB 变换器的电感电流波形多段式表达式为

$$i_L(t) = \begin{cases} I_1 + \frac{U_{in}}{L}t, & 0 < t \leq t_2 \\ I_1 + \frac{U_{in}}{L}t_2 + \frac{U_{in} - U_{out}}{L}t, & t_2 < t \leq t_4 \\ I_1 + \frac{U_{in}}{L}t_2 + \frac{U_{in}}{L}t_4 - \frac{U_{out}}{L}t, & t_4 < t \leq t_6 \\ I_1, & t_6 < t \leq t_8 \end{cases} \quad (10)$$

依据电感的伏秒平衡原理,可以推导出输入电压 U_{in} 、输出电压 U_{out} 与时间段 T_1 、 T_2 、 T_3 之间关系的表达式为

$$U_{in}(T_1 + T_2) = U_{out}(T_2 + T_3) \quad (11)$$

在功率从输入侧向负载传输的过程中,主要的阶段是 T_2 和 T_3 。在 T_2 、 T_3 阶段对电感电流进行积分,能够推导出输出功率的表达式

$$\begin{aligned} P_{out} &= \frac{1}{T_s} U_{out} \int_{t_2}^{t_6} i_L(t) dt \\ &= -\frac{I_1 U_{out}}{T_s} (t_6 + t_4) + \frac{U_{in} U_{out}}{T_s L} \left(t_4 t_6 - \frac{t_2^2}{2} - \frac{t_4^2}{2} \right) - \\ &\quad \frac{U_{out}^2}{2T_s L} (t_2^2 + t_6^2 - t_2 t_6) \end{aligned} \quad (12)$$

式(12)中: T_s 为开关周期。

2.2 不同模式下对功率传输的影响

在轻载时,传统四边形电感电流控制策略的电感电流工作在断续模式。当功率增加时 T_4 阶段的时长会随之减少,直到 T_4 阶段消失,电感电流进入临界连续模式,功率再增大则进入连续模式。 T_4 阶段和电感电流功率传输的关系图如图 4 所示,给出了 4 个典型的电感电流随功率变化波形。

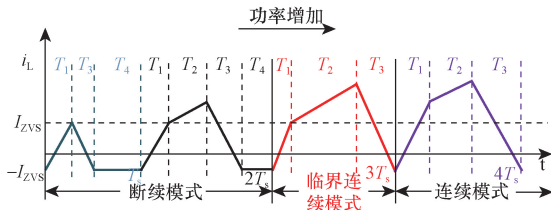


图 4 电感电流与功率关系图

Fig. 4 Inductor current vs power diagram

如图 5 所示,在输出为额定电压 48 V 时,给定不同输入电压, T_4 随功率的变化曲线。如图 5 所示,随着功率的增加, T_4 逐渐减少至 0; 并且输入电压与输出电压压差越小, T_4 的下降速度越快。

由于 T_4 阶段不涉及功率传输,导致电感电流的有效值和峰值升高,因此提出了一种 BCM 控制策略。这种策略去除了 T_4 阶段,与传统控制策略相比,能有效降低电感电流的有效值和峰值,如图 6 所示。

临界连续模式是在传统四边形电感电流控制策略的基础上,由于续流阶段 $T_4 = 0$,只需要用 T_3 结束的负电流 $-I_{ZVS}$ 触发下一个周期的导通即可。

