

DOI:10.19650/j.cnki.cisi.J2413199

高效四开关 Buck-Boost 变换器多模式控制策略*

郭 强, 张帆云, 李海啸, 闫旻旻

(重庆理工大学电气与电子工程学院 重庆 400054)

摘要: 四开关 Buck-Boost 变换器具有多模式运行优势, 适用于宽范围电压调节场合。针对多模式下效率降低以及多模式控制的问题, 提出一种环路开关选择型控制策略。首先, 在变换器运行死区内引入 Boost-T 和 Buck-T 模式形成四模式控制, 有效消除传统两模式控制中存在的死区影响; 其次, 对中间模式下切换边界进行优化并采取小范围变频控制, 解决引入中间模式后变换器效率降低问题; 然后, 为解决多模式控制问题, 通过探究系统共轭极点分布随模型参数变化的规律, 设计了一种含输入电压前馈的开关选择型控制策略; 最后, 制作一台基于氮化镓的实验样机进行验证。实验结果表明, 系统负载突增时, 输出电压脉动在 2.5 V 以内, 模式切换时输出电压脉动在 1 V 以内, 同时满载时中间模式下最高运行效率达 96.3%。

关键词: 四开关 Buck-Boost; 变频控制; 四模式控制; 开关选择型; 输入电压前馈

中图分类号: TM46 TH39

文献标识码: A

国家标准学科分类代码: 510.80

High-efficiency four-switch Buck-Boost converter multi-mode control strategy

Guo Qiang, Zhang Fanyun, Li Haixiao, Yan Minyang

(School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

Abstract: The four-switch buck-boost converter has the advantage of multi-mode operation, which is suitable for a wide range of voltage regulation. To solve the problem of multi-mode efficiency reduction and multi-mode control, a loop-switch selective control strategy is proposed. Firstly, the Boost-T and Buck-T modes are introduced into the dead zone of the converter to form a four-mode control, which effectively eliminates the influence of the dead zone on the traditional two-mode control. Secondly, the switching boundary in the intermediate mode is optimized and the frequency conversion control in a small range is utilized to address the problem of reducing the efficiency of the converter after the introduction of the intermediate mode. Then, to solve the multi-mode control problem, a switch-selective control strategy with input voltage feedforward is designed by exploring the law of the conjugate pole distribution of the system with the model parameters. Finally, an experimental prototype based on GaN is fabricated. Experimental results show that the output voltage ripples within 2.5 V when the system load bursts, the output voltage ripples within 1 V when the mode is switched, and the maximum operating efficiency in the intermediate mode reaches 96.3% when the load is full.

Keywords: four-switch Buck-Boost; variable frequency control; four-mode control; switch-selective; input voltage feedforward

0 引 言

随着“双碳”工作进程的不断深入, 储能电池和燃料电池在新能源汽车、配电系统以及微电网等领域应用日益广泛^[1-4]。与理想电压源不同, 蓄电池与燃料电池在运行过程中其输出电压存在较大波动, 易造成后级 DC-DC 接口变换器输入与输出电压范围重叠, 故要求该变换器

具有宽范围升降压功能^[5-8]。四开关 Buck-Boost (four-switch Buck-Boost, FSBB) 变换器具有多模式运行特性可在宽输入电压范围内进行升降压, 且相较于传统升降压变换器, 具有无源器件少、开关管电压应力低、输入输出电压同极性等优点^[9-11]。

近年来, 国内外学者围绕 FSBB 变换器控制策略做了大量的研究工作, 主要集中为两个方向。第 1 种为四边电感电流控制策略^[12-15], 同时控制 4 个开关管, 无需模

收稿日期: 2024-08-21 Received Date: 2024-08-21

* 基金项目: 重庆市自然科学基金面上项目 (CSTB2022NSCQ-MSX0997) 资助

式间的转换,并通过引入负电感电流,可实现所有开关管零电压开通,但导通损耗增加、直接功率传输占比降低,且控制复杂。第2种为多模式控制策略,其控制算法简单、电感电流低、导通损耗更小,可分为单模式、两模式和三模式控制。文献[16]针对单模式控制策略进行研究,该方法控制简单,但电感电流脉动大,导致系统效率降低。为提高效率,文献[17-20]针对两模式控制策略进行研究,当输入电压小于输出电压时,变换器工作在 Boost 模式,反之则工作在 Buck 模式。可明显降低电感电流脉动值、提高直接功率传输占比,但在实际应用中由于受死区时间、导通和关断延迟等影响,使得占空比取值存在限制,导致变换器在输入、输出电压接近时存在运行死区。为消除死区,文献[21-24]在死区内引入中间模式 Buck-Boost 形成三模式控制,可有效解决两模式控制下存在的运行死区,但中间模式下电感电流脉动大、且不存在直接功率传输阶段。为提高中间模式变换器的效率,文献[25]采用改进三模式控制策略,在中间模式固定 Buck 桥臂占空比,调节 Boost 桥臂控制信号,可减小电感电流脉动值、提高直接功率传输占比,但存在模式切换时占空比突变值过大的问题。文献[26]进一步改进三模式控制策略,将模式切换时占空比的突变值降到最小,但电感电流脉动以及直接功率传输占比还可进一步优化。针对 FSBB 变换器多模式控制器设计,文献[27]分析 Boost 模式下右半平面(right half-plane, RHP)零点的影响,并针对该模式设计稳态工作点,因此导致无法较好满足其他模式下动态性能要求。文献[28]对 FSBB 变换器各工作模式的小信号模型参数平均化,以此为基础设计补偿环路,虽可降低电压补偿环路的设计难度,但当输入电压波动过大时,存在失稳现象。文献[29]根据不同模式下状态方程,设计电感电流的非线性前馈控制器,解决了采用传统线性控制器时,Boost 模式容易失稳的问题,但控制结构与理论计算较为复杂。

多模式控制策略可较好解决 FSBB 变换器存在的运行死区,而对 FSBB 变换器多模式控制而言,提高中间模式下变换器效率和多模式控制器的设计是需要解决的关键性问题。然而,针对系统数学模型以及占空比突变对变换器性能的影响现有研究未给出详细分析。此外,中间模式下的切换边界和开关频率均会影响其工作效率,而切换边界对电感电流脉动和直接功率传输占比的影响,以及如何利用小范围变频提高中间模式变换器的工作效率,尚待研究。

针对 FSBB 变换器多模式控制以及引入中间模式后效率降低的问题,提出了一种环路开关选择型控制策略。首先,在传统两模式控制的基础上加入 Buck-T 和 Boost-T 模式,消除因占空比限制出现的控制死区;此外,通过优化中间模式的切换边界和开关频率提高变换器效

率;然后,通过探究不同参数对系统运行的影响,为不同模式设计相应的控制参数,并引入输入电压前馈降低模式切换时占空比突变对输出电压的影响。最后,制作了一台基于 GaN 的实验样机并验证了所提控制策略的有效性。

1 FSBB 变换器多模式工作原理

FSBB 变换器拓扑结构如图 1 所示。主要包括 Buck 和 Boost 两个桥臂,其中 Buck 桥臂由开关管 Q_1 、 Q_2 组成,Boost 桥臂由开关管 Q_3 、 Q_4 组成; C_i 、 C_o 分别为输入、输出滤波电容, L 为桥臂间滤波电感。

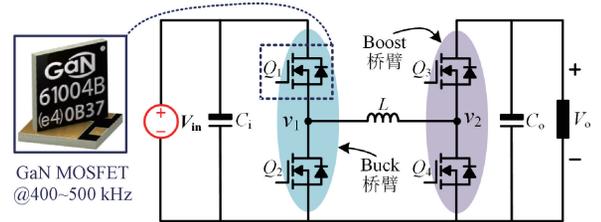


图 1 四开关 Buck-Boost 变换器拓扑

Fig. 1 Topology of FSBB circuit

连续导通模式下,FSBB 变换器稳态电压增益 M 为:

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{d_1}{1 - d_2} \quad (1)$$

式中: d_1 、 d_2 分别为开关管 Q_1 、 Q_4 的占空比。

由式(1)可知,FSBB 变换器具有 d_1 、 d_2 以及两者之间移相角 φ 多个自由度,使得 FSBB 变换器具有多模式运行特性。

1.1 FSBB 变换器多模式运行特性

单模式控制时,变换器工作在 Buck-Boost 模式 $d_1 = d_2$,即开关管 Q_1 、 Q_4 保持同步, Q_2 、 Q_3 保持同步。此时输出电压增益 M 、电感电流脉动值 Δi_L 可分别表示为:

$$\begin{cases} M = \frac{d}{1 - d} \\ \Delta i_L = \frac{V_{in} V_o}{(V_{in} + V_o) L f_s} \end{cases} \quad (2)$$

式中: f_s 为开关频率。

两模式控制时,即 $V_{in} \leq V_o$,变换器工作在 Boost 模式, $V_{in} > V_o$ 时,变换器工作在 Buck 模式,控制原理和传统 Buck、Boost 变换器一样。此时输出电压增益 M 、电感电流脉动值 Δi_L 可分别表示为:

$$M = \begin{cases} \frac{1}{1 - d_2}, & \text{Boost 模式} \\ d_1, & \text{Buck 模式} \end{cases} \quad (3)$$

$$\Delta i_L = \begin{cases} \frac{(V_o - V_{in})V_{in}}{Lf_s V_o}, & \text{Boost 模式} \\ \frac{(V_{in} - V_o)V_o}{V_{in}Lf_s}, & \text{Buck 模式} \end{cases} \quad (4)$$

三模式控制时, 当 $V_o - \Delta V \leq V_{in} \leq V_o + \Delta V$ 时, 变换器工作在 Buck-Boost 模式, 当 $V_{in} < V_o - \Delta V$ 时, 变换器工作在 Boost 模式, 当 $V_{in} > V_o + \Delta V$ 时, 变换器工作在 Buck 模式。控制策略如图 2 所示。

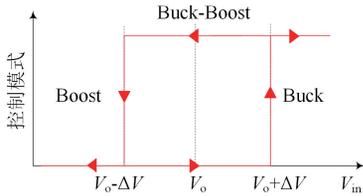


图 2 三模式控制策略

Fig. 2 Three-mode control strategy

1.2 FSBB 变换器四模式控制

在实际应用中, 由于开关管受死区时间、导通和关断延迟等影响, 导致占空比 d_1 、 d_2 取值存在限制。其中占空比 d_1 最大值、 d_2 最小值表达式分别为:

$$\begin{cases} d_{1\max} = \frac{T_s - t_d - t_x}{T_s} = 1 - D_d - D_x \\ d_{2\min} = \frac{t_y}{T_s} = D_y \end{cases} \quad (5)$$

