

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.210654

# 四开关 Buck-Boost 变换器的多模式模型预测控制策略

吴 岩 王 玮 曾国宏 吴学智 唐 芬  
(国家能源主动配电网技术研发中心(北京交通大学) 北京 100044)

**摘要** 四开关 Buck-Boost 变换器具有多种工作模式,适用于宽电压范围变换的场合,如何选择适合的工作模式以及实现平滑的模式切换是其需要解决的关键问题。该文提出一种四开关 Buck-Boost 变换器的多模式模型预测控制策略,根据电压变换需求确定了四种工作模式,在传统 Buck 和 Boost 模式的基础上加入两种扩展模式,消除 Buck 和 Boost 模式在输入电压和输出电压接近时存在的控制死区,利用模型预测控制方法的预测机制实现各工作模式的电流预测控制,同时,根据下一控制周期内不同工作模式的占空比预测结果,选择最适合的工作模式。仿真和实验结果表明,所提控制策略可以有效地选择四开关 Buck-Boost 变换器最适合的工作模式以及实现较平滑的模式切换,而且具有良好的动态响应性能。

**关键词:** 四开关 Buck-Boost 多工作模式 模型预测控制 模式切换

**中图分类号:** TM46

## Multi-Mode Model Predictive Control Strategy for the Four-Switch Buck-Boost Converter

Wu Yan Wang Wei Zeng Guohong Wu Xuezhi Tang Fen

(National Active Distribution Network Technology Research Center Beijing Jiaotong University  
Beijing 100044 China)

**Abstract** The four-switch Buck-Boost converter can operate in multiple operating modes, which is suitable for wide voltage range conversion occasions. How to choose a suitable operating mode and achieve smooth mode switching is the key issue to be solved. In this paper, a multi-mode model predictive control (MPC) strategy for the four-switch Buck-Boost converter was proposed. According to the voltage conversion requirements, four operating modes of the converter were determined. On the basis of the traditional Buck and Boost modes, two extended modes were adopted to eliminate the control dead zone that existed in the Buck and Boost modes when the input voltage was close to the output voltage. The predictive mechanism of the model predictive control method was used to realize the predictive current control of each operating mode, and at the same time, the most suitable operating mode was selected according to the duty cycle prediction results of different operating modes in the next control cycle. Simulation and experimental results demonstrate that the proposed control strategy can effectively select the most suitable operating mode of the four-switch Buck-Boost converter and achieve smoother mode switching, and has better dynamic response performance.

中央高校基本科研业务费专项资金项目(2021YJS161)和中国南方电网有限责任公司科技项目(090000KK52180116)资助。

收稿日期 2021-05-08 改稿日期 2021-10-25

**Keywords:** Four-switch Buck-Boost, multiple operating modes, model predictive control, mode switching

## 0 引言

随着光伏、储能等直流型分布式电源的发展和应用,以及越来越多的直流负荷在用电终端接入,低压直流微电网以及低压直流配电系统得到了越来越多的关注和发展<sup>[1-2]</sup>。DC-DC 变换器是常用的直流接口变换器,在低压直流微电网以及低压直流配电系统中发挥着重要作用<sup>[3]</sup>。四开关 Buck-Boost (Four Switch Buck-Boost, FSBB) 变换器是一种具有输入输出同极性、开关管电压应力小、既可以升压也可以降压等特点的双向 DC-DC 变换器<sup>[4-5]</sup>。相比于传统 DC-DC 变换器,FSBB 变换器更适合有宽范围电压变换需求的场合,因此,在储能接口变换器、光伏发电、直流供电系统等场合得到了较多应用。

FSBB 变换器由于其拓扑特点,可以实现 Buck、Boost 和 Buck-Boost 变换器的功能<sup>[6-7]</sup>。对于其控制方法,虽然可以采用 Buck-Boost 单模式控制方法实现升降压控制,但其效率较低。现有研究主要分为两种模式和三种模式控制方法。在两种模式控制中,当 FSBB 变换器的输出电压低于输入电压时,使其工作在 Buck 模式;当输出电压高于输入电压时,使其工作在 Boost 模式<sup>[8-9]</sup>。但当输入和输出电压比较接近时,两种模式控制会出现模式频繁切换的问题,容易导致控制不稳定和输出纹波较大,而且实际开关管存在最大/最小占空比限制,使得在输入和输出电压接近时存在控制死区,电压变换不能连续<sup>[10-11]</sup>。文献[9]针对 FSBB 变换器提出一种双沿调制的三种模式控制策略,在 Buck 模式和 Boost 模式之间加入 Buck-Boost 模式,避免了两种模式控制中输入和输出电压接近时模式频繁切换的问题。文献[12]提出一种基于平均电流控制的三种模式控制策略,通过输入电压检测单元来检测输入电压,并以此控制调制信号的偏置电压,进而实现三种模式的切换控制,但这种方法需要额外的模式检测单元,并且对模式切换检测的准确性要求较高。文献[13]提出一种基于双载波调制的三种模式控制策略,采用具有交叠区的双载波调制策略实现三种模式的切换控制,其三种模式均采用 PI 双环控制,如果每种模式采用独立的 PI 控制器,则需要分别调节三种模式的控制参数,但如果三种模式共用一组 PI 控制器,有的模式

可能因此会降低部分动态性能,因此,控制参数设计和整定比较复杂。FSBB 变换器的电压比由两个桥臂的开关管占空比决定,文献[14-15]采用固定 FSBB 变换器某一桥臂开关管占空比的方式,避免了两模式控制方法在输入和输出电压接近时容易出现控制死区的问题。文献[16]提出的 FSBB 变换器控制策略中,以最小化功率损耗为目标建立优化模型,需要同时优化开关管的开关频率和占空比,其控制策略比较复杂,不利于实际应用。

近年来,模型预测控制 (Model Predictive Control, MPC) 在电力电子变换器控制领域得到了较多应用,具有动态响应快、设计简单等优点<sup>[17-21]</sup>。文献[22]将有限控制集模型预测控制 (Finite Control Set MPC, FCS-MPC) 应用到级联式双向 DC-DC 变换器的控制中,提高了动态响应速度,但 FCS-MPC 存在开关频率不固定的问题,可能导致电流纹波较大。文献[23]将连续控制集模型预测控制 (Continuous Control Set MPC, CCS-MPC) 应用到 DC-DC 变换器的控制中,实现了定频控制,也具备较快的动态响应。如果将 MPC 应用到 FSBB 变换器的控制中:一方面, MPC 的预测机制可以提升动态性能;另一方面,利用 MPC 预测 FSBB 变换器在不同工作模式下的系统状态,可以方便地选择最适合的工作模式,简化模式切换控制的工作。

针对 FSBB 变换器工作在宽电压范围时的控制问题,本文提出一种 FSBB 变换器的多模式模型预测控制策略,根据电压变换需求,在传统 Buck 和 Boost 两模式控制的基础上,在输入和输出电压接近时,增加两种由 Buck 和 Boost 拓展的工作模式,避免由于实际开关管占空比的限制而导致出现控制死区以及模式频繁切换的问题;利用 MPC 的预测机制实现四种工作模式下的电感电流预测控制,并根据不同工作模式的占空比预测结果,选择最适合的工作模式,实现不同模式之间的切换。最后,通过仿真和实验验证了所提控制策略的有效性。

## 1 四开关 Buck-Boost 变换器的工作原理

FSBB 变换器拓扑如图 1 所示,图中,  $S_1 \sim S_4$  为开关管,  $C_1$  和  $C_2$  分别为输入和输出侧电容,  $L$  和  $R_L$  分别为电感和电感电阻,  $R$  为负载电阻,  $i_L$  为电