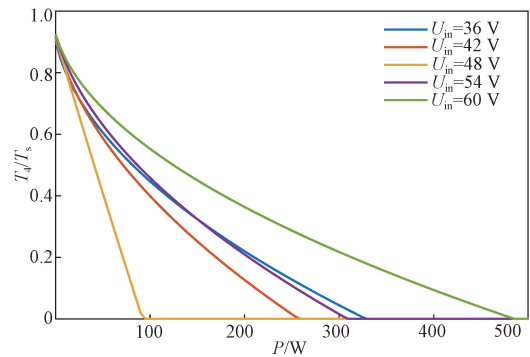
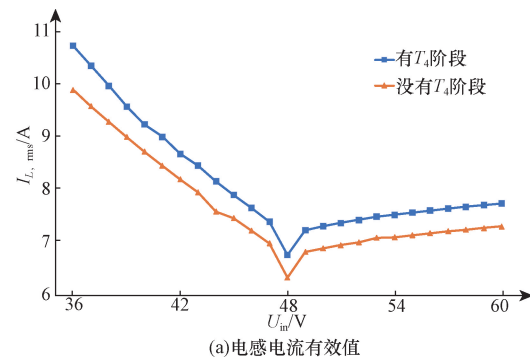
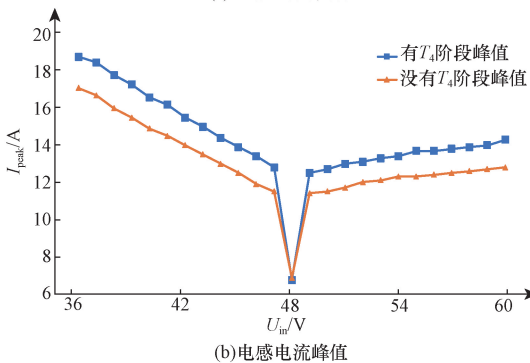


图 5 不同输入电压下 T_4 与输出功率关系

Fig. 5 The relationship between T_4 and output power at different input voltages



(a) 电感电流有效值



(b) 电感电流峰值

图 6 电感电流有效值和峰值

Fig. 6 The effective value and peak value of the inductor current

2.3 临界连续控制策略分析

2.3.1 降压模式

在 $U_{in} > U_{out}$ 时, $I_3 > I_2$, 为使开关管 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 能够实现零电压开通(ZVS), I_1 、 I_2 的值应分别为 $-I_{ZVS}$ 、 I_{ZVS} , 此时 T_1 为定值, 只需控制 T_2 和 T_3 , 通过增加 T_2 、 T_3 增加传输功率, 电感传输功率增加部分如图 8 所示粉色区域面积。 I_2 为实现 ZVS 最小电流, 表示为

$$I_2 = I_{ZVS} \quad (13)$$

由式(2)和图 7 可得电感电流变化率表达式为

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_{in}}{L} = \frac{I_{ZVS} - (-I_{ZVS})}{T_1} \quad (14)$$

由式(14)可得, T_1 的定值为

$$T_1 = \frac{2I_{ZVS}L}{U_{in}} \quad (15)$$

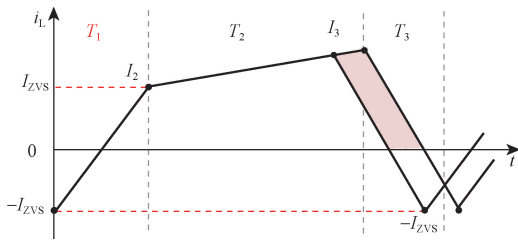


图 7 $U_{in} > U_{out}$ 时电感电流
Fig. 7 Inductor current of $U_{in} > U_{out}$

2.3.2 升压模式

在 $U_{in} < U_{out}$ 时, $I_2 > I_3$, 为使开关管 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 能够实现零电压开通(ZVS), I_1 、 I_3 的值应分别为 $-I_{ZVS}$ 、 I_{ZVS} , 此时 T_3 为定值, 此时只需控制 T_1 和 T_2 , 通过增加 T_1 、 T_2 增加传输功率, 电感传输功率增加部分如图 8 所示粉色区域面积。 I_3 为实现 ZVS 最小电流, 表示为

$$I_3 = I_{ZVS} \quad (16)$$

由式(6)和图 8 可得电感电流变化率的表达式为

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-U_{out}}{L} = \frac{-[I_{ZVS} - (-I_{ZVS})]}{T_3} \quad (17)$$