式中: t_d 为死区时间; t_x 导通和关断延时时间的差值; t_y 为导通和关断延时时间之和; D_d 为死区占空比; D_y 、 D_x 为损失的占空比。

本文采用图形化分析方法直观分析 FSBB 变换器在多模式下的工作区域及占空比运行轨迹。结合式(1)和(5), 以 d_1 为 y 轴变量, $d_3 = (1 - d_2)$ 为 x 轴变量, 此时 FSBB 变换器各个模式的工作区域, 及占空比运动轨迹如图 3 所示, 其中 OP 为 $V_{in} = V_o$ 时的切换边界。

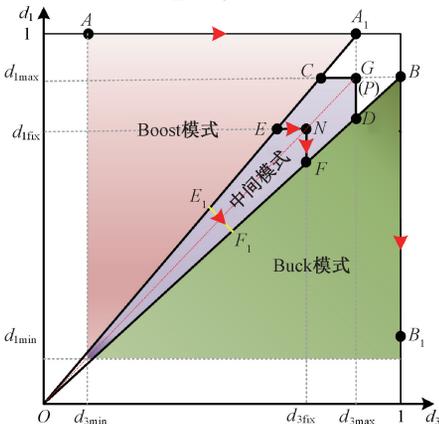


图 3 FSBB 变换器多模式工作区域

Fig. 3 FSBB multi-mode work area

对于 FSBB 变换器, 当 Q_1 、 Q_3 同时导通时, 输入直接为负载提供能量, 即为直接功率传输。在一个周期中, 直接功率传输占比 p 越高, 变换器效率越高^[30]。分析图 3 可知, 当中间模式采用 Buck-Boost 模式时, 占空比轨迹为 E_1F_1 , 此时 Q_1 与 Q_4 同开同关, 直接功率传输占比为零, 导致变换器效率较低, 且当模式切换时, 占空比从点 A_1 跳变到 E_1 或从 F_1 跳变到 B , 占空比突变值过大也会导致模式切换不平滑。为提高中间模式下变换器效率, 减小模式切换时占空比突变值, 可以进一步将中间模式细分为 Boost-T 和 Buck-T 模式, 即当 $V_o - \Delta V \leq V_{in} \leq V_o$ 时, 令 $d_1 = d_{1\text{fix}}$, 通过控制 d_2 使变换器工作在 Boost-T 模式, 占空比轨迹为 EN ; 当 $V_o < V_{in} \leq V_o + \Delta V$ 时, 令 $d_2 = d_{2\text{fix}}$ 为定值, d_1 为控制信号使变换器工作在 Buck-T 模式, 占空比轨迹为 FN 。控制策略如图 4 所示

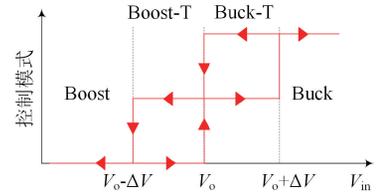


图 4 四模式控制策略

Fig. 4 Four-mode control strategy

在 Buck-T 模式时, 其电感电压及电流波形如图 5 所示。其中 $S1$ 、 $S4$ 分别为开关管 Q_1 、 Q_4 驱动信号; v_1 、 v_2 分别为 Buck、Boost 桥臂中点电压。

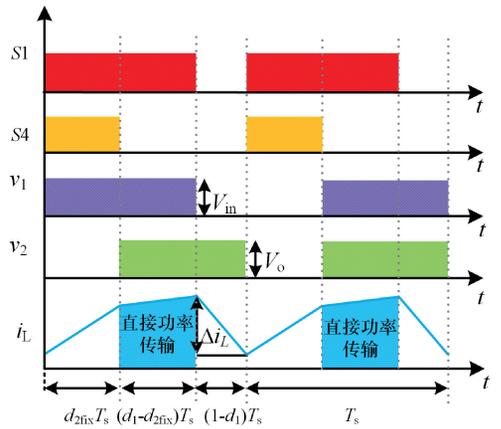


图 5 Buck-T 模式典型波形

Fig. 5 Typical waveforms in Buck-T mode

图 5 中 T_s 为开关周期。由图 5 可得, Buck-T 模式下输出电压增益 M 、电感电流脉动值 Δi_L 可分别表示为:

$$\begin{cases} M = \frac{d_1}{1 - d_{2\text{fix}}} \\ \Delta i_L = \frac{(V_{in} - V_o(1 - d_{2\text{fix}}))V_o}{V_{in}Lf_s} \end{cases} \quad (6)$$

在 Boost-T 模式时其电感电压、电流波形如图 6 所示。

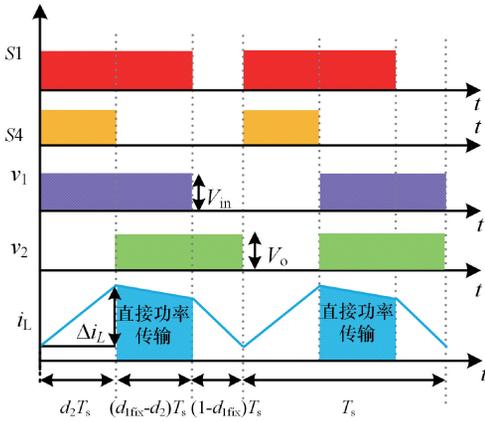


图 6 Boost-T 模式典型波形

Fig. 6 Typical waveforms in Boost-T mode

在 Boost-T 模式,由图 6 可得,Boost-T 模式下输出电压增益 M 、电感电流脉动值 Δi_L 可分别表示为:

$$M = \frac{d_{1\text{fix}}}{1 - d_2} \quad (7)$$

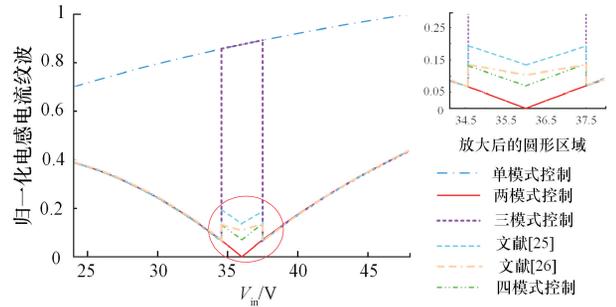
$$\Delta i_L = \frac{(V_o - V_{\text{in}} d_{1\text{fix}}) V_{\text{in}}}{V_o L f_s}$$

通过分析变换器不同模式下的开关过程,得到直接功率传输占比完整表达式如下:

$$p = \begin{cases} \frac{V_{\text{in}}}{V_o}, & \text{Boost 模式} \\ \frac{d_{1\text{fix}}(V_o + V_{\text{in}}) - V_o}{V_o}, & \text{Boost-T 模式} \\ \frac{V_o(1 - d_{2\text{fix}}) - V_{\text{in}} d_{2\text{fix}}}{V_{\text{in}}}, & \text{Buck-T 模式} \\ \frac{V_o}{V_{\text{in}}}, & \text{Buck 模式} \end{cases} \quad (8)$$

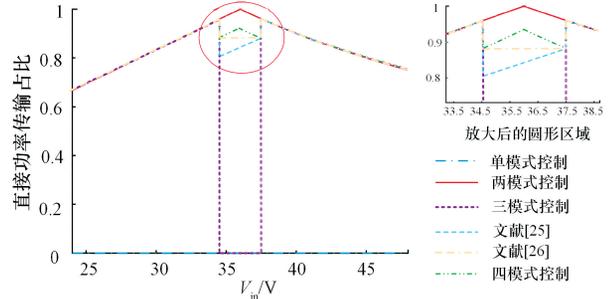
通过上述分析,得到在不同控制模式下的电感电流脉动值 Δi_L 、直接功率传输占比 p 对比如图 7 所示。

分析图 7 可知,采用四模式控制,可消除两模式控制的运行死区,且相较于三模式控制,在中间模式下四模式控制具有更低的电感电流纹波和更高的直接功率传输占比,从而提高变换器效率。由式(5)~(8)可知,Buck-T、Boost-T 模式下电感电流脉动值和直接功率传输占比与 $d_{1\text{fix}}$ 、 $d_{2\text{fix}}$ 有关,而 $d_{1\text{fix}}$ 、 $d_{2\text{fix}}$ 又与开关频率 f_s 有关,因此通过合理优化中间模式切换边界和开关频率,可进一步提高中间模式下变换器工作效率。



(a) 电感电流纹波对比

(a) Comparison of the inductor current ripple



(b) 直接功率传输占比对比

(b) Comparison of the proportion of direct power transmission

图 7 电感电流纹波和直接功率传输占比对比

Fig. 7 Comparison of the proportion of inductor current ripple and direct power transfer

2 中间模式效率优化

2.1 边界分析

针对 FSBB 在中间模式下的切换边界,传统思想均将 $V_{\text{in}} = V_o$ 时作为升压与降压的切换边界。而 FSBB 变换器工作在四模式时,由式(6)~(8)可知,在中间模式下,电感电流脉动值和直接功率传输占比均与 $d_{1\text{fix}}$ 和 $d_{2\text{fix}}$ 有关,为减小中间模式电感电流脉动值,增加直接功率传输占比, $d_{1\text{fix}}$ 可取最大值 $d_{1\text{max}}$, $d_{2\text{fix}}$ 可取最小值 $d_{2\text{min}}$ 。但由式(5)可知, $d_{1\text{min}} = 1 - d_{1\text{max}}$ 与 $d_{2\text{min}}$ 存在 3 种关系,即 $d_{1\text{min}} > d_{2\text{min}}$ 、 $d_{1\text{min}} = d_{2\text{min}}$ 和 $d_{1\text{min}} < d_{2\text{min}}$,此时若仍将 $V_{\text{in}} = V_o$ 时作为升压与降压的切换边界,则会影响 $d_{1\text{fix}}$ 取到最大值 $d_{1\text{max}}$, $d_{2\text{fix}}$ 取到最小值 $d_{2\text{min}}$ 。当 $d_{1\text{min}} > d_{2\text{min}}$ 和 $d_{1\text{min}} < d_{2\text{min}}$,切换边界 $M' = 1$ 时,变换器各模式下工作区域如图 8 所示。