感电流,  $i_o$  为输出电流,  $V_i$  为输入电压,  $V_o$  为输出电压。FSBB 变换器根据开关管的通断状态有四种工作模式, FSBB 变换器的工作模式如图 2 所示。

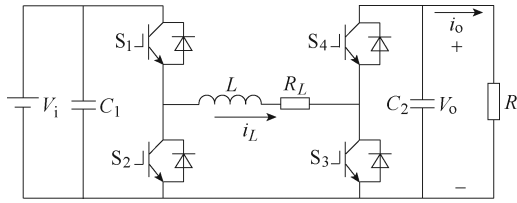


图 1 FSBB 变换器拓扑

Fig.1 Topology of the FSBB converter

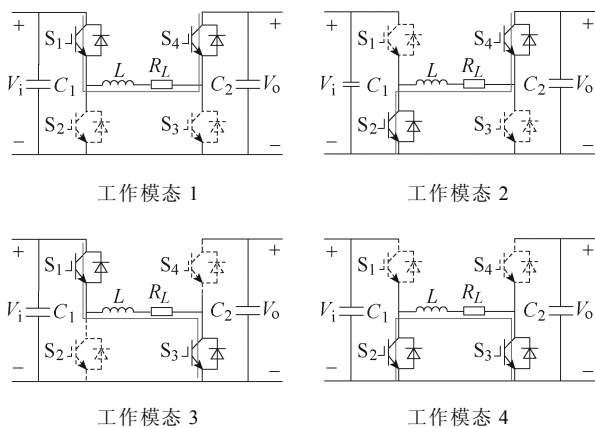


图 2 FSBB 变换器的工作模式

Fig.2 Operation modes of the FSBB converter

FSBB 变换器的连续时域数学模型如下。

(1) 当  $S_1$ 、 $S_2$  交替导通,  $S_3$  关断、 $S_4$  导通时

$$\begin{cases} \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_i(t)}{L}u_1(t) - \frac{V_o(t) + i_L(t)R_L}{L} \\ \frac{dV_o(t)}{dt} = \frac{i_L(t)}{C_2} - \frac{i_o(t)}{C_2} \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $u_1(t)$  由  $S_1$ 、 $S_2$  的开关状态决定, 当  $S_1$  导通、 $S_2$  关断时,  $u_1(t)=1$ ; 反之,  $u_1(t)=0$ 。

(2) 当  $S_3$ 、 $S_4$  交替导通,  $S_1$  导通、 $S_2$  关断时

$$\begin{cases} \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_i(t) - i_L(t)R_L}{L} - \frac{V_o(t)}{L}(1 - u_2(t)) \\ \frac{dV_o(t)}{dt} = \frac{i_L(t)}{C_2}(1 - u_2(t)) - \frac{i_o(t)}{C_2} \end{cases} \quad (2)$$

式中,  $u_2(t)$  由  $S_3$ 、 $S_4$  的开关状态决定, 当  $S_3$  导通、 $S_4$  关断时,  $u_2(t)=1$ ; 反之,  $u_2(t)=0$ 。

FSBB 变换器的电路拓扑可以分为两部分: 开关管  $S_1$  和  $S_2$  可以看作一个 Buck 单元; 开关管  $S_3$  和  $S_4$  可以看作一个 Boost 单元, 其中,  $S_1$  和  $S_3$  分别为 Buck 单元和 Boost 单元的主控管。在理想情况下, 输出电压  $V_o$  和输入电压  $V_i$  的电压增益为

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{d_1}{1 - d_2} \quad (3)$$

式中,  $d_1$  和  $d_2$  分别为  $S_1$  和  $S_3$  的占空比, 在宽输入电压范围的工况下, 通过调节  $d_1$  和  $d_2$  即可实现对输出电压的控制。当  $S_1$ 、 $S_2$  交替导通,  $S_3$  关断、 $S_4$  导通时, FSBB 变换器工作在 Buck 模式, 此时  $d_2=0$ ; 当  $S_1$  导通,  $S_2$  关断,  $S_3$  和  $S_4$  交替导通时, 其工作在 Boost 模式, 此时  $d_1=1$ ; 当  $S_1$ 、 $S_3$  同开同关,  $S_2$ 、 $S_4$  同开同关时, 其等效为 Buck-Boost 变换器, 此时  $d_1=d_2$ 。

## 2 四开关 Buck-Boost 变换器的多模式模型预测控制策略

FSBB 变换器可以工作在 Buck、Boost 等多种工作模式, 因此, 在宽电压范围的工况中, 为满足电压变换需求, 需要选择适合的工作模式。同时, 为了保证对输出电压连续稳定地控制, 需要消除由于开关管的最大/最小占空比限制而导致出现的控制死区, 以及避免 FSBB 变换器在不同模式之间频繁切换。

为此, 本文提出一种 FSBB 变换器的多模式 MPC 策略, 如图 3 所示。图中,  $V_{o,ref}$  和  $i_{L,ref}$  分别为电压外环和电流内环的指令值。根据电压变换需求, 划分了四种 FSBB 变换器的工作模式, 除了 Buck 和 Boost 模式之外, 针对输入和输出电压比较接近的工况, 在 Buck 和 Boost 模式之间加入中间模式。中间模式的电压增益存在  $d_1$  和  $d_2$  两个控制自由度, 使其控制相对更加复杂。为此, 中间模式采用单一自由度控制, 当需要升压控制时, 固定  $d_1$  为最大占空比, 只调节  $d_2$ , 可看作是 Boost 模式的延伸, 将其称为拓展 Boost (Extended Boost, E-Boost) 模式; 当需要降压控制时, 固定  $d_2$  为最小占空比, 只调节  $d_1$ , 可看作是 Buck 模式的延伸, 将其称为拓展 Buck (Extended Buck, E-Buck) 模式, 四种模式控制的示意图如图 4 所示, 图中,  $d_{1,max}$  和  $d_{1,min}$  分别为  $d_1$  的最大和最小值,  $d_{2,max}$  和  $d_{2,min}$  分别为  $d_2$  的最大和最小值。控制策略的外环为电压 PI 控制, 稳定输出电压, 并输出内环的电感电流指令; 内环为基于 CCS-MPC 的电感电流预测控制, 通过建立 FSBB 变换器四种工作模式的预测模型, 根据预测结果选择最适合的工作模式, 实现变换器的多模式切换和对电感电流指令的快速跟踪。采用基于 CCS-MPC 的电感电流预测控制具有以下优点: ①动态响应速度快; ②可以实现固定频率控制; ③利用 MPC 的预

测机制可以方便地选择当前最适合的工作模式，无需额外的模式切换检测。

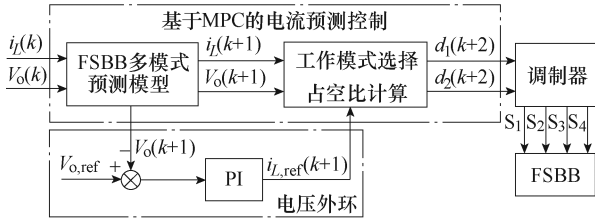


图 3 FSBB 变换器的多模式 MPC 策略

Fig.3 Multi-mode MPC strategy for FSBB converter

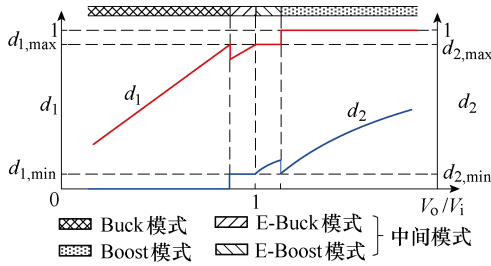


图 4 四种模式控制示意图

Fig.4 Schematic diagram of the four-mode control

## 2.1 预测模型

根据式 (1) 可以得到 FSBB 变换器 Buck 模式的离散域平均状态方程，并将其作为 Buck 模式的预测模型为

$$\begin{cases} i_L(k+1) = \left(1 - \frac{R_L T_s}{L}\right) i_L(k) - \frac{T_s}{L} V_o(k) + \frac{d_1(k) T_s}{L} V_i(k) \\ V_o(k+1) = V_o(k) + \frac{T_s}{C_2} i_L(k) - \frac{T_s}{C_2} i_o(k) \end{cases} \quad (4)$$