由式(17)可得, T_3 的定值为

$$T_3 = \frac{2I_{ZVS}L}{U_{out}} \quad (18)$$

2.3.3 临界等压模式

在 $U_{in} \approx U_{out}$ 时, 将 T_1 阶段增加 T_{u1} , 令 T_2 不变, T_1 与 T_3 相等, 通过增加 T_1 、 T_3 增加传输功率, 此时电感传输功率增加, 如图 9 所示粉色区域。此时 T_1 为增量, 表示为

$$T_1 = T_{1S} + T_{u1} \quad (19)$$

式(19)中: T_{1S} 为式(15)中的 T_1 。

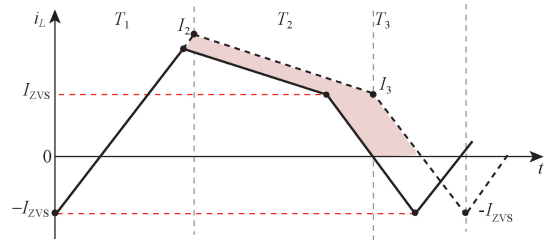


图 8 $U_{in} < U_{out}$ 时电感电流
Fig. 8 Inductor current of $U_{in} < U_{out}$

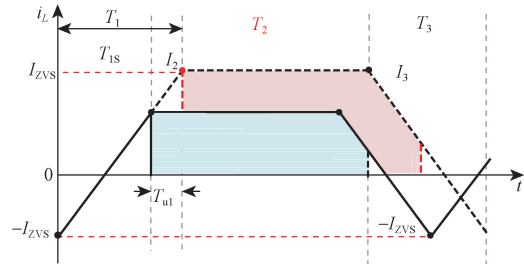


图 9 $U_{in} \approx U_{out}$ 时电感电流
Fig. 9 Inductor current of $U_{in} \approx U_{out}$

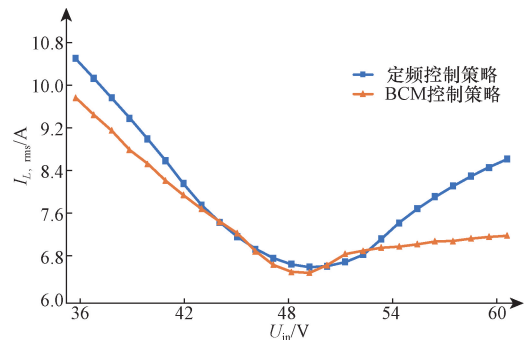
T_3 由平衡方程(11)可得

$$T_3 = \frac{(T_1 + T_2)U_{in} - T_2U_{out}}{U_{out}} \quad (20)$$

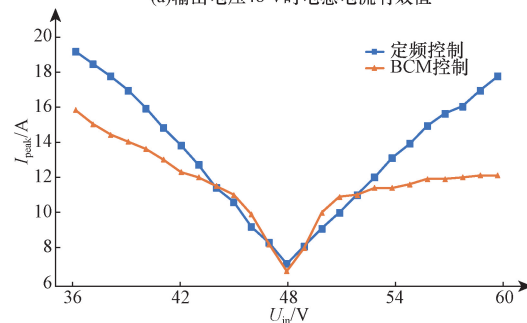
2.4 改进型 BCM 控制策略分析

2.4.1 BCM 控制策略存在的问题

如图 10 所示, BCM 控制策略在输入电压远离额定输出电压 48 V 时, 相比于传统定频控制策略, 可



(a) 输出电压 48 V 时电感电流有效值



(b) 输出电压 48 V 时电感电流峰值

图 10 不同控制策略下的电感电流有效值和峰值
Fig. 10 The effective value and peak value of the inductor current under different control schemes

以明显降低电感电流的有效值和峰值;然而,在44 ~ 52 V 的输入电压区间内,电感电流的有效值和峰值的优化效果较差,因此需要对此问题进行进一步的优化处理。

在 BCM 变频控制策略的基础上,对输入电压与输出电压接近的模式改进,由此分析 BCM 变频控制策略下输入电压 36 ~ 60 V 对应的开关频率。如图 11 所示,可以看出在 36 ~ 48 V 区间,开关频率随电压升高逐渐下降,在 48 ~ 60 V 区间,开关频率随电压升高逐渐上升,整个开关频率呈现两边高中间低的情况。