分析图 8 可知,切换边界为 $V_{\text{in}} = V_o$ 时,OP 的表达式为:

$$d_1 = d_3 \quad (9)$$

由图 8(a)结合式(9)可知,当 $d_{2\text{fix}} = d_{2\text{min}}$ 时,此时 d_1 的取值为 $d_{3\text{max}}$ 超过其最大值 $d_{1\text{max}}$,会导致变换器输出电压增益不连续。为保证变换器输出电压增益连续,在 Buck-T 模式下 $d_{2\text{fix}}$ 应固定为 $d_{1\text{min}}$ 。由图 8(b)可知,当 $d_{1\text{fix}} = d_{1\text{max}}$ 时,此时 d_2 的取值为 $d_{1\text{min}}$ 小于 $d_{2\text{min}}$,同理此时

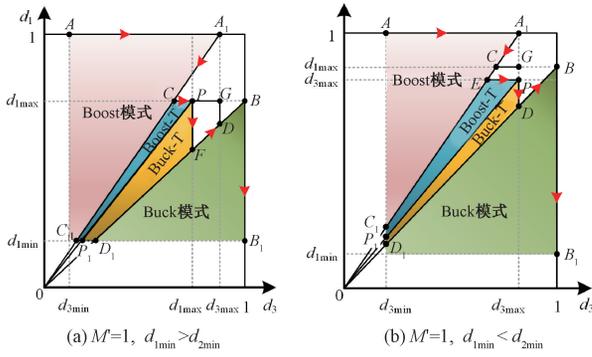


图 8 切换边界 $M'=1$ 时多模式工作区域

Fig. 8 Multi-mode work area diagram when switching boundary $M'=1$

在 Boost-T 模式下 d_{1max} 应固定为 d_{3max} 。分析图 8 可知为保证 d_{1fix} 取到最大值 d_{1max} , 同时 d_{2fix} 取到最小值 d_{2min} , 应将 OG 作为中间模式的切换边界, 此时 FSBB 变换器多模式工作区域如图 9 所示。

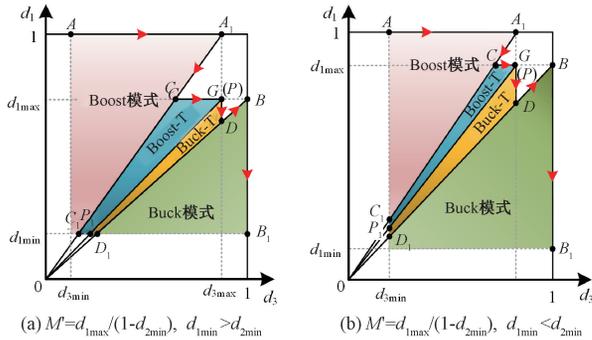


图 9 切换边界 $M'=d_{1max}/(1-d_{2min})$ 时多模式工作区域图

Fig. 9 Multi-mode working area diagram when switching boundary $M'=d_{1max}/(1-d_{2min})$

由图 9 可得, 切换边界 OG 的表达式为:

$$d_1 = \frac{d_{1max}}{1 - d_{2min}} d_3 \quad (10)$$

当 $d_{1min} > d_{2min}$ 时, 在不同切换边界下, 中间模式电感电流脉动值 Δi_L 、直接功率传输占比随输入和输出电压变化的 3D 图如图 10 所示。此时, 若将 $V_{in} = V_o$ 作为 Boost-T 模式与 Buck-T 模式的切换边界, 会降低 Buck-T 模式的直接功率传输占比, 使变换器中间模式的运行效率降低。

当 $d_{1min} < d_{2min}$ 时, 在不同切换边界下, 中间模式下电感电流脉动值 Δi_L 、直接功率传输占比 p 随输入和输出电压变化的 3D 图如图 11 所示。

由图 11 可知, 当 $d_{1min} < d_{2min}$ 时, 若将 $V_{in} = V_o$ 作为中间模式的切换边界, 将增加 Boost-T 模式的工作区间, 引起 Boost-T 模式电感电流脉动值增加, 直接功率传输占比降低, 最终导致变换器效率下降。因此, 对于 Boost-T 模式与 Buck-T 模式切换边界的选择要根据实际情况下死

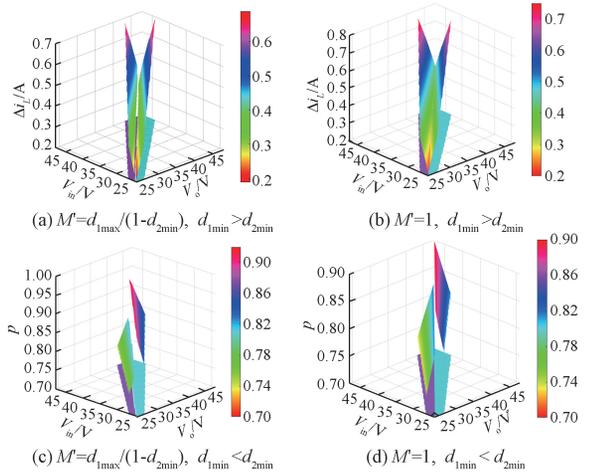


图 10 $d_{1min} > d_{2min}$ 时不同切换边界下 Δi_L 、 p 的取值

Fig. 10 The values of Δi_L and p at different switching boundaries for $d_{1min} > d_{2min}$

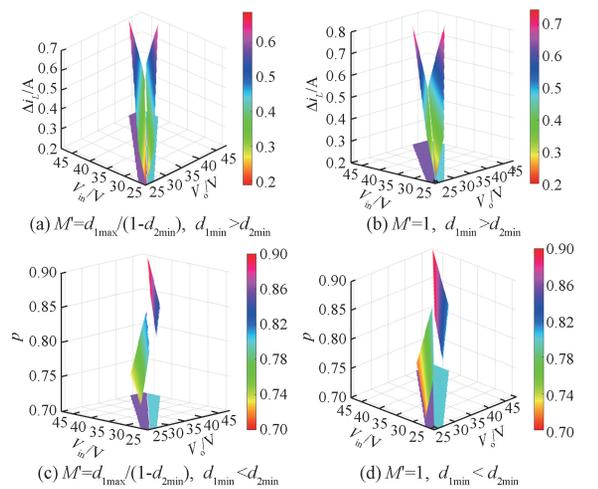


图 11 $d_{1min} < d_{2min}$ 时不同切换边界下 Δi_L 、 p 的取值

Fig. 11 The values of Δi_L and p at different switching boundaries for $d_{1min} < d_{2min}$

区时间、导通和关断延迟合理选择切换边界。综上所述, 在宽输入电压范围内 FSBB 变换器不同模式的工作区间为:

$$V_{in} = \begin{cases} 0 < V_{in} \leq V_o(1 - d_{2min}), & \text{Boost 模式} \\ V_o(1 - d_{2min}) < V_{in} \leq \frac{V_o(1 - d_{2min})}{d_{1max}}, & \text{Boost-T 模式} \\ \frac{V_o(1 - d_{2min})}{d_{1max}} < V_{in} \leq \frac{V_o}{d_{1max}}, & \text{Buck-T 模式} \\ \frac{V_o}{d_{1max}} < V_{in}, & \text{Buck 模式} \end{cases} \quad (11)$$

2.2 变频控制

影响 FSBB 变换器效率提升的因素包括向负载传输能量的方式以及功率器件的损耗,其中功率器件的损耗主要是由开关管导通损耗、开通关断损耗、驱动损耗以及电感损耗造成的,这些损耗随着电感电流有效值和开关频率降低而降低。同时,开关频率也会影响电感电流有效值,因此本文通过优化 Boost-T、Buck-T 模式下的开关频率,进一步提高变换器中间模式下的效率。

中间模式下电感电流有效值表达式为:

$$I_{L_rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s}(M_1 + M_2 + M_3 + M_4)} \quad (12)$$

其中, M_1 、 M_2 、 M_3 、 M_4 的表达式分别为:

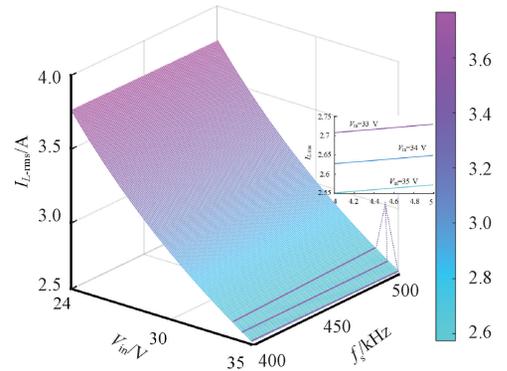
$$\begin{cases} M_1 = \frac{-L}{3V_o} \left[\left(I_d - \frac{V_o}{Lf_s} (1-d_1) \right)^3 - I_d^3 \right] \\ M_2 = \frac{L}{3(V_{in}-V_o)} \left[\left(I_a + \frac{V_{in}-V_o}{Lf_s} (d_1-0.5) \right)^3 - I_a^3 \right] \\ M_3 = \frac{L}{3V_{in}} \left[\left(I_b + \frac{V_{in}}{Lf_s} d_2 \right)^3 - I_b^3 \right] \\ M_4 = \frac{L}{3(V_{in}-V_o)} \left[\left(I_c + \frac{V_{in}-V_o}{Lf_s} (0.5-d_2) \right)^3 - I_c^3 \right] \end{cases} \quad (13)$$

其中, I_a 、 I_b 、 I_c 、 I_d 的表达式分别为:

$$\begin{cases} I_a = \frac{I_o}{1-d_2} - \frac{(V_{in}-V_o)(d_1-d_2)}{2Lf_s} - \frac{V_{in}d_2(2-d_1-2d_2)}{2L(1-d_2)f_s} \\ I_b = \frac{I_o}{1-d_2} - \frac{(V_{in}-V_o)(1-d_1-d_2)}{2Lf_s} - \frac{V_{in}d_2(2-d_1-2d_2)}{2L(1-d_2)f_s} \\ I_c = \frac{I_o}{1-d_2} - \frac{(V_{in}-V_o)(1-d_1-d_2)}{2Lf_s} + \frac{V_{in}d_2d_1}{2L(1-d_2)f_s} \\ I_d = \frac{I_o}{1-d_2} - \frac{(V_{in}-V_o)(d_2-d_1)}{2Lf_s} + \frac{V_{in}d_2d_1}{2L(1-d_2)f_s} \end{cases} \quad (14)$$