式中， $T_s$  为采样周期。

类似地，根据式 (2) 可以得到 FSBB 变换器 Boost 模式的预测模型为

$$\begin{cases} i_L(k+1) = \left(1 - \frac{R_L T_s}{L}\right) i_L(k) + \frac{V_i(k)}{L} T_s - \frac{V_o(k)(1-d_2(k))}{L} T_s \\ V_o(k+1) = V_o(k) + \frac{(1-d_2(k)) T_s}{C_2} i_L(k) - \frac{T_s}{C_2} i_o(k) \end{cases} \quad (5)$$

中间模式 E-Boost 和 E-Buck 作为 Boost 和 Buck 模式的延伸，其预测模型分别为

$$\begin{cases} i_L(k+1) = \left(1 - \frac{R_L T_s}{L}\right) i_L(k) + \frac{d_{1,max} V_i(k) - V_o(k)(1-d_2(k))}{L} T_s \\ V_o(k+1) = V_o(k) + \frac{(1-d_2(k)) T_s}{C_2} i_L(k) - \frac{T_s}{C_2} i_o(k) \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} i_L(k+1) = \left(1 - \frac{R_L T_s}{L}\right) i_L(k) - \frac{d_{2,max} T_s}{L} V_o(k) + \frac{d_1(k) T_s}{L} V_i(k) \\ V_o(k+1) = V_o(k) + \frac{d_{2,max} T_s}{C_2} i_L(k) - \frac{T_s}{C_2} i_o(k) \end{cases} \quad (7)$$

## 2.2 工作模式选择

合理地选择工作模式是 FSBB 变换器控制系统的重要工作之一，本文利用 MPC 的预测机制，根据各模式预测模型的预测结果，自动选择最适合当前工况的工作模式，进而确定开关管的占空比。

从电感电流纹波角度来看，Buck 和 E-Buck 模式的电感电流纹波以及 Boost 和 E-Boost 模式的电感电流纹波分别为

$$|\Delta i_{L,b(eb)}(k+1)| = \frac{V_o(k) + i_L(k) R_L}{L} (1 - d_1(k)) T_s \quad (8)$$

$$|\Delta i_{L,bo(ebo)}(k+1)| = \frac{V_i(k) - i_L(k) R_L}{L} d_2(k) T_s \quad (9)$$

式中， $\Delta i_{L,b(eb)}$ 、 $\Delta i_{L,bo(ebo)}$  分别为 Buck、E-Buck 模式及 Boost、E-Boost 模式的电感电流纹波。

结合图 4 可知，当给定电感电流指令时，在占空比限值范围内，如果 FSBB 变换器选择 Buck 或 E-Buck 模式均能够跟踪相同的电感电流指令，由于 Buck 模式下  $d_1$  更大，其纹波更小，而且开关动作次数也少于 E-Buck 模式，因此，优先选择 Buck 模式。同理，在 Boost 和 E-Boost 模式之间优先选择 Boost 模式。

在电感电流预测环节中，假设电感电流在一个采样周期就可以达到指令值  $i_{L,ref}$ ，分别将 FSBB 变换器四种工作模式的电感电流预测值  $i_L(k+1)$  代入式 (10)，可以分别得到下一周期变换器如果工作在 Buck、E-Buck、E-Boost 和 Boost 模式的占空比  $d_1(k+1)$  和  $d_2(k+1)$ ，表达式见表 1，表中， $M=1\sim 4$ ，分别表示 Buck、E-Buck、E-Boost 和 Boost 模式。为方便后文说明工作模式的选择过程，将上述四种模式的占空比分别记作  $d_{1,b}(k+1)$  和  $d_{2,b}(k+1)$ 、 $d_{1,eb}(k+1)$  和  $d_{2,eb}(k+1)$ 、 $d_{1,ebo}(k+1)$  和  $d_{2,ebo}(k+1)$ 、 $d_{1,bo}(k+1)$  和  $d_{2,bo}(k+1)$ 。

$$i_L(k+1) = i_{L,ref}(k+1) \quad (10)$$

由图 4 可以发现，相邻的两种工作模式在模式切换边界处电压增益近似相等，当 FSBB 变换器的工作点在模式切换边界附近时，容易出现模式频繁切换的情况，导致输出不稳定。为了尽量避免这种

表 1 FSBB 变换器四种工作模式的占空比

Tab.1 The duty cycles of the four operating modes of

FSBB converter

模式 $M$	占空比
Buck ( $M=1$ )	$\begin{cases} d_1(k+1) = \frac{L(i_{L,ref} - i_L(k)) + (V_o(k) + i_L(k)R_L)T_s}{V_i(k)T_s} \\ d_2(k+1) = 0 \end{cases}$
E-Buck ( $M=2$ )	$\begin{cases} d_1(k+1) = \frac{L(i_{L,ref} - i_L(k)) + (V_o(k)d_{2,max} + i_L(k)R_L)T_s}{V_i(k)T_s} \\ d_2(k+1) = d_{2,min} \end{cases}$
E-Boost ( $M=3$ )	$\begin{cases} d_1(k+1) = d_{1,max} \\ d_2(k+1) = \frac{L(i_{L,ref} - i_L(k)) - (V_i(k)d_{1,max} - V_o(k) - i_L(k)R_L)T_s}{V_o(k)T_s} \end{cases}$
Boost ( $M=4$ )	$\begin{cases} d_1(k+1) = 1 \\ d_2(k+1) = \frac{L(i_{L,ref} - i_L(k)) - (V_i(k) - V_o(k) - i_L(k)R_L)T_s}{V_o(k)T_s} \end{cases}$

不期望的模式切换发生, 在模式切换边界加入占空比滞环, 加入占空比滞环的四种模式控制示意图如图 5 所示, 图中,  $h_1$  和  $h_2$  为滞环宽度。

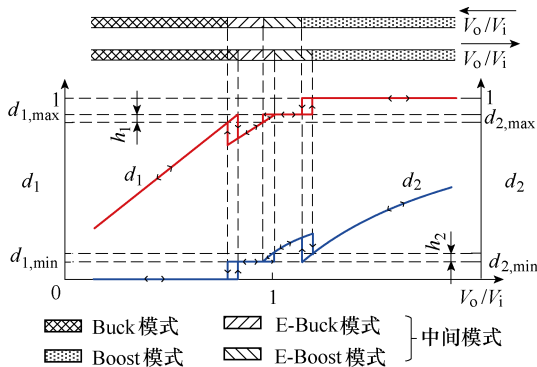


图 5 加入占空比滞环的四种模式控制示意图

Fig.5 Schematic diagram of the four-mode control with duty cycle hysteresis

根据 FSBB 变换器的预测模型得到下一周期四种模式的占空比后, 工作模式选择步骤如下:

(1) 当 Buck 模式的占空比  $d_{1,b}(k+1) \leq d_{1,max}$  时, 首先判断上一周期的工作模式是否为 E-Buck 模式, 如果不是, 则直接选择下一周期的工作模式为 Buck 模式; 如果是, 说明下一周期有可能发生 E-Buck 和 Buck 模式之间的切换, 为避免变换器当前的工作点在 Buck 和 E-Buck 的模式边界附近容易发生模式频繁切换, 此时, 加入占空比滞环, 如果  $d_{1,b}(k+1) \leq d_{1,max} - h_1$ , 则选择下一周期的工作模式为 Buck 模式; 否则, 仍为 E-Buck 模式。

(2) 当  $d_{1,b}(k+1) > d_{1,max}$  时, 如果 E-Buck 模式

的占空比  $d_{1,eb}(k+1) \leq d_{1,max}$ , 判断上一周期的工作模式是否为 E-Boost 模式, 如果不是, 则直接选择下一周期的工作模式为 E-Buck 模式; 如果是, 加入占空比滞环, 如果  $d_{1,eb}(k+1) \leq d_{1,max} - h_1$ , 则选择下一周期的工作模式为 E-Buck 模式; 否则, 仍为 E-Boost 模式。而当  $d_{1,eb}(k+1) > d_{1,max}$  时, 说明选择 Buck 或 E-Buck 模式已经不能达到电感电流指令值, 继续步骤 (3)。

(3) 当 Boost 模式的占空比  $d_{2,bo}(k+1) \geq d_{2,min}$  时, 判断上一周期的工作模式是否为 E-Boost 模式, 如果不是, 则直接选择下一周期的工作模式为 Boost 模式; 如果是, 加入占空比滞环, 如果  $d_{2,bo}(k+1) \geq d_{2,min} + h_2$ , 则选择下一周期的工作模式为 Boost 模式; 否则, 仍为 E-Boost 模式。而当  $0 < d_{2,bo}(k+1) < d_{2,min}$  时, 如果  $d_{2,eb}(k+1) \geq d_{2,min}$ , 则选择下一周期的工作模式为 E-Boost 模式。

通过上述控制过程, MPC 根据下一周期系统状态的预测结果可以提前选择最合适的工作模式。确定了下一周期的工作模式后, 由  $M$  记录所选择的工作模式的编号, 然后查询表 1 计算下一周期的占空比指令。

在上述四种模式的控制方法下, FSBB 变换器的电压增益如图 6 所示, 图中, 变量  $m$  ( $0 < m < 2$ ) 与  $d_1$  和  $d_2$  的关系如下: 在 Buck 模式中,  $m = d_1$ ; 在 E-Buck 模式中,  $m = d_1 + d_{2,min}$ ; 在 E-Boost 模式中,  $m = d_2 + d_{1,max}$ ; 在 Boost 模式中,  $m = d_2 + 1$ 。由图 6 可以看出, 当输入和输出电压接近时, 电压增益近似连续, 模式切换相对更加平滑, 不会发生较大跳变, 而且加入的占空比滞环可以避免在模式切换边界附近发生频繁的模式切换。

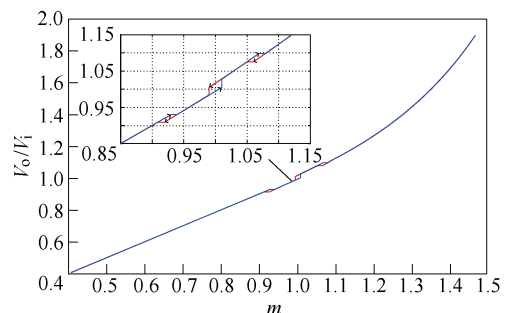


图 6 FSBB 变换器的电压增益

Fig.6 Voltage gain of the FSBB converter

### 2.3 控制延时补偿

在数字控制中, 采样、控制指令计算、开关动作更新等环节不可能同时完成, 从控制指令计算到开关动作更新存在约为一拍的控制延时<sup>[24]</sup>。控制延



时可能会造成控制偏差、产生脉动等问题，因此，在基于 MPC 的电流预测控制中需要对控制延时进行补偿。本文利用 MPC 的预测机制，采用超前预测一步的方式进行控制延时补偿，具体的做法是：当  $k$  时刻得到变换器的  $V_i(k)$ 、 $V_o(k)$ 、 $i_L(k)$  等采样信息后，根据上一周期工作模式的预测模型预测  $k+1$  时刻的系统状态  $V_o(k+1)$ 、 $i_L(k+1)$ ，然后利用这一步的预测状态进行电压外环的计算，得到电感电流指令，同时用它们代替表 1 中占空比表达式中的  $V_o(k)$ 、 $i_L(k)$ ，进而计算得到占空比指令  $d_1(k+2)$  和  $d_2(k+2)$ ，将超前一步的占空比指令  $d_1(k+2)$  和  $d_2(k+2)$  更新到  $k+1$  时刻的控制周期开关动作中，这样便降低了控制延时对控制效果的影响。

综上所述，本文所提控制策略的流程如图 7 所示。

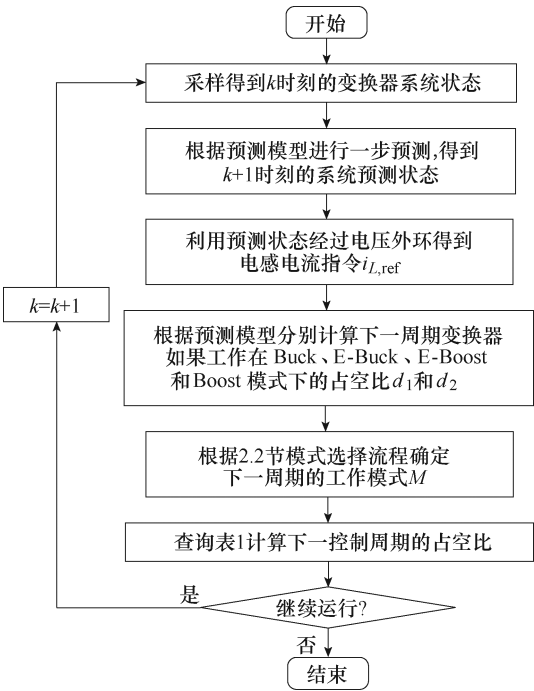


图 7 控制策略流程

Fig.7 Flowchart of the proposed control strategy

3 仿真和实验验证

为了验证所提控制策略的有效性，本文利用 Matlab/Simulink 搭建了 FSBB 变换器的仿真模型进行仿真证明，并搭建了实验平台进行实验验证，平台示意图如图 8 所示，仿真和实验的相关参数见表 2。为了验证和说明所提控制策略的控制效果和特点，设置对比控制策略为传统 PI 双闭环控制策略。

3.1 电感电流指令跟踪

给定内环电感电流指令，当电感电流指令发生阶跃变化时，采用所提控制策略和 PI 控制策略的仿

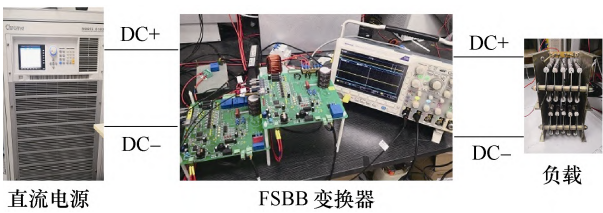


图 8 实验平台示意图

Fig.8 Schematic diagram of the experiment platform

表 2 主要参数

Tab.2 Main parameters

参 数	数 值
电感 $L/\text{mH}$	3.3
电感电阻 $R_L/\Omega$	0.4
输入/输出侧电容 $C_1, C_2/\mu\text{F}$	470
开关周期 $T_s/\mu\text{s}$	100
输出电压指令 $V_{o,\text{ref}}/\text{V}$	110
最大占空比 $d_{1,\text{max}}, d_{2,\text{max}}$	0.93
最小占空比 $d_{1,\text{min}}, d_{2,\text{min}}$	0.07
占空比滞环宽度 $h_1, h_2$	0.02