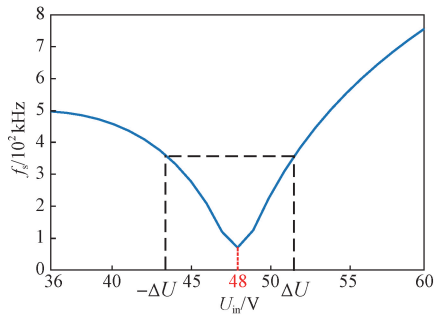


图 11 不同输入电压的开关频率

Fig. 11 Switching frequencies for different input voltages

2.4.2 改进型 BCM 控制策略

如果开关频率较低,会造成输出纹波大、动态响应慢等问题,所以当频率边界等于传统定频控制的开关频率 400 kHz,在两个电压区间取得 $\Delta U = \pm 4$ V,即 44 ~ 52 V 输入电压时,BCM 变频控制转为 T_2 不变的简化定频控制。

由图 12 所示随着 T_2 增加,一个开关周期传送的负载电流增加,一直到 T_4 恰好消失,这个临界的 T_2 为 T_{2max} 。在临界点有

$$T_1 + T_{2max} + T_3 = T_s \quad (21)$$

由式(13)、式(16)和伏秒平衡方程(11)可求解出 T_{2max} [2] 为

$$T_2 = T_{2max} = \frac{U_{in} U_{out} T_s - 2I_{ZVS} L (U_{in} + U_{out})}{\max\{U_{in}^2, U_{out}^2\}} \quad (22)$$

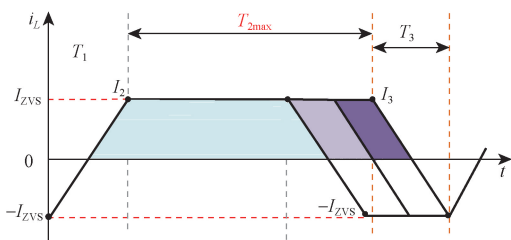


图 12 T_2 随功率增加电感电流

Fig. 12 T_2 increases the inductor current with power

T_1 和 T_3 由 PI 生成 T_{u1} 和伏秒平衡方程(8),可得 T_1 和 T_3 方程为

$$T_1 = T_{1s} + T_{u1} \quad (23)$$

$$T_3 = T_{3s} + T_{u1} \quad (24)$$

式中: T_{1s} 、 T_{3s} 为式(15)、式(18)中的 T_1 、 T_3 。

2.5 改进型 BCM 控制的闭环系统构建

改进 BCM 控制流程如图 13 所示,采样输入输出电压,然后比较输入输出电压是否满足 $|U_{in} - U_{out}| \leq \Delta U$,满足则工作在等压模式;若不满足再判断变换器工作在升压还是降压模式。可由不同模式对应的关系式得出 T_1 、 T_2 。当输入输出电压不满足 $|U_{in} - U_{out}| \leq \Delta U$ 时, T_2 的大小由 PI 计算给定为 T_{u2} ,输入输出电压满足 $|U_{in} - U_{out}| \leq \Delta U$ 时, T_1 的大小由 PI 计算给定为 $T_{s1} + T_{u1}$,使变换器工作在改进型 BCM 模式。

控制系统的框架图如图 14(a) 所示,其中,临界连续控制算法将输入电压、输出电压和 PI 调节器的 3 个输出送入最小 $I_{L,rms}$ 模块,以确定最优控制时间段 T_1 和 T_2 ,实现 Q_3 、 Q_2 的零电压开通。控制时间段 T_3 是通过负电流检测来设定的,以实现 Q_1 、 Q_4 的零电压开通。如图 14(b) 所示,在 T_3 时间段内,流过 Q_2 开关管的电流可以通过采样电阻产生的压降来实时监测,这个压降与预设的 I_{ZVS} 值分别连接到比较器的同相端和反相端。当流过 Q_2 开关管电流大于 I_{ZVS} 时,给 Q_3 开关管一个关断信号,产生一个正脉冲如图 14(c) 所示,即可触发下个周期的 Q_1 开关管导通。