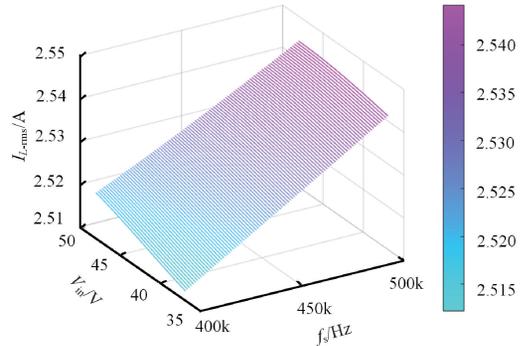
固定输出电压,由中间模式下电感电流有效值 I_{L_rms} 表达式可得 Buck-T、Boost-T 模式下,电感电流有效值随输入电压和开关频率变化的 3D 图如图 12 所示。

从图 12 可以看出,在 Boost-T 模式,电感电流有效值较大,功率器件的损耗也较高,当输出电压固定时,输入电压越高电感电流有效值越低,且开关频率越低,电感电



(a) Boost-T 模式 I_{L_rms} 随 V_{in} 和 f_s 变化 3D 图

(a) 3D plot of I_{L_rms} in Boost-T mode with V_{in} and f_s



(b) Buck-T 模式 I_{L_rms} 随 V_{in} 和 f_s 变化 3D 图

(b) 3D plot of I_{L_rms} in Buck-T mode with V_{in} and f_s

图 12 中间模式下 I_{L_rms} 随 V_{in} 和 f_s 变化 3D 图

Fig. 12 3D plot of I_{L_rms} with V_{in} and f_s in intermediate mode

流有效值越小;在 Buck-T 模式,电感电流有效值较低,输出电压固定时,输入电压越高电感电流有效值越大,且开关频率越低,电感电流有效值越低。通过上述分析可知,可通过降低开关频率降低中间模式下电感电流有效值,提高变换器效率。

采用宽范围变频,有利于变换器效率的提升,但同时会增加磁性元件和滤波电路设计的难度,因此需合理选择开关频率。分析 2.1 节可知在 Boost-T 模式和 Buck-T 模式下直接功率传输占比与 d_{2min} 、 d_{1max} 有关,而 d_{2min} 、 d_{1max} 随着开关频率的变化而变化。同时由 1.2 节可知,Boost-T、Buck-T 模式下直接功率传输占比低于 Buck、Boost 模式,因此可通过变频令中间模式下直接功率传输占比与 Buck、Boost 模式相等。这样既能实现小范围降频,同时也能提高中间模式直接功率传输占比。使变换器在整个宽输入电压范围内实现较高的工作效率。

本文以 Buck、Boost 模式下的开关频率 $f_{base} = 500$ kHz 为基础,对中间模式下开关频率进行优化。在 Boost、Buck 模式下直接功率传输所占时间 t_{Bo} 、 t_{Bu} 为:

$$\begin{cases} t_{Bo} = \frac{V_{in}}{V_o f_{base}} \\ t_{Bu} = \frac{V_o}{V_{in} f_{base}} \end{cases} \quad (15)$$

令 Boost-T 模式、Buck-T 模式下开关频率分别为 f_{Bo-T} 、 f_{Bu-T} 。此时, Boost-T 模式、Buck-T 下直接功率传输所占时间 t_{Bo-T} 、 t_{Bu-T} 为:

$$\begin{cases} t_{Bo-T} = \frac{d_{1max}(V_{in} + V_o) - V_o}{V_o f_{Bo-T}} \\ t_{Bu-T} = \frac{V_o - d_{2min}(V_{in} + V_o)}{V_{in} f_{Bu-T}} \end{cases} \quad (16)$$

分别令 Boost-T 模式、Buck-T 模式下直接功率传输所占时间与 Boost、Buck 模式相等。则由式(5)、(15)、(16)可得:

$$\begin{cases} f_{Bo-T} = \frac{V_{in} f_{base}}{V_{in} + f_{base}(t_d + t_x)(V_{in} + V_o)} \\ f_{Bu-T} = \frac{f_{base}(V_{in} - V_o)}{(V_{in} - V_o) - t_x f_{base}} \end{cases} \quad (17)$$

根据式(17)得到中间模式下开关频率随输入输出电压变化的 3D 图, 如图 13 所示。

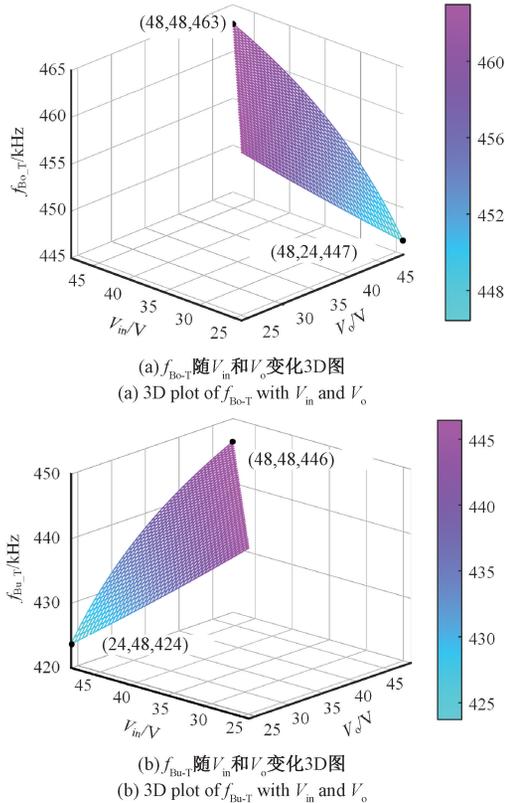


图 13 f_{Bo-T} 、 f_{Bu-T} 随输入输出电压变化 3D 图

Fig. 13 3D plot of f_{Bo-T} and f_{Bu-T} as a function of input and output voltage

由图 13 可以看出, 在 Boost-T 模式, 随着输入电压升高, 为增加直接功率传输所占时间, f_{Bo-T} 逐渐增加; 当输入电压给定不变时, 随着输出电压的升高, f_{Bo-T} 逐渐降低, 变频范围在 447~463 kHz。在 Buck-T 模式, 随着输入电压升高, f_{Bu-T} 逐渐降低; 当输入电压给定不变时, 随着输出电压的升高, f_{Bu-T} 逐渐增加, 变频范围在 424~446 kHz。不难发现, 中间模式下可通过小范围降频, 使变换器在 Boost-T、Buck-T 模式直接功率传输所占时间与 Boost、Buck 模式相同, 从而提高中间模式下变换器效率。

3 多模式控制策略

3.1 电压控制器设计

基于状态空间平均法, 推导出 FSBB 变换器多模式下统一交流小信号等效电路, 如图 14 所示。其中 R_s 为电感等效电阻、 R_c 为输出电容等效串联电阻 (Equivalent series resistance, ESR)。

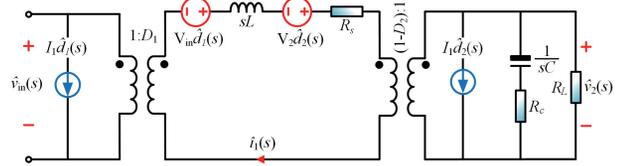


图 14 FSBB 交流小信号等效电路

Fig. 14 FSBB ac small signal equivalent circuit

FSBB 变换器占空比 $\hat{d}(s)$ 、输入电压 $\hat{v}_{in}(s)$ 对输出电压 $\hat{v}_2(s)$ 的传递函数如下:

$$G_{vd}(s) = \frac{\lambda_2^2 R_L V_o - \lambda_3 R_s V_o}{\lambda_2 \lambda_1 (R_s + \lambda_2^2 R_L)} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \left(1 - \frac{\lambda_3 s}{\omega_{z2}}\right)}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (18)$$

$$G_{vg}(s) = \frac{\lambda_2 \lambda_1 R_L}{(R_s + \lambda_2^2 R_L)} \frac{1}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (19)$$

其中:

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\frac{R_s + \lambda_2^2 R_L}{(R_L + R_c) LC}} \\ Q = \frac{\sqrt{R_s + \lambda_2^2 R_L} \sqrt{(R_L + R_c) LC}}{\lambda_2^2 R_L R_c C + L + R_s R_c C + R_s R_L C} \\ \omega_{z1} = \frac{1}{R_c C} \\ \omega_{z2} = \frac{\lambda_2^2 R_L - R_s}{L} \end{cases} \quad (20)$$

式中： ω_0 为转折频率； Q 为品质因数； ω_{z1} 为左半平面零点； ω_{z2} 为右半平面零点。参数 λ_1 、 λ_2 的取值与占空比 D_1 、 D_2 有关； λ_3 取决于变换器的工作模式，当 FSBB 变换器运行在 Boost 模式或 Boost-T 模式时， $\lambda_3 = 1$ ，反之 $\lambda_3 = 0$ 。其中 $\lambda_1 \sim \lambda_3$ 的参数取值如表 1 所示。

表 1 λ_1 、 λ_2 、 λ_3 参数取值

Table 1 The λ_1 , λ_2 , and λ_3 parameter values

参数	Buck	Buck-T	Boost-T	Boost
λ_1	D_1	$D_1/(1-D_{2min})$	1	1
λ_2	1	$1-D_{2min}$	$1-D_2$	$1-D_2$
λ_3	0	0	1	1

由式(18)、(19)结合表 1 可知，系统传递函数不仅随着参数 λ_1 、 λ_2 、 λ_3 连续变化，同时随着变换器工作模式切换，其函数呈现不连续变化。根据式(18)~(20)可得到 $G_{vd}(s)$ 伯德图和极点分布，如图 15、16 所示。

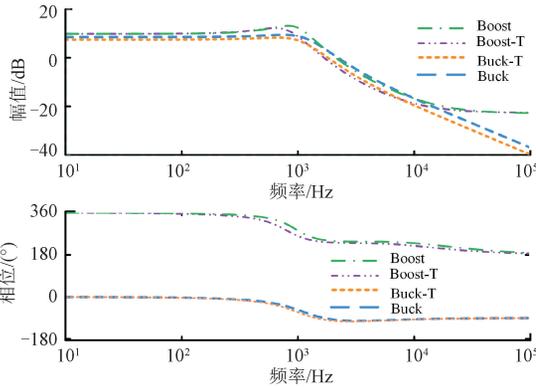


图 15 多模式下 $G_{vd}(s)$ 伯德图

Fig. 15 Multi-mode $G_{vd}(s)$ Bode diagram

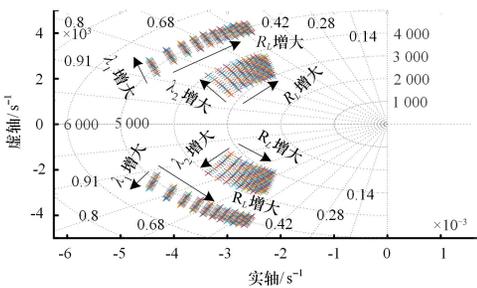


图 16 系统闭环极点分布

Fig. 16 Closed-loop pole distribution diagram of the system

由图 15 可知，Boost 和 Boost-T 模式下存在右半平面零点，为非最小相位系统，其高频段增益减小，导致系统易受高频噪声的干扰，同时由于 RHP 带来的相位滞后，使系统稳定性变差。在 Buck 和 Buck-T 模式，为最小相