真结果如图 9 所示。输入电压为 130V，负载为 30Ω，采用所提控制策略时，电感电流指令从 2A 阶跃至 4A，电感电流可以在 3 个开关周期跟踪到给定值，而且基本没有超调。当采用 PI 控制策略时，电感电流跟踪到给定值的动态调节时间约为 1.1ms，存在超调。

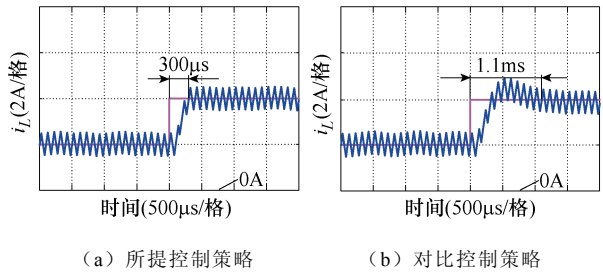


图 9 电感电流指令跟踪仿真结果

Fig.9 Simulation results of tracking the inductor current command

采用所提控制策略和 PI 控制策略的电感电流指令跟踪的实验结果如图 10 所示，可以看出，实验结果与仿真结果基本一致。PI 控制存在一定的滞后性，所提控制策略的电感电流预测控制由于其具有预测能力，对系统的状态变化有一定的超前感知能力，可以更快速地跟踪电感电流指令变化，而且基本没有超调。

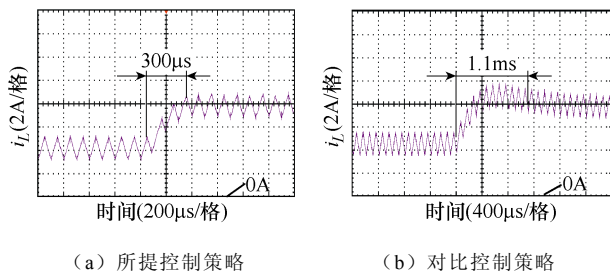
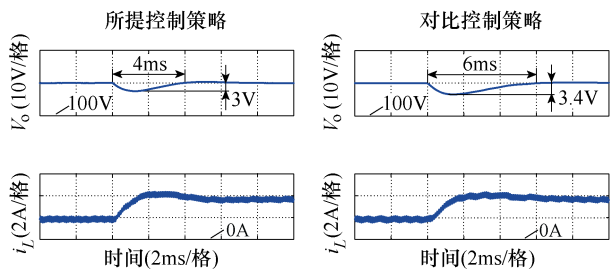


图 10 电感电流指令跟踪实验结果

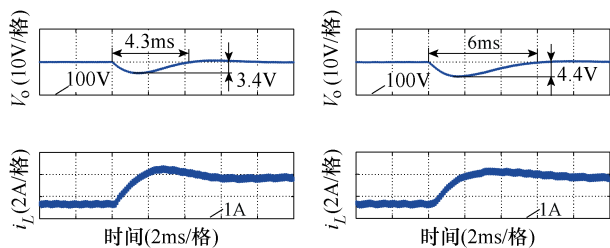
Fig.10 Experimental results of tracking the inductor current command

### 3.2 负载突变

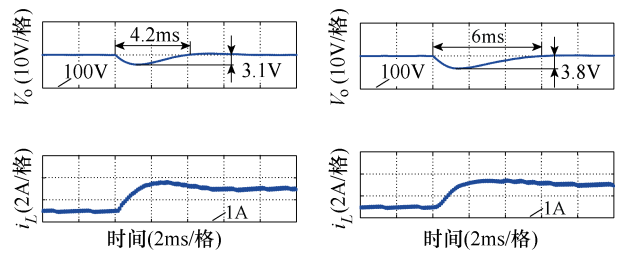
当负载发生阶跃突变时, 采用所提控制策略和 PI 双闭环控制策略的仿真结果如图 11 所示, 输出电压指令为 110V, 负载在运行中由 60Ω 突变为 30Ω。采用所提控制策略时, 图 11a 中, 输入电压为 130V, FSBB 变换器工作在 Buck 模式, 负载突变后, 输出电压和电感电流大约在 4ms 后到达新稳态, 在动态调节过程中, 输出电压跌落约 3V; 图 11b 中, 输入电压为 90V, FSBB 变换器工作在 Boost 模式, 负载突变后, 输出电压和电感电流大约在 4.3ms 后到达新稳态, 在动态调节过程中, 输出电压跌落约 3.4V; 图 11c 中, 输入电压为 110V, FSBB 变换器工作在中间模式, 负载突变后, 输出电压和电感电流大约在 4.2ms 后到达新稳态, 在动态调节过程中, 输出电压跌落约 3.1V。采用 PI 双闭环控制策略时, 在上述相同的三种工况下, 输出电压和电感电流均需要约 6ms 到达新稳态, 其间输出电压分别跌落约为 3.4V、4.4V 和 3.8V。



(a) Buck 模式



(b) Boost 模式

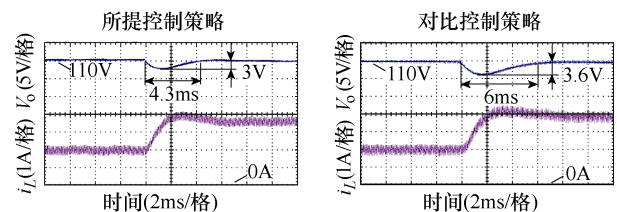


(c) 中间模式

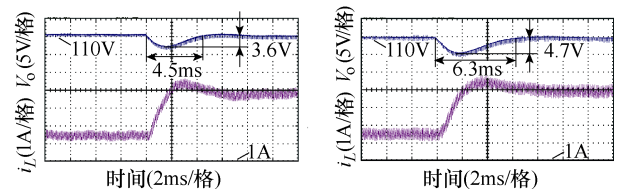
图 11 负载突变仿真结果

Fig.11 Simulation results of load sudden change

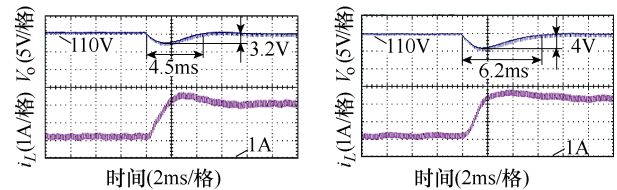
采用所提控制策略和 PI 双闭环控制策略的负载突变的实验结果如图 12 所示, 可以看出, 实验结果与仿真结果基本一致。综合仿真和实验结果可以说明, 当 FSBB 变换器在不同工作模式中发生负载突变或扰动时, 采用所提控制策略时, 负载变化对变换器的系统状态影响程度更小。