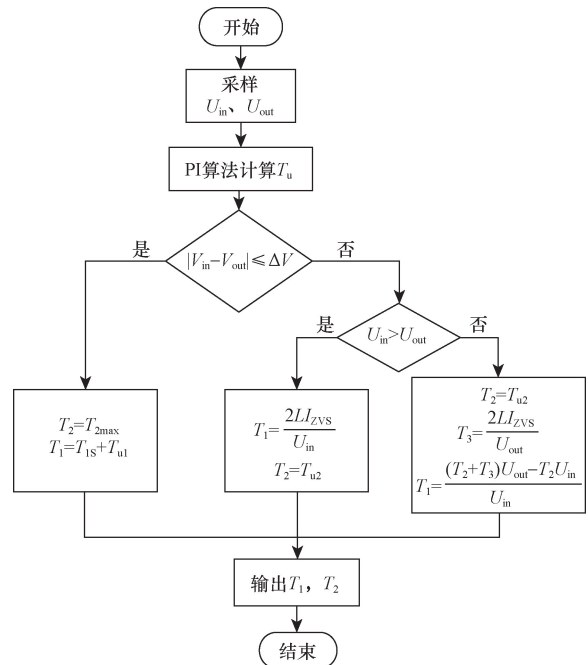


图 13 改进 BCM 控制流程图

Fig. 13 Improved BCM control flow charts

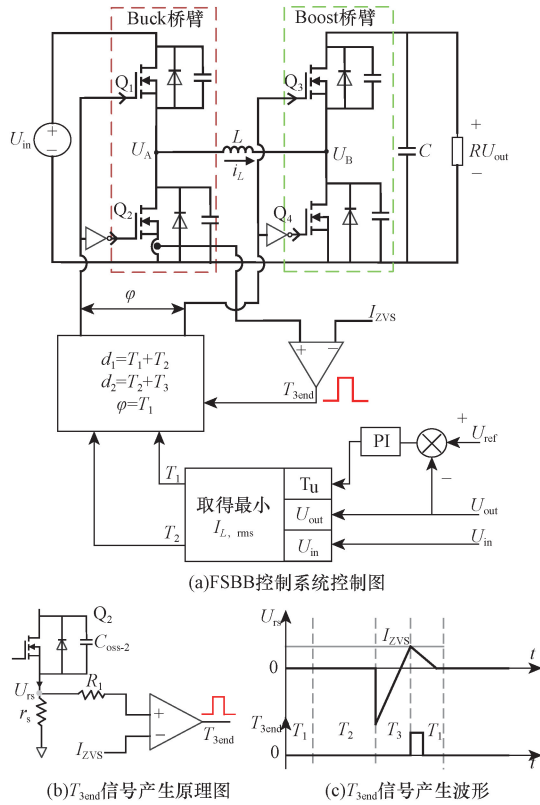


图 14 改进型 BCM 控制策略的闭环控制图

Fig. 14 Closed-loop control chart of the improved BCM control strategy

使用负电流触发电路的目的是使 FSBB 变换器能在 $i_L = -I_{ZVS}$ 时, 进入下一个周期开始工作, 在实现 ZVS 的同时使 T_4 阶段为零。此外, 能提高系统稳定性, 改善动态响应。

3 仿真验证

为了验证临界连续模式下控制策略的可行性, 本研究利用 Simulink 搭建了仿真模型。电路的仿真参数详见表 1。

在满载条件下, 改进 BCM 控制策略和定频控制策略的效果对比如图 15 所示, 可看出改进 BCM 控制策略电感电流有效值和峰值都有一定的减小, 因此改进型 BCM 控制策略优化了电感电流有效值和峰值。

如图 16 所示, 给出了当输入电压 U_{in} 为 36、48 和

表 1 电路仿真参数

Table 1 Circuit simulation parameters

参数	数值
输入电压范围 U_{in}/V	36 ~ 60
输出电压 U_{out}/V	48
额定功率 P_o/W	300
电感 $L/\mu H$	1.0
开关频率 f_s/kHz	400 ~ 800
输出滤波电容 $C/\mu F$	40
电阻负载 R/Ω	8.0