位系统，系统高频段由于 ESR 的影响，使系统高频增益由 -40 dB/dec 减小为 -20 dB/dec，影响系统对高频噪声的抑制性能。结合系统闭环极点分布图可知，相较于 Boost 和 Boost-T 模式，在 Buck 和 Buck-T 模式系统共轭极点远离虚轴，系统稳定度更高，且随着 R_L 的增大，系统共轭极点右移，对系统稳定性影响较大。通过上述分析可知，对于 FSBB 变换器可分别为降压模式和升压模式设计控制器，以满足不同模式控制器的设计需求。

系统的电压环控制框图如图 17 所示，其中 $G_c(s)$ 、 $G_M(s)$ 、 $H(s)$ 分别为补偿网络、PWM、输出电压采样网络的传递函数； $\hat{v}_{ref}(s)$ 为参考电压传递函数； $Z_{out}(s)$ 为开环输出阻抗。

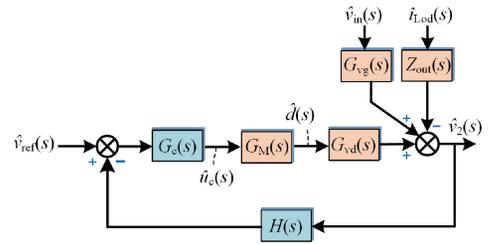


图 17 电压闭环控制

Fig. 17 Block diagram of voltage closed-loop control

考虑 RHP、ESR 以及 $G_{vd}(s)$ 中双重极点对变换器的影响，补偿网络采用 TypeIII，传递函数如式(21)所示，其中包含一个零极点，以实现给定直流分量的无静差控制；在 Boost 模式两个极点用来消除 RHP 零点引起的相角滞后和 ESR 导致的高频段增益减小，在 Buck 模式两个极点用来增加系统高频段增益，提高系统对高频噪声的抑制能力；两个零点用以抵消系统转折频率 ω_0 的影响，提高系统的相位裕度。

$$G_c(s) = K \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z3}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{z4}}\right)}{s \left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \quad (21)$$

式中： K 为直流增益； ω_{z3} 、 ω_{z4} 分别为两个零点角频率； ω_{p1} 、 ω_{p2} 分别为两个极点角频率。

由图 16 可知，在 Boost 和 Boost-T 模式下随着 λ_2 减小、负载 R_L 增加，系统共轭极点越靠近虚轴，因此在升压模式下应在输入电压最小，负载最重时设计控制器；同时，由于系统受 RHP 零点的影响，系统开环截止频率需低于右半平面零点的截止频率，一般为 ω_{z2} 的 $1/2 \sim 1/4$ 。在 Buck 和 Buck-T 模式下随着 λ_1 减小、负载 R_L 增加，系统共轭极点逐渐向虚轴靠近，因此，降压模式下应在输入电压最大，负载最轻时设计控制器。结合上述分析，针对 FSBB 变换器多模式运行特性，升压模式和降压模式的 TypeIII 控制器分别为：

$$G_{e1}(s) = \frac{1\ 300 \left(1 + \frac{s}{3\ 400}\right)^2}{s \left(1 + \frac{s}{77\ 500}\right) \left(1 + \frac{s}{15\ 151}\right)} \quad (22)$$

$$G_{e2}(s) = \frac{5\ 000 \left(1 + \frac{s}{2\ 200}\right)^2}{s \left(1 + \frac{s}{122\ 522}\right) \left(1 + \frac{s}{15\ 151}\right)} \quad (23)$$

升压模式和降压模式补偿前后系统伯德图如图 18、19 所示。由图 18 可知, 补偿后 Boost 模式、Boost-T 模式的穿越频率分别为 1.9、1.7 kHz, 系统相位裕度分别为 74°、72°; 由图 19 可知, 补偿后 Buck 模式、Buck-T 模式的穿越频率分别为 13.8、12.4 kHz, 相位裕度分别为 67°、59°, 满足系统稳定性的设计需求。经上述分析可知, 采用 TypeIII 补偿网络可降低 RHP 零点对系统稳定性的影响, 提高系统对高频噪声的抑制能力。

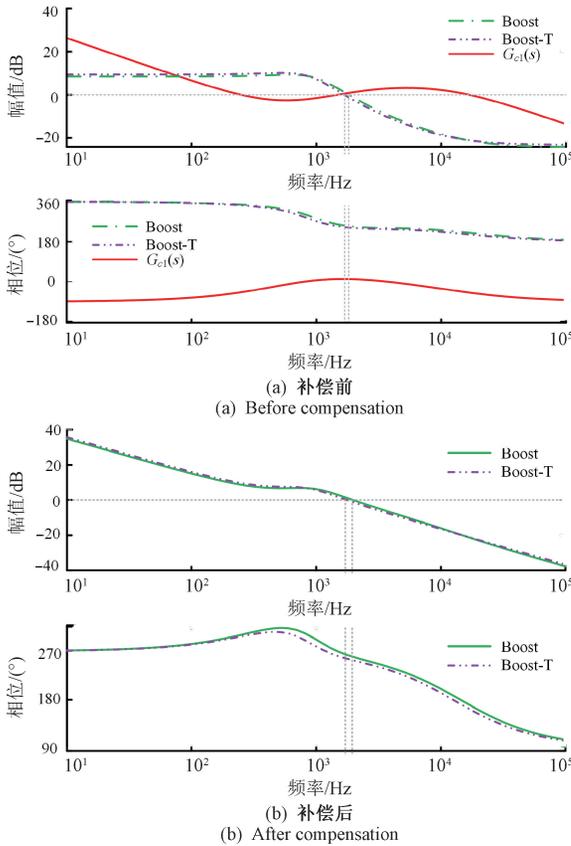


图 18 Boost 和 Boost-T 模式补偿前后伯德图
Fig. 18 Boost and Boost-T mode compensates for the frequency response curve before and after

3.2 输入电压前馈控制

分析图 9 可知, 由于占比取值限制, 系统进行模式切换时, 存在 4 种占空比突变的情况, 突变量分别为:

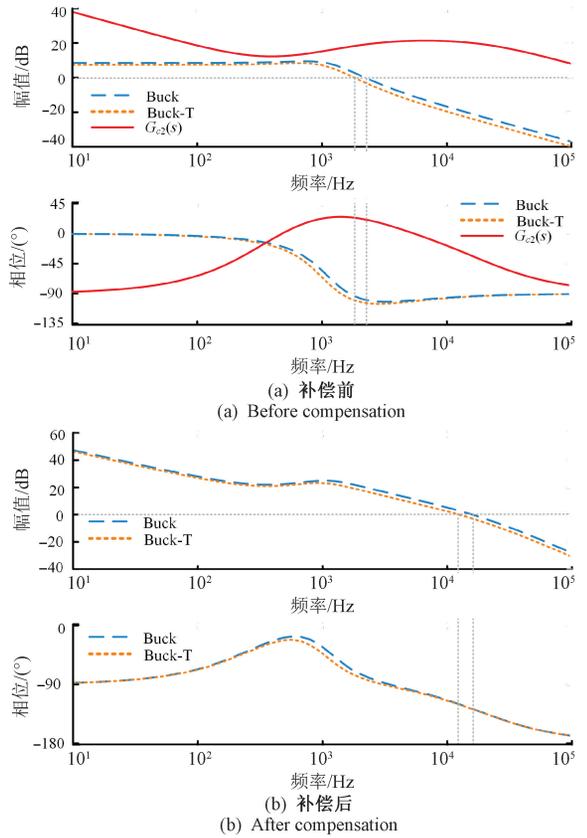


图 19 Buck 和 Buck-T 模式补偿前后伯德图
Fig. 19 Buck and Buck-T mode compensates for the frequency response curve before and after

$$\begin{cases} A_1 G = 1 - d_{1\max} \\ CG = (1 - d_{1\max})(1 - d_{2\min}) \\ GK = d_{1\max} d_{2\min} \\ BG = d_{2\min} \end{cases} \quad (24)$$

为抑制模式切换时输出电压的超调, 可通过减小模式切换时占空比的突变量。而由式 (24) 可知, 减小占空比突变量只能通过改变 $d_{2\min}$ 或 $d_{1\max}$ 的取值, 但会改变模式切换边界, 造成输出电压增益不连续。为解决此问题, 本文通过引入输入电压前馈控制, 抑制占空比突变对输出电压的影响, 其控制框图如图 20 所示。

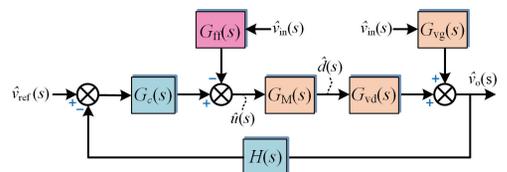


图 20 含输入电压前馈系统电压闭环控制
Fig. 20 Voltage closed-loop control block diagram of a feedforward system with input voltage

图20中 $G_{ff}(s)$ 为前馈函数。由图20可知,输入电压前馈对 $\hat{d}(s)$ 的影响为:

$$\hat{d}(s) = -G_{ff}(s)G_M(s)v_{in}(s) \quad (25)$$

输入电压变化时输出电压脉动为:

$$\Delta\hat{v}_o(s) = [G_{vg}(s) - G_{ff}(s)G_M(s)G_{vd}(s)]\Delta\hat{v}_{in}(s) \quad (26)$$

将式(18)、(19)代入式(26)可得:

$$\Delta\hat{v}_o(s) = \frac{\left[k_v U_{saw} - G_{ff}(s)k_d \left(1 - \frac{\lambda_3 Ls}{\lambda_2^2 R_L - R_s} \right) \right] \Delta V_{in}}{U_{saw} s \left(1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2 \right)} \quad (27)$$