(a) Buck 模式



(b) Boost 模式



(c) 中间模式

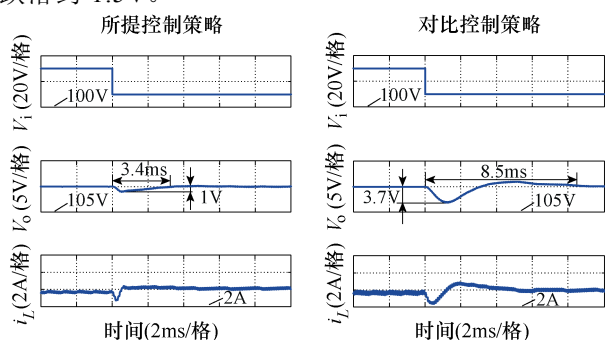
图 12 负载突变实验结果

Fig.12 Experimental results of load sudden change

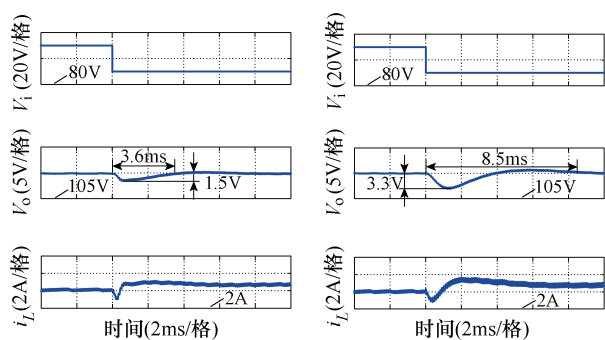
### 3.3 工作模式切换

采用所提控制策略和 PI 双闭环控制策略的工作模式切换的仿真结果 1 如图 13 所示, 当给定期望输出电压时, 如果输入电压在宽范围变化, FSBB 变换器可能在 Buck、Boost 或中间模式之间进行模式切换。输出电压指令为 110V, 负载为 30Ω, 在所提控制策略下, 当输入电压从 130V 阶跃到 110V 时,

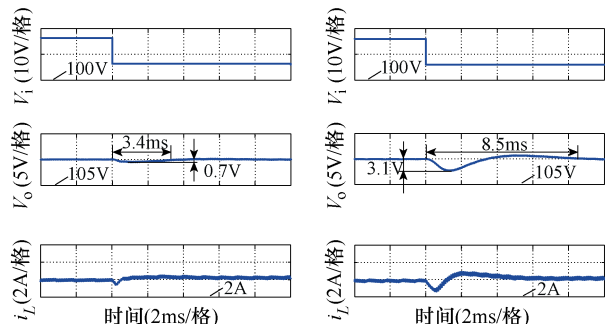
FSBB 变换器由 Buck 模式切换到中间模式,由图 13a 可以看出,输出电压和电感电流的动态调节时间约为 3.4ms,其间输出电压跌落约 1V;当输入电压从 110V 阶跃到 90V 时,FSBB 变换器由中间模式切换到 Boost 模式,由图 13b 可以看出,输出电压和电感电流的动态调节时间约为 3.6ms,其间输出电压跌落约 1.5V。



(a) Buck 模式切换至中间模式



(b) 中间模式切换至 Boost 模式



(c) 中间模式的降压模式切换至升压模式

图 13 工作模式切换仿真结果 1

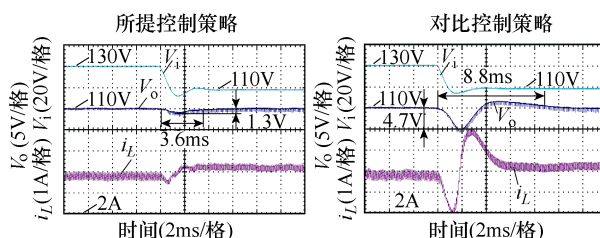
Fig.13 Simulation results 1 of operating modes switching

当输入电压从 117V 阶跃到 107V 时,根据所提控制策略,FSBB 变换器将从中间模式的 E-Buck 和 E-Boost 两种工作模式中进行选择,由图 13c 可以看出,输出电压和电感电流的动态调节时间约为 3.4ms,其间输出电压跌落约 0.7V。仿真中还可以发现,当输入电压为 117V 时,Buck 单元  $S_1$  的占空比  $d_1$  约为 0.91,Boost 单元  $S_3$  的占空比  $d_2$  为最小占

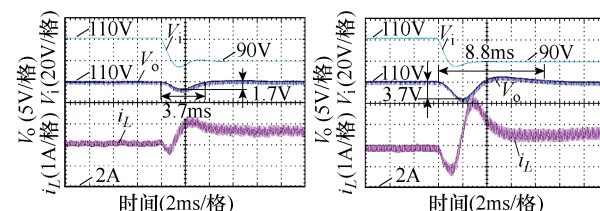
空比,此时变换器选择的工作模式为 E-Buck 模式;当输入电压为 107V 时,Buck 单元  $S_1$  的占空比  $d_1$  为最大占空比,Boost 单元  $S_3$  的占空比  $d_2$  约为 0.14,此时变换器选择的工作模式为 E-Boost 模式。

当采用 PI 双闭环控制策略时,在上述三种工况中,输出电压和电感电流的调节时间均约为 8.5ms,其间输出电压分别跌落约 3.7V、3.3V 和 3.1V。

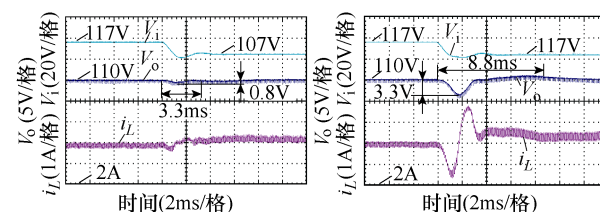
采用所提控制策略和 PI 双闭环控制策略的工作模式切换的实验结果 1 如图 14 所示,可以看出,实验结果与仿真结果基本一致。综合仿真和实验结果可以说明,当 FSBB 变换器进行工作模式切换时,采用所提控制策略可以更快速地调节到新稳态,而且在动态调节过程中,输出电压和电感电流的变化幅度均更小,模式切换过程相对更加平滑。



(a) Buck 模式切换至中间模式



(b) 中间模式切换至 Boost 模式



(c) 中间模式的降压模式切换至升压模式

图 14 工作模式切换实验结果 1

Fig.14 Experimental results 1 of operating modes switching

为了进一步说明所提控制策略的控制效果,与传统三种模式控制策略进行了对比。三种模式控制参考文献[9]中的控制方式,在中间模式中固定 Buck 单元占空比  $d_1$  为  $d_m$ ,只调节 Boost 单元占空比  $d_2$ 。由式(3)可知,在中间模式中,当  $d_1=d_m$  时,输入电压越高、 $d_2$  越小,为了保证  $d_2$  在动稳态调节过程中均不低于最小占空比限值,一般选择  $d_m=0.85$ 。



当 FSBB 变换器采用三种模式控制时, 控制策略同样采用两种, 分别为结合所提 MPC 策略的三种模式 MPC 策略和传统三种模式 PI 双闭环控制策略。输出电压指令为 110V, 负载为 30 $\Omega$ , 当输入电压变化时, 采用三种模式 MPC 策略和三种模式 PI 双闭环控制策略的模式切换仿真和实验结果 2 如图 15 和图 16 所示。采用四种模式控制策略的模式切换仿真和实验结果如图 13 和图 14 所示, 不同控制策略的实验结果对比见表 3, 可以看出, 发生工作模式切换时, 四种模式和三种模式控制策略的动态性能相差不大, 但由于 MPC 具有更快的动态响应, 而且结合 MPC 的预测机制可以超前选择最适合当前系统状态的工作模式, 因此, 结合 MPC 的控制策略在模式切换控制上的动态性能要优于 PI 双闭环控制策略。