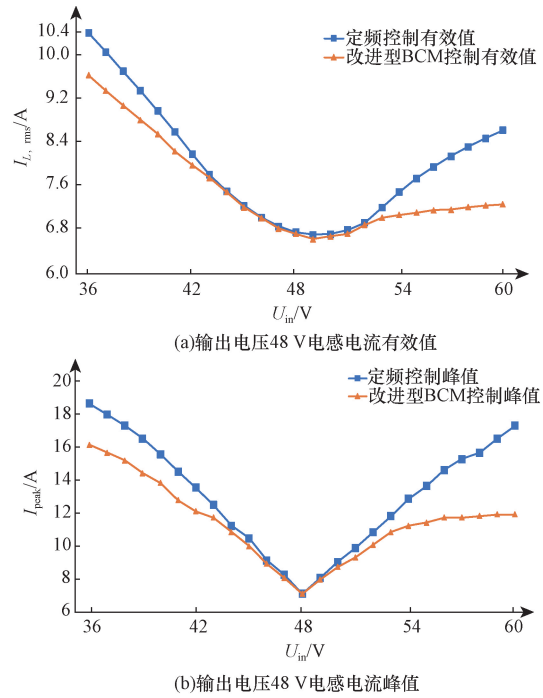


图 15 不同控制方案下的电感电流有效值和峰值
Fig. 15 The effective value and the peak value of the inductor current under different control schemes

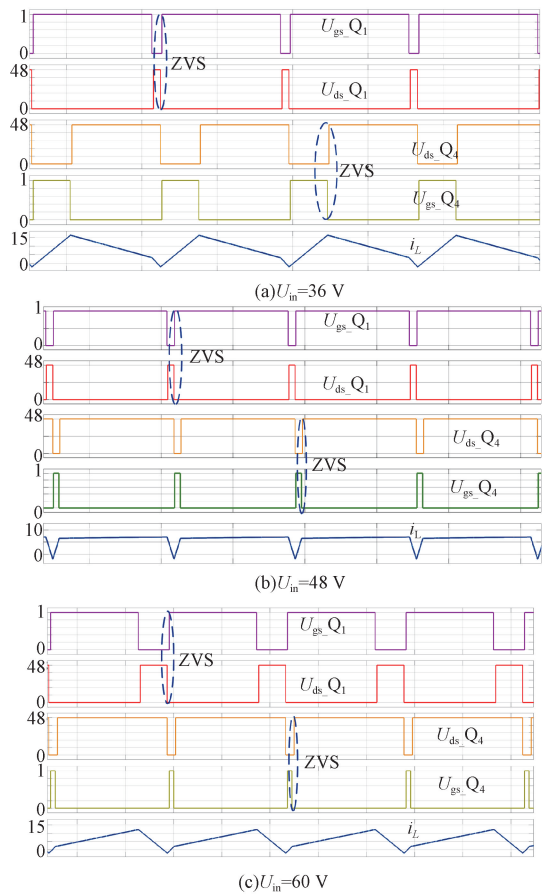


图 16 FSBB 变换器满载稳态波形

Fig. 16 The FSBB converter is fully loaded with a steady-state waveform

60 V 时,FSBB 变换器在满载条件下的稳态仿真波形。其中, U_{gs_Q1} 和 U_{ds_Q1} 为功率开关 Q_1 的驱动信号和漏源电压, U_{gs_Q4} 和 U_{ds_Q4} 为功率开关 Q_4 的驱动信号和漏源电压, i_L 为电感电流。 Q_1 和 Q_4 的漏源电压在导通之前衰减到零,因此 Q_1 和 Q_4 实现了零电压开通; Q_2 和 Q_3 实现零电压开通的方式是一样的。此外,在满载条件下,当输入电压为36、48和60 V 时,FSBB 变换器都工作在 BCM 模式下。

如图 17(a)给出了负载从空载 0 切满载 100% 瞬变时的输出电压和电感电流。输出电压的稳定时间约为 380 μs 。如图 17(b)给出了负载从满载 100% 切空载 0 瞬变时的输出电压和电感电流。输出电压的稳定时间约为 400 μs 。输出电压的过冲在 5% 以内。FSBB 变换器在负载突变时具有较好的响应性能和稳定性。