式中: k_v 、 k_d 分别为输入电压增益和控制增益。

$$\begin{cases} k_v = \frac{\lambda_2 \lambda_1 R_L}{(R_s + \lambda_2^2 R_L)} \\ k_d = \frac{\lambda_2^2 R_L V_o - \lambda_3 R_s V_o}{\lambda_2 \lambda_1 (R_s + \lambda_2^2 R_L)} \end{cases} \quad (28)$$

令 $\Delta\hat{v}_o(s) = 0$, 求得前馈函数 $G_{ff}(s)$ 表达式为:

$$G_{ff}(s) = \frac{k_v U_{saw}}{k_d \left(1 - \frac{\lambda_3 Ls}{\lambda_2^2 R_L - R_s} \right)} \quad (29)$$

由式(29)可知,前馈函数中含有频率项 $\lambda_3 Ls / (\lambda_2^2 R_L - R_s)$, 而 $R_L \gg L$, 因此 $\lambda_3 Ls / (\lambda_2^2 R_L - R_s) \ll 1$, 前馈函数可化简为:

$$G_{ff}(s) = \frac{\lambda_2^2 \lambda_1 R_L U_{saw}}{\lambda_2^2 R_L V_o - \lambda_3 R_s V_o} \quad (30)$$

经上述分析可知,输入电压变化时,通过调节 $G_{ff}(s)$ 可抑制输出电压的超调,从而实现模式间的平滑切换。

综上所述,得到所提控制策略下 FSBB 变换器控制框图,如图21所示。

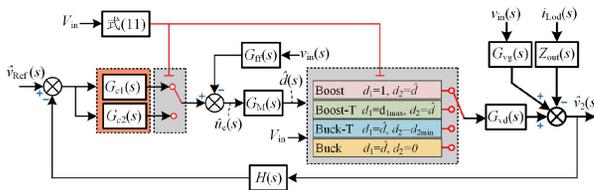


图21 开关选择型电压闭环控制结构

Fig. 21 Block diagram of switch-selective voltage closed-loop control structure

本文提出的 FSBB 变换器四模式控制策略,通过优化中间模式下的开关频率和切换边界,解决中间模式效率低的问题,并根据优化后的切换边界,对升压模式和降压模式选择相应的补偿环节和切换时输入电压前馈补偿量,可降低模式切换时输出电压的超调,使变换器在不同

模式下均能稳定运行。控制流程如图22所示。

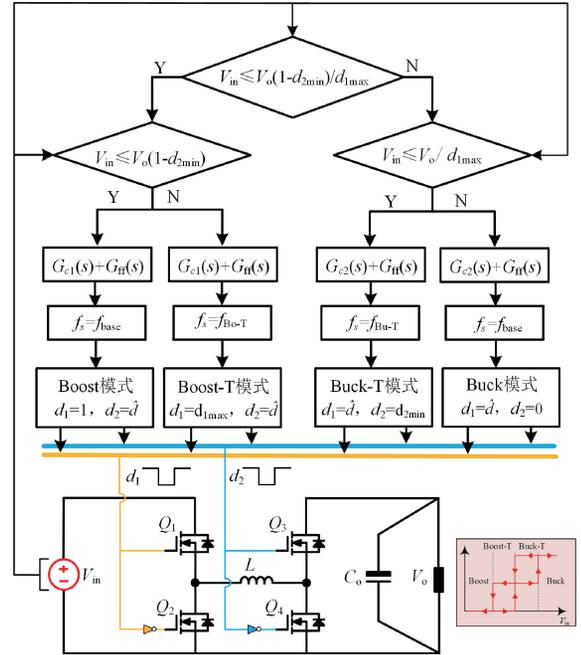


图22 选择型四模式控制策略流程

Fig. 22 The flow chart of the selective four-mode control strategy

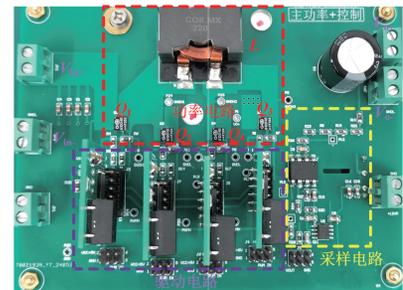
4 实验验证

为了验证所提控制策略的正确性与可行性,搭建了基于 GaN 的四开关 Buck-Boost 变换器实验样机,如图23所示,主要元器件型号、参数如表2所示。



(a) FSBB变换器实验平台

(a) FSBB converter experimental platform



(b) GaNFSBB变换器主功率板

(b) GaNFSBB converter main power board

图23 FSBB 变换器实验平台

Fig. 23 Experimental setup of FSBB converter

表 2 样机主要参数

Table 2 Main parameters of the prototype

参数	数值/型号
输入电压 V_{in}/V	24~48
输出电压 V_o/V	30~48
开关频率 f_s/kHz	400~500
f_{base}/kHz	500
电感 $L/\mu H$	26
输出电容 $C_o/\mu F$	220
t_d/ns	64
t_s/ns	14
t_f/ns	110
GaN MOSFET	GS61004B-B
驱动器	ADUM4121
控制器	TMS320F28335

Boost-T 模式和 Buck-T 模式采用不同切换边界时的实验波形如图 24 所示, $f_s = 500$ kHz, 输入电压为 34 V, 输出电压为 36 V 变换器工作在 Boost-T 模式。在图 24(a) 中, 若将 $V_o = V_{in}$ 作为中间模式切换边界, 此时电感电流脉动值 $\Delta i_L = 0.41$ A, 直接功率传输所占时间约为 $1.5 \mu s$; 在图 24(b) 中, 切换边界为 $M' = d_{1max} / (1 - d_{2min})$, 电感电流脉动值 $\Delta i_L = 0.34$ A, 直接功率传输所占时间为 $1.8 \mu s$ 。从实验结果可以看出, 当 $d_{1max} \neq 1 - d_{2min}$ 时, 若将 $V_o = V_{in}$ 作为 Boost-T 模式和 Buck-T 模式的切换边界会增大电感电流的脉动值, 减小直接功率传输占比, 从而降低变换器中间模式下的效率。

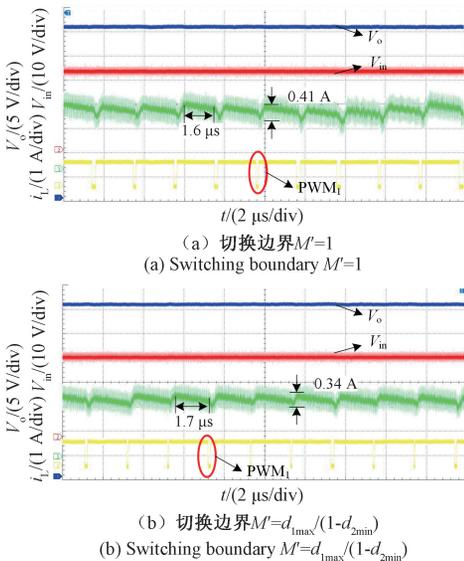
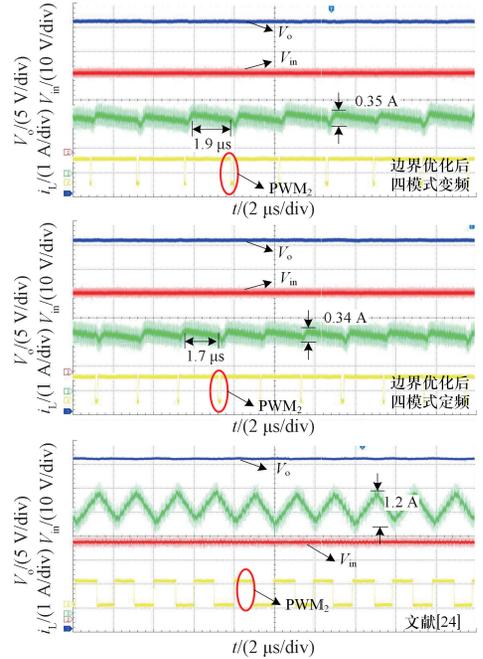
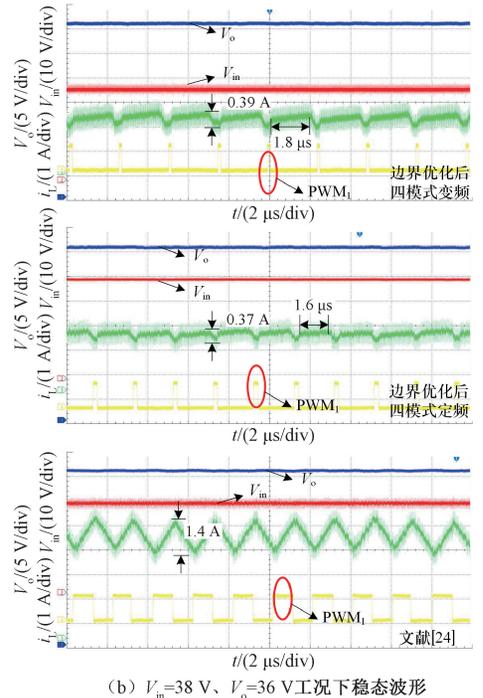


图 24 在不同切换边界下 Boost-T 模式稳态实验波形
Fig. 24 Experimental waveform of inductor current under different switching boundaries

FSBB 变换器采用文献[24]、边界优化后四模式定频以及边界优化后四模式变频控制策略下中间模式稳态实验波形如图 25 所示。对比试验结果如表 3 所示。



(a) $V_m=34$ V, $V_o=36$ V 工况下稳态波形
(a) Steady-state waveform under the condition of $V_m=34$ V and $V_o=36$ V



(b) $V_m=38$ V, $V_o=36$ V 工况下稳态波形
(b) Steady-state waveform under the condition of $V_m=38$ V and $V_o=36$ V

图 25 中间模式下变换器稳态实验波形

Fig. 25 Steady-state experimental waveform in intermediate mode

从实验结果可以看出, 采用四模式控制可明显降低电感电流纹波, 提高直接功率传输占比。虽然四模式

表3 中间模式稳态参数对比

Table 3 Comparison of steady-state parameters in intermediate modes

工作状态	参数对比	文献 [24]	边界优化后四模式定频	边界优化后四模式变频
$V_{in} = 34\text{ V}$	电感电流纹波 $\Delta i_L/A$	1.2	0.34	0.35
	直接功率传输时间/ μs	0	1.7	1.9
$V_{in} = 38\text{ V}$	电感电流纹波 $\Delta i_L/A$	1.4	0.37	0.39
	直接功率传输时间/ μs	0	1.6	1.8