四种模式和三种模式控制策略的主要区别在于

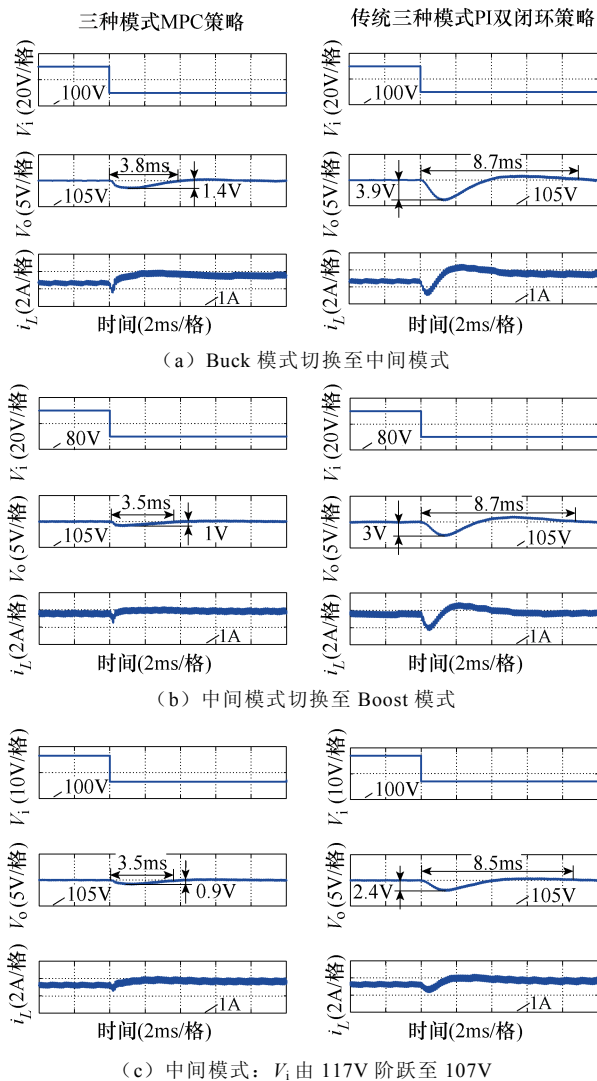


图 15 工作模式切换仿真结果 2

Fig.15 Simulation results 2 of operating modes switching

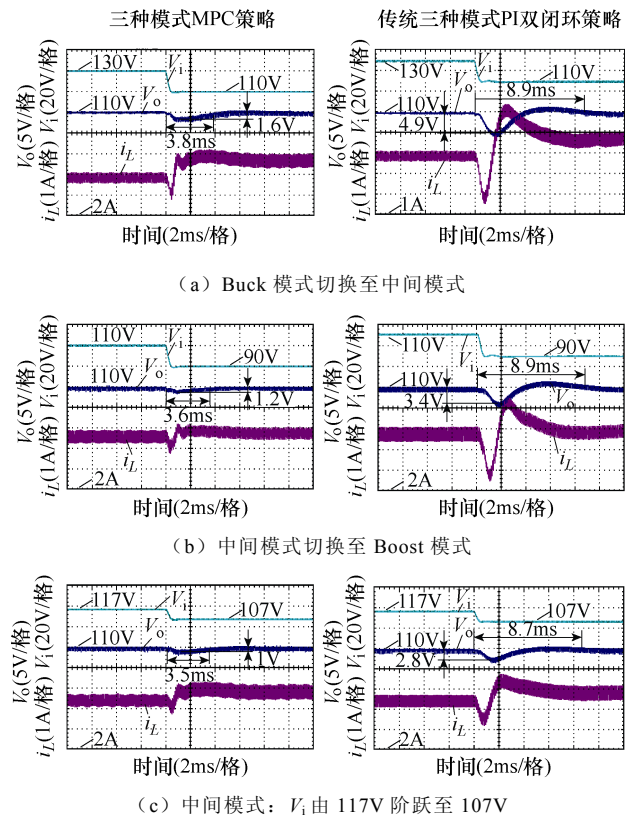


图 16 工作模式切换实验结果 2

Fig.16 Experimental results 2 of operating modes switching

表 3 不同控制策略在模式切换上控制效果的实验对比结果

Tab.3 Experimental comparison results of the control effects of different control strategies on mode switching

运行工况	动态过程	所提控制策略	四种模式 PI 双闭环策略	三种模式 MPC 策略	三种模式 PI 双闭环策略
$V_i$ 从 130V 阶跃至 110V	输出电压跌落/V	1.3	4.7	1.6	4.9
	调节时间/ms	3.6	8.8	3.8	8.9
$V_i$ 从 110V 阶跃至 90V	输出电压跌落/V	1.7	3.7	1.2	3.4
	调节时间/ms	3.7	8.8	3.6	8.9
$V_i$ 从 117V 阶跃至 107V	输出电压跌落/V	0.8	3.3	1.0	2.8
	调节时间/ms	3.3	8.8	3.5	8.7

当 FSBB 变换器的输入和输出电压接近时, 四种模式控制策略划分了 E-Boost 和 E-Buck 两种中间模式, 而三种模式控制策略只有一种中间模式, 其与 E-Boost 模式类似。在中间模式中, 相比于三种模式控制策略, 采用四种模式控制策略时, 占空比  $d_1$  和  $d_2$  更接近最大和最小占空比限值, 由式 (8) 和式 (9) 可知, 其电感电流纹波相对更小; 此时, 平均电感电流和平均输出电流的关系如式 (11) 所示, 在相同负载下, 采用四种模式控制策略时, 中间模

式的平均电感电流相对更小, 因此, 其损耗相对更小。图 17 和图 18 分别为采用四种模式和三种模式控制策略的中间模式稳态的仿真和实验结果, 可以看出, 当输入电压为 117V, 采用四种模式控制策略时, FSBB 变换器工作在 E-Buck 模式, 电感电流纹波约为 0.3A, 平均电感电流约为 3.94A; 而采用三种模式控制策略时, 电感电流纹波约为 0.52A, 平均电感电流约为 4.24A。当输入电压为 110V 时, 采用四种模式控制策略的电感电流纹波和平均电感电流同样相对更小。因此, 采用四种模式控制策略的中间模式的稳态特性相对更好。

$$I_L = \frac{I_o}{1-d_2} \quad (11)$$

式中,  $I_L$  为平均电感电流;  $I_o$  为平均输出电流。

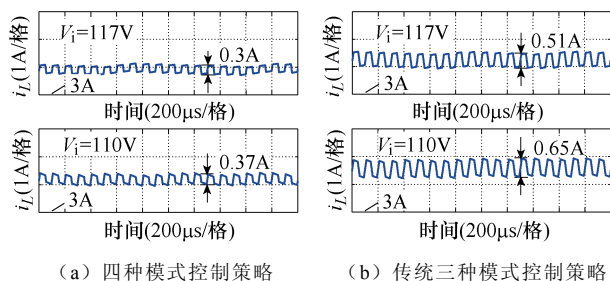


图 17 中间模式稳态仿真结果

Fig.17 Steady-state simulation results of the intermediate mode

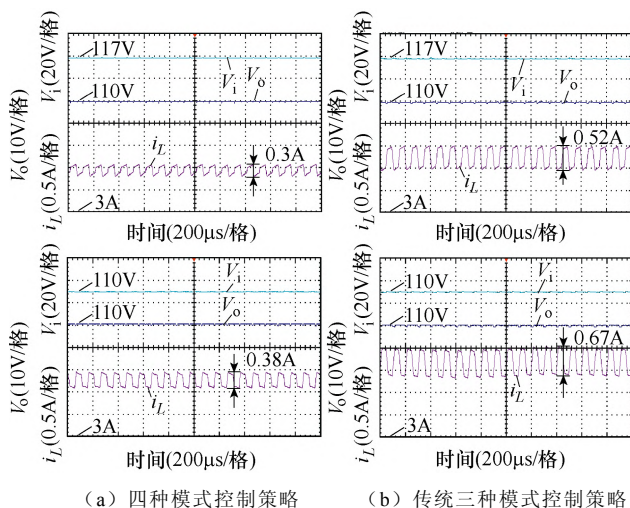


图 18 中间模式稳态实验结果

Fig.18 Steady-state experimental results of the intermediate mode

## 4 结论

本文针对 FSBB 变换器的控制死区和多模式切换控制的问题, 提出了一种 FSBB 变换器的多模式

模型预测控制策略。主要结论如下: 为了避免开关管的最大/最小占空比限制而存在电压控制死区, 根据电压变换需求, 确定了 Buck、E-Buck、E-Boost 和 Boost 四种工作模式, 在输入和输出电压接近时, 采用 E-Buck 或 E-Boost 模式, 消除了控制死区对电压变换的影响, 保证了 FSBB 变换器可实现宽范围的电压连续变换, 同时, 相比于传统控制方式, 平均电感电流和纹波相对更小; 利用 MPC 的预测机制实现了不同工作模式的电感电流预测控制, 根据变换器的电感电流指令和 MPC 方法预测下一控制周期工作在不同工作模式的占空比, 并根据预测结果选择最适合的工作模式; 最后, 仿真和实验结果表明, 所提控制策略提升了变换器的动态响应性能, 能够选择变换器最适合的工作模式, 并实现了较平滑的模式切换。