在满载条件下,输出电压为 48 V,输入电压由 42 V 切到 54 V 时的输出电压和电感电流,如图 18 所示,此时输出电压的过冲电压为 0.38 V,输出电压的稳定时间约为 200 μs 。由电感电流波形图可以看出突变前为降压模式,突变后为升压模式。输出电压和电感电流的波动很小,且均能快速恢复稳态,说明所提控制策略具有较好的动响应能力。

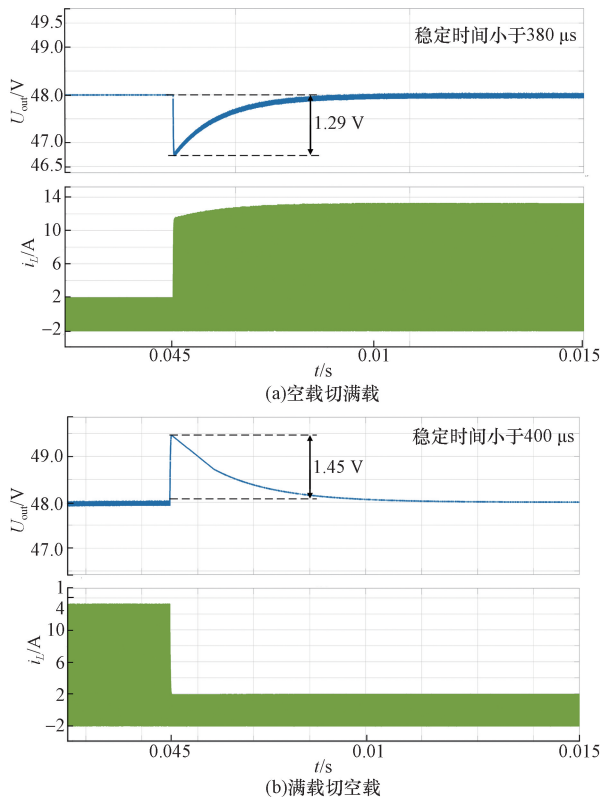


图 17 负载瞬变时的电感电流和输出电压波形
Fig. 17 Inductor current and output voltage waveforms during load transients

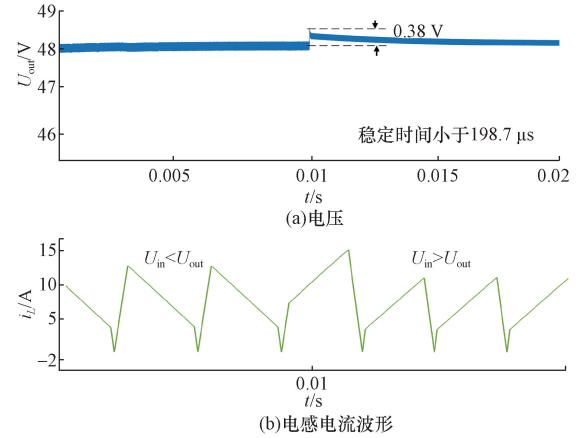


图 18 输入电压瞬变输出电压和电感电流波形
Fig. 18 Output voltage and inductor current waveforms during input voltage transients

4 结论

本文提出了一种 FSBB 变换器电感电流临界连续控制策略。该策略不同于传统的四边形电感电流控制策略,其核心在于将不传输功率的续流阶段缩短至零,从而提升了变换器的效率与性能。在临界连续控制策略下,FSBB 变换器成功解决了因续流阶段存在而导致的电感电流有效值及峰值过高的问题,这不仅有助于减少能量损耗,还提升了系统的整体稳定性和可靠性。

进一步地,验证了该控制策略在 FSBB 变换器全工况下的有效性,实现了所有开关管在开关过程中的零电压开通。FSBB 变换器在全电压范围内的电感电流有效值和峰值都有明显的降低,在切载和突变实验中有良好的动态响应能力。

针对 FSBB 变换器的电感电流有效值和峰值较高问题,提出了一种 BCM 控制策略。虽然在电感电流优化方面取得了一定的研究成果,但开关电源设计跨多领域,相关内容需深入研究解决。比如优化控制算法,进一步降低控制复杂度与成本,提高高精度算法在低成本通用数字控制器上的可实现性等。

参考文献

- [1] 贾平,周鸿喜,冷旭东,等. 新型柔性通信电源系统的研究与应用[J]. 电力信息与通信技术, 2021, 19(11): 117-122.
Jia Ping, Zhou Hongxi, Leng Xudong, et al. Research and application of new flexible communication power supply system[J]. Electric Power Information and Communication Technology, 2021, 19(11): 117-122.
- [2] Tian L, Wu X, Jiang C, et al. A simplified real-time digital control scheme for ZVS four-switch Buck-Boost with low inductor current [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(8): 7920-7929.