变频相较于四模式定频电感电流脉动值有略微上升,但由于电感电流有效值减小且直接功率传输所占时间增加,变换器效率因此也会得到提升。因此,四模式控制相比于文献[24]传统三模式控制电感电流脉波以及直接功率传输所用时间得到显著优化,并通过对四模式切换边界以及频率优化,变换器在中间模式下可以稳定且高效的运行。

采用所提控制策略与文献[27]的传统控制策略、文献[29]在各模式下负载跳变的对比实验波形如图26所示。表4为对比实验结果。

输出电压为36V,负载由50%切换至100%。采用所提控制策略负载切换时,对比传统控制策略,输出电压脉动减小2V左右,调节时间减小4ms左右;对比文献[29],输出电压脉动减小1V左右,调节时间减小1.5ms左右。从对比结果可知,采用变参数模型为升压降压模式分别设计控制器,可降低负载突变对输出电压影响。验证了所提控制策略的有效性。

采用所提控制策略与文献[27]的传统控制策略、文献[29]进行模式切换的实验波形如图27所示。表5为不同控制策略对比实验结果。

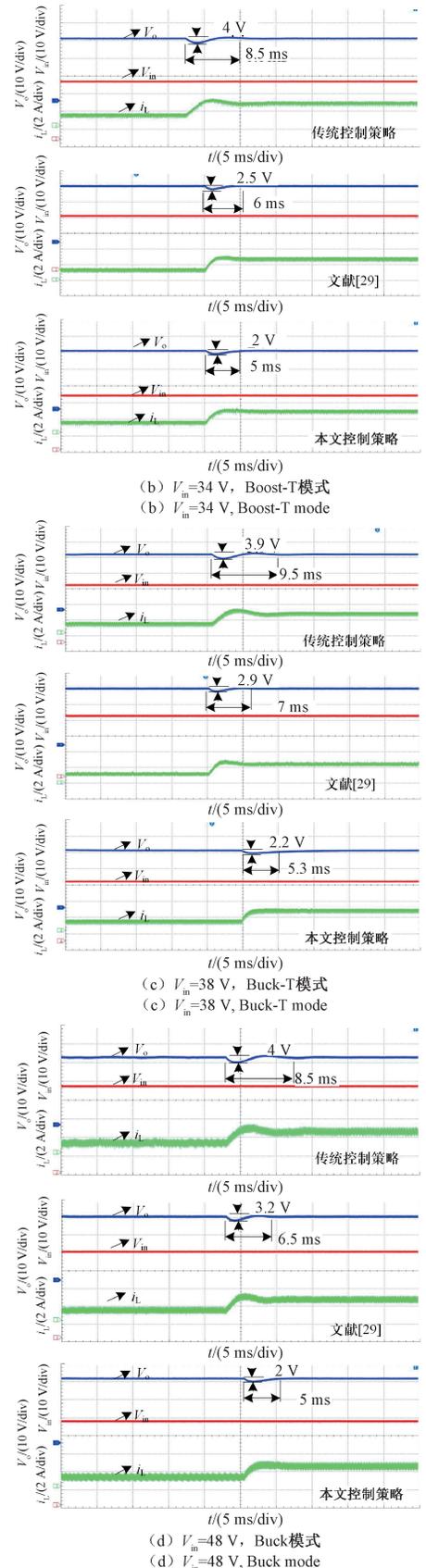
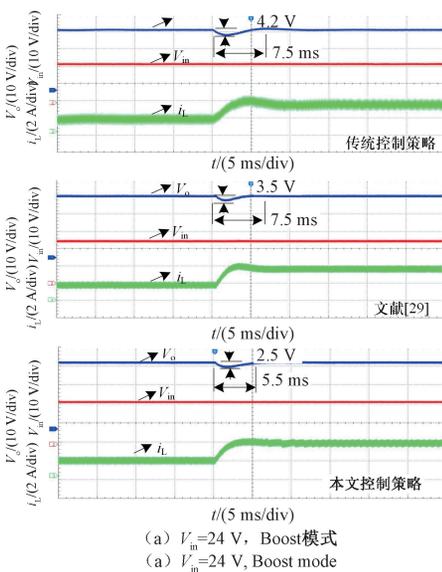


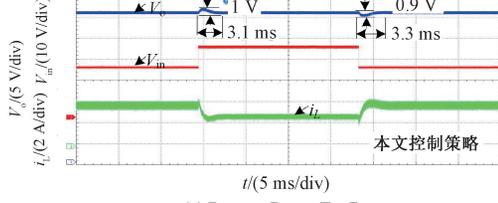
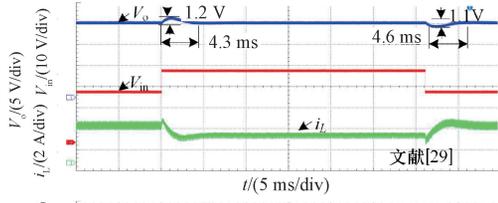
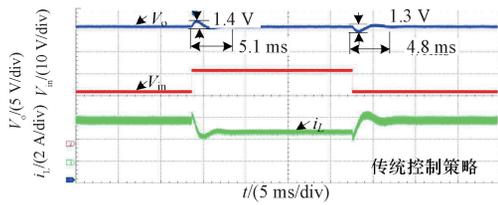
图26 负载突变实验波形

Fig. 26 Experimental waveform in case of load changing suddenly

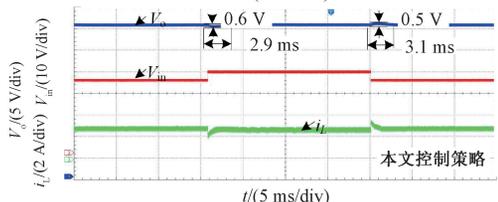
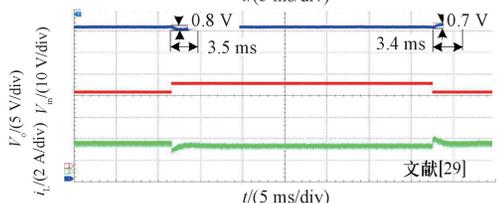
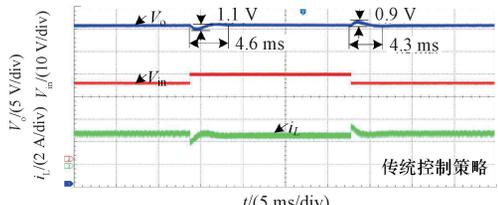
表 4 负载切换实验对比结果

Table 4 Comparison results of load switching experiments

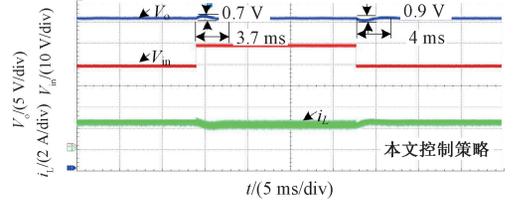
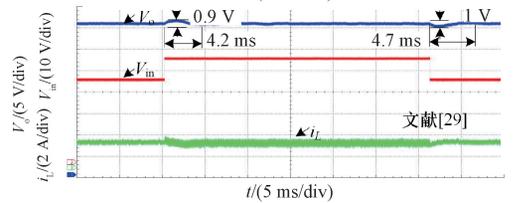
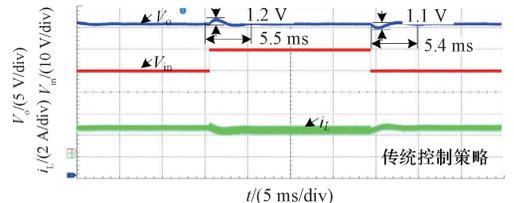
工作状态	动态过程	传统控制策略	文献 [29]	所提控制策略
Boost 模式	输出电压下冲/V	4.2	3.5	2.5
	调节时间/ms	9	7.5	5.5
Boost-T 模式	输出电压下冲/V	4	2.5	2
	调节时间/ms	8.5	6	5
Buck-T 模式	输出电压下冲/V	3.9	2.9	2.2
	调节时间/ms	9.5	7	5.3
Buck 模式	输出电压下冲/V	4	3.2	2
	调节时间/ms	8.5	6.5	5



(a) Boost→Boost-T→Boost



(b) Boost-T→Buck-T→Boost-T



(c) Buck-T→Buck→Buck-T

图 27 多模式间切换实验波形

Fig. 27 Experimental waveform of switching between multi-mode

表 5 模式切换实验对比结果

Table 5 Comparison results of mode switching experiments

工作状态	动态过程	所提控制策略	文献 [29]	传统控制策略
Boost-T 与 Boost 间切换	输出电压过冲/下冲/V	1/0.9	1.2/1.1	1.4/1.3
	调节时间/ms	3.1/3.3	4.3/4.6	5.1/4.8
Boost-T 与 Buck-T 间切换	输出电压过冲/下冲/V	0.5/0.6	0.8/0.7	1.1/0.9
	调节时间/ms	3.1/2.9	3.5/3.4	4.6/4.3
Buck-T 与 Buck 间切换	输出电压过冲/下冲/V	0.7/0.9	0.9/1	1.2/1.1
	调节时间/ms	3.7/4	4.2/4.7	5.5/5.4

根据上述实验结果可知,采用所提控制策略进行模式切换时,对比传统控制策略,输出电压脉动减小 0.5 V 左右,调节时间减小 2 ms 左右;对比文献 [29],输出电压脉动减小 0.2 V 左右,调节时间减小 1 ms 左右。从对比结果可知,为升压降压模式分别设计控制器并引入输入电压前馈,可降低输入电压扰动和占空比突变对输出电压影响。验证了所提控制策略的有效性。

当变换器输出电压固定 36 V 时,分别采用传统三模式、传统四模式、边界优化后四模式定频和边界优化后四模式变频等 4 种控制策略,测得效率曲线如图 28 所示。经分析可知变换器在宽输入电压范围运行时,处于 Buck 和 Boost 两种模式下输出效率最高,其峰值效率分别为 97.4% 和 96.7%;而处于中间模式下效率最低,主要原因是此时直接功率传输占比下降、电感电流脉动增加导致的。