## 参考文献

- [1] 杨美辉, 周念成, 王强钢, 等. 基于分布式协同的双极直流微电网不平衡电压控制策略[J]. 电工技术学报, 2021, 36(3): 634-645.  
Yang Meihui, Zhou Niancheng, Wang Qianggang, et al. Unbalanced voltage control strategy of bipolar DC microgrid based on distributed cooperation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(3): 634-645.
- [2] 刘彦呈, 庄绪州, 张勤进, 等. 基于虚拟频率的直流微电网下垂控制策略[J]. 电工技术学报, 2021, 36(8): 1693-1702.  
Liu Yancheng, Zhuang Xuzhou, Zhang Qinjin, et al. A virtual current-frequency droop control in DC microgrid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(8): 1693-1702.
- [3] 王朝强, 曹太强, 郭筱瑛, 等. 三相交错并联双向 DC-DC 变换器动态休眠控制策略[J]. 电工技术学报, 2020, 35(15): 3214-3223.  
Wang Chaoqiang, Cao Taiqiang, Guo Xiaoying, et al. Dynamic dormancy control strategy of three-phase staggered parallel bidirectional DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(15): 3214-3223.
- [4] 李优新, 吴鹏, 刘剑彬, 等. 一种改进的四开关 Buck-Boost 变换器控制策略[J]. 电气传动, 2020, 50(8): 33-38.  
Li Youxin, Wu Peng, Liu Jianbin, et al. An improved

- control strategy of four switch Buck-Boost converter[J]. *Electric Drive*, 2020, 50(8): 33-38.
- [5] Zhou Zongjie, Li Haiyan, Wu Xinke. 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.
- [6] Wu K C, Wu H H, Wei C L. Analysis and design of mixed-mode operation for non-inverting Buck-Boost DC-DC converters[J]. *IEEE Transactions on Circuits & Systems II Express Briefs*, 2015, 62(12): 1194-1198.
- [7] Jia Leilei, Sun Xiaofeng, Zheng Zhiwen, et al. Multimode smooth switching strategy for eliminating the operational dead zone in noninverting Buck-Boost converter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(3): 3106-3113.
- [8] 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.
- [9] 任小永, 阮新波, 李明秋, 等. 双沿调制的四开关 Buck-Boost 变换器[J]. *中国电机工程学报*, 2009, 29(12): 16-23.  
Ren Xiaoyong, Ruan Xinbo, Li Mingqiu, et al. Dual edge modulated four-switch Buck-Boost converter[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2009, 29(12): 16-23.
- [10] Zhang Guidong, Yuan Jun, Yu S S, et al. Advanced four-mode-modulation-based four-switch non-inverting Buck-Boost converter with extra operation zone[J]. *IET Power Electronics*, 2020, 13(10): 2049-2059.
- [11] Tsai Y Y, Tsai Y S, Tsai C W, et al. Digital noninverting Buck-Boost converter with enhanced duty-cycle-overlap control[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2017, 64(1): 41-45.
- [12] 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 Shan, 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.
- [13] 程盛. 直流微网柔性互联开关控制策略研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2017.
- [14] Wang Yuan, Lan Jianyu, Huang Xin, et al. An improved single-mode control strategy based on four-switch Buck-Boost converter[C]//2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, New Orleans, LA, USA, 2020: 1-6.
- [15] Tsai C H, Tsai Y S, Liu H C. A stable mode-transition technique for a digitally controlled non-inverting Buck-Boost DC-DC converter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(1): 475-483.
- [16] Yu Zhe, Kapels H, Hoffmann K F. A novel control concept for high-efficiency power conversion with the bidirectional non-inverting Buck-Boost converter[C]//2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications, Karlsruhe, Germany, 2016: 1-10.
- [17] 杨惠, 晁凯悦, 孙向东, 等. 基于矢量作用时间的双向 DC-DC 变换器预测电流控制方法[J]. *电工技术学报*, 2020, 35(增刊 1): 70-80.  
Yang Hui, Chao Kaiyue, Sun Xiangdong, et al. Predictive current control method for bidirectional DC-DC converter based on optimal operating time of vector[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2020, 35(S1): 70-80.
- [18] Li Yu, Zhang Zhenbin, Li Kejun, et al. Predictive current control for voltage source inverters considering dead-time effect[J]. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 2020, 4(1): 35-42.
- [19] 丁雄, 林国庆. 三相并网逆变器的改进模型预测控制研究[J]. *电气技术*, 2020, 21(3): 16-21.  
Ding Xiong, Lin Guoqing. Research on three-phase grid-connected inverter based on discrete space vector model predictive control[J]. *Electrical Engineering*, 2020, 21(3): 16-21.
- [20] 耿强, 王亮, 周湛清, 等. 五桥臂逆变器双永磁电机三矢量预测控制[J]. *电工技术学报*, 2021, 36(1): 87-95.  
Geng Qiang, Wang Liang, Zhou Zhanqing, et al. Three-vector-based predictive control for dual permanent magnet synchronous motors fed by the five-leg inverter[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2021, 36(1): 87-95.

- [21] 王祯, 尹项根, 陈玉, 等. 基于连续控制集模型预测控制的 MMC 桥臂电流控制策略[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(10): 85-91.
- Wang Zhen, Yin Xianggen, Chen Yu, et al. Arm current control strategy of modular multilevel converter based on continuous control set model predictive control[J]. Automation of Electric Power System, 2020, 44(10): 85-91.
- [22] 梅杨, 陈丽莎, 黄伟超, 等. 级联式双向 DC-DC 变换器的优化控制方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(19): 153-159.
- Mei Yang, Chen Lisha, Huang Weichao, et al. Optimized control method of cascaded bi-directional DC-DC converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(19): 153-159.
- [23] 贾志东, 姜久春, 程龙, 等. 适用于 Boost 变换器的自适应模型预测控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(19): 5838-5845, 5941.
- Jia Zhidong, Jiang Jiuchun, Cheng Long, et al. An adaptive model predictive control for DC-DC Boost converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(19): 5838-5845, 5941.
- [24] 陈燕东, 罗安, 周乐明, 等. 一种功率前馈的鲁棒预测无差拍并网控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(36): 62-70, 10.
- Chen Yandong, Luo An, Zhou Leming, et al. A robust predictive deadbeat grid-connected control method based on power feed-forward control[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(36): 62-70, 10.

#### 作者简介

吴 岩 男, 1995 年生, 博士研究生, 研究方向为直流微电网控制、新能源发电技术。

E-mail: 19117030@bjtu.edu.cn

曾国宏 男, 1966 年生, 副教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子与电力传动、新能源发电技术等。

E-mail: ghzeng@bjtu.edu.cn (通信作者)

(编辑 陈 诚)