- [3] Liu E F, Xu J, Chen Z, et al. A multi-frequency PCCM ZVS modulation scheme for optimizing overall efficiency of four-switch Buck-Boost converter with wide input and output voltage ranges[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(12): 12431-12441.
- [4] Zhou Z, Li H, Wu X. A constant frequency ZVS control system for the four-switch Buck-Boost DC-DC converter with reduced inductor current[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 5996-6003.
- [5] Kasper M, Bortis D, Kolar J W. Classification and comparative evaluation of PV panel-integrated DC-DC converter concepts [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(5): 2511-2526.
- [6] 节帅. 高效率非隔离四开关 Buck-Boost 变换器的研究与设计 [D]. 成都: 西南交通大学, 2018.
Jie Shuai. Research and design of high-efficiency non-isolated four-switch Buck-Boost converter [D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2018.
- [7] 康家玉, 陈旭阳, 刘甲琛, 等. 基于四开关 Buck-Boost 的三模式平滑切换控制策略 [J]. 科学技术与工程, 2019, 19(33): 193-199.
Kang Jiayu, Chen Xuyang, Liu Jiachen, et al. Three-mode smooth switching control strategy based on four switch Buck-Boost[J]. Science Technology and Engineering, 2019, 19(33): 193-199.
- [8] 任林涛, 汪飞, 肖杨婷, 等. 四开关 Buck-Boost 变换器研究综述 [J]. 电气工程学报, 2023, 18(2): 52-69.
Ren Lintao, Wang Fei, Xiao Yangting, et al. Review of four-switch Buck-Boost converter[J]. Journal of Electrical Engineering, 2023, 18(2): 52-69.
- [9] 王红斌, 陈奥博, 薛云涛, 等. 基于图形化方法的四开关 Buck-Boost 变换器模式平滑切换策略研究 [J]. 电源学报, 1-14 [2024-12-27]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20230309.0948.002.html>.
- Wang Hongbin, Chen Aobo, Xue Yuntao, et al. Research on mode smooth switching strategy of four-switch Buck-Boost converter based on graphical method [J]. Journal of Power, 1-14 [2024-12-27]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20230309.0948.002.html>.
- [10] 方天治, 王愿, 张惠丽, 等. 四管 Buck-Boost 变换器的改进型三模式变频软开关控制策略 [J]. 电工技术学报, 2021, 36(21): 4544-4557.
Fang Tianzhi, Wang Yuan, Zhang Huili, et al. Improved three-mode inverter soft switching control strategy for four-tube Buck-Boost converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(21): 4544-4557.
- [11] 李海燕. 高频高效四开关 Buck-Boost 变换器控制策略研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2018.
Li Haiyan. Research on control strategy of high-frequency high-efficiency four-switch Buck-Boost converter [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2018.
- [12] Fang J, Ruan X, Huang X, et al. A PWM plus phase-shift control for four-switch Buck-Boost converter to achieve ZVS in full input voltage and load range[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(12): 12698-12709.
- [13] Xia K, Li Z, Qin Y J, et al. Minimising peak current in boundary conduction mode for the four-switch buck-boost DC/DC converter with soft switching [J]. IET Power Electronics, 2019, 12(4): 944-954.
- [14] 刘琦, 时雷雷, 徐奇, 等. 四开关升降压变换器高效控制策略研究与设计 [J]. 中国电机工程学报, 1-13 [2024-12-27]. <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.231719>.
Liu Qi, Shi Leilei, Xu Qi, et al. Research and design of efficient control strategy of four-switch Buck-Boost converter[J]. Proceedings of the CSEE, 1-13 [2024-12-27]. <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.231719>.