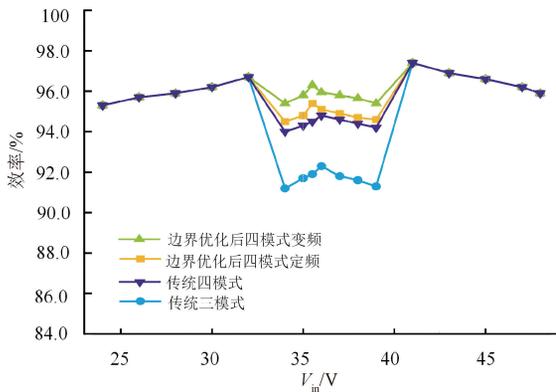


图 28 输出电压固定 36 V 时变换器效率曲线

Fig. 28 Efficiency curve of FSBB converter @ $V_o = 36$ V

处于中间模式下,采用传统三模式和传统四模式两种控制策略的峰值效率分别为 92.3% 和 94.8%。主要原因是当处于 Buck-T、Boost-T 模式时,直接功率传输占比较高、电感电流脉动较低,导致开关损耗、电感磁芯损耗均较小,故传统四模式具有较高效率。在此基础上通过对传统四模式优化切换边界,增加了 Buck-T 模式、Boost-T 两模式中直接功率传输占比、减小电感电流脉动值,此时中间模式下峰值效率升至 95.4%;为进一步增加直接功率传输占比,并减小电感电流有效值,对中间模式进行小范围变频控制,使得中间模式下的效率进一步提高至 96.3%。

通过上述分析可知相比于传统多模式控制策略,本文所提控制策略解决了中间模式下效率低的问题,实现了变换器在整个宽输入电压范围高效率运行。

5 结 论

针对 FSBB 变换器中间模式效率降低以及多模式切换问题,提出了一种开关选择型控制策略。首先,通过优化切换边界和开关频率,提高中间模式下变换器工作效率;在控制器设计中,采用状态空间平均法,构建四模式变参数模型,并设计了输入电压前馈补偿,以消除因模式切换时引起的输出电压振荡。最后通过实验验证,得到如下结论。

1) 通过分析不同切换边界下直接功率传输占比、电感电流脉动值,重新确定了 FSBB 变换器不同模式下的工作区间范围,并通过小范围变频的方式降低中间模式电感电流有效值并增加直接功率传输占比,使变换器工作效率得到提高。

2) 通过推导 FSBB 变换器多模式下统一小信号模型和传递函数,详细分析了系统数学模型对当变换器工作性能的影响,从而完成环路补偿设计,当系统进行模式切

换时,所设计的控制器可有效抑制输出电压超调,并快速追踪到给定值,以实现模式间平滑切换。

参考文献

- [1] MA J J, ZHU M, LI Y W et al. Dynamic analysis of multimode Buck-Boost converter: An LPV system model point of view[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 8539-8551.
- [2] 张智刚, 康重庆. 碳中和目标下构建新型电力系统的挑战与展望[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(8): 2806-2819.
ZHANG ZH G, KANG CH Q. Challenges and prospects for constructing the new-type power system towards a carbon neutrality future[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(8): 2806-2819.
- [3] 卢自宝, 龚莉, 赵传超, 等. 直流微电网中 DC-DC 变换器的切换控制方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(8): 202-209.
LU Z B, GONG L, ZHAO CH CH, et al. Switching control strategy of DC-DC converter in the DC micro-grid[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42(8): 202-209.
- [4] 于会群, 钟永, 张浩, 等. 微电网混合储能系统控制策略研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(5): 730-738.
YU H Q, ZHONG Y, ZHANG H, et al. Research on control strategy of hybrid energy storage system in micro grid[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2015, 29(5): 730-738.
- [5] 马建军, 朱森, 杨亚宇, 等. 适用于多工作模式 Buck-Boost 变换器的线性变参数模型与宽运行范围控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(21): 8423-8433.
MA J J, ZHU M, YANG Y Y, et al. LPV modeling and wide range voltage regulation of multimode Buck-Boost converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(21): 8423-8433.
- [6] 秦杨, 许兴, 秦岭. 三电感单管高增益 Boost 变换器[J]. 电子测量技术, 2022, 45(6): 1-6.
QIN Y, XU X, QIN L. A triple-inductor single-switch high-gain Boost converter [J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(6): 1-6.
- [7] WANG L J, KE J Y, ZHAN M. Efficient and fast active equalization method for retired battery pack using wide voltage range bidirectional converter and DBSCAN clustering algorithm [J]. IEEE Transactions on Power

- Electronics, 2022, 37(11): 13824-13833.
- [8] 郭向伟, 刘震, 耿佳豪, 等. 基于 LC 储能的串联电池组主动均衡方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(9): 243-251.
GUO X W, LIU ZH, GENG J H, et al. Research on the active balancing method of series battery pack based on LC energy storage[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41(9): 243-251.
- [9] DONG H C, HYUNG J C, SEIN O, et al. A high-efficiency single-mode dual-path buck-boost converter with reduced inductor current[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2023, 58(3): 720-731.
- [10] BAI Y N, HU S D, YANG ZH, et al. A selective common mode noise mitigation method using phase-shifted modulation for four-switch Buck-Boost DC/DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(6): 7183-7196.
- [11] 吴少雷, 肖坚红, 冯玉, 等. 基于多模式控制的储能双向 Buck-Boost DC/DC 变换器[J]. 电子测量技术, 2019, 42(10): 22-27.
WU SH L, XIAO J H, FENG Y, et al. Multi-mode control based bidirectional Buck-Boost DC/DC converter for energy storage[J]. Electronic Measurement Technology, 2019, 42(10): 22-27.
- [12] WEN ZH L, TANG W M, XU D G. Quasi-peak current control strategy for four-switch Buck-Boost converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(10): 12607-12619.
- [13] LIU F M, XU J P, CHEN ZH G, 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 Industry Electronics, 2023, 70(12): 12431-12441.
- [14] LIU F M, XU J P, CHEN ZH G, et al. A constant frequency ZVS modulation scheme for four-switch Buck-Boost converter with wide input and output voltage ranges and reduced inductor current[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2023, 70(5): 4931-4941.
- [15] TIAN L, WU X K, JIANG C R, et al. A simplified real-time digital control scheme for ZVS four-switch Buck-Boost with low inductor current[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2022, 69(8): 7920-7929.
- [16] SAHU B, RINCON-MORA G A. A low voltage dynamic noninverting synchronous Buck-Boost converter for portable application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(2): 443-452.
- [17] 姚川, 阮新波, 曹伟杰, 等. 双管 Buck-Boost 变换器的输入电压前馈控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(21): 36-44, 191.
YAO CH, RUAN X B, CAO W J, et al. An input voltage feedforward control strategy for to-switch Buck-Boost DC-DC converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(21): 36-44, 191.
- [18] 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 X Y, RUAN X B, LI M Q, et al. Dual edge modulated four-switch Buck-Boost converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(12): 16-23.
- [19] 贾磊磊, 孙孝峰, 郑智文, 等. 消除非反向 Buck-Boost 变换器运行死区的充放电控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(10): 3270-3280.
JIA L L, SUN X F, ZHENG ZH W, et al. Charge and discharge control strategy for eliminating the operational dead zone of noninverting buck-boost converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(10): 3270-3280.
- [20] CALLEGARO L, CIOTOTARU M, PAGANO D J, et al. A simple smooth transition technique for the noninverting Buck-Boost converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 4906-4915.
- [21] 曹以龙, 朱冬冬, 吴丹. 基于三模控制的四开关变换器设计[J]. 电源技术, 2021, 45(5): 665-668.
CAO Y L, ZHU D D, WU D. Design of four-switch converter based on three-mode control[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2021, 45(5): 665-668.
- [22] CHEN J J, SHEN P N, HWANG Y SH. A high-efficiency positive Buck-Boost converter with mode-select circuit and feed-forward techniques[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(9): 4240-4247.
- [23] BAI Y N, HU S D, YANG ZH, et al. Model predictive control for four-switch Buck-Boost converter based on tuning-free cost function with smooth mode transition[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(6): 6607-6618.
- [24] 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 SH, SONG L F, ZHANG ZH G. Study on three-mode

control method for four-switch Buck-Boost converter[J].

Journal of Power Supply, 2019, 17(3): 111-119.

- [25] 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 T ZH, WANG Y, ZHANG H L, et al. An improved three-mode variable frequency control strategy based on four-switch Buck-Boost converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(21): 4544-4557.
- [26] MA J J, ZHU M, LI X Y, et al. Bumpless transfer of non-inverting Buck-Boost converter among multiple working modes[C]. 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2018: 1909-1914.
- [27] JIA L L, SUN X F, ZHENG ZH W, 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.
- [28] AHARON I, KUPERMAN A, SHMILOVITZ D. Analysis of dual-carrier modulator for bidirectional noninverting Buck-Boost converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 840-848.
- [29] WENG X, ZHAO ZH M, CHEN K N, et al. A nonlinear control method for bumpless mode transition in noninverting Buck-Boost converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 2166-2178.
- [30] GUO ZH Q, MAO T H. Efficiency optimization and control strategy of four-switch Buck-Boost converter for wide conversion ratio[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(9): 10702-10715.

作者简介



郭强, 2010 年于西南大学获得硕士学位, 2015 年于重庆大学获得博士学位, 现为重庆理工大学副教授, 主要研究方向为 PWM 整流器、高频变换器、直流微电网等。

E-mail: guoqiang@cqut.edu.cn

Guo Qiang received his M. Sc. degree from Southwest University in 2010 and Ph. D. degree from Chongqing University in 2015. He is currently an associate professor in the School of Electrical and Electronic Engineering at Chongqing University of Technology. His main research interests include PWM rectifiers, high-frequency power conversion, and DC microgrid.



张帆云, 2022 年于江西理工大学获得学士学位, 现为重庆理工大学硕士研究生, 主要研究方向为电力电子变换器拓扑及控制。

E-mail: 2629447861@qq.com

Zhang Fanyun received his B. Sc. degree from Jiangxi University of Science and Technology in 2022. He is currently a master student at Chongqing University of Technology. His main research interests include power electronic converter topology and control.



李海啸(通信作者), 2021 年于重庆大学获得博士学位, 现为重庆理工大学讲师, 主要研究方向包括可再生能源系统运行优化、混合微电网控制等。

E-mail: lihaixiao@cqut.edu.cn

Li Haixiao (Corresponding author) received his Ph. D. degree from Chongqing University in 2021. He is currently a lecturer at Chongqing University of Technology. His main research interests include renewable energy systems optimization, hybrid microgrid systems control.