

<http://bhxb.buaa.edu.cn> jbuaa@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2024.0860

临近空间飞行器升降压变换器模型预测控制策略

赵宇宇^{1,2}, 王保成¹, 黄庭双¹, 贾忠臻¹, 杜晓伟¹, 徐国宁^{1,2,*}

(1. 中国科学院 空天信息创新研究院, 北京 100094; 2. 中国科学院大学 航空宇航学院, 北京 100049)

摘 要: 临近空间长航时飞行器能源系统主要包括太阳能电池、储能电池、能源控制器和配电器, 其中, 能源控制器实现太阳能电池最大功率跟踪和对储能电池充电功能。传统的临近空间飞行器能源控制器一般采用单升压或单降压拓扑结构, 存在不足, 对此, 采用一种四开关升降压变换器拓扑及对应的控制方法, 该控制方法针对四开关升降压变换器在实际电源设计中由于控制死区造成的模式频繁切换的问题, 提出一种模型预测控制 (MPC) 与多步离散法相结合的四模式控制策略。该策略在传统的 Buck 和 Boost 两模式基础上, 通过预测模型推导出占空比控制率, 利用多步离散法, 并将极限占空比考虑其中, 进而在控制死区内划分出 2 种扩展模式: 扩展 Buck (E-Buck) 模式和扩展 Boost (E-Boost) 模式。同时, 利用输入电压检测单元, 实现了变换器在四模式下的平滑切换。仿真实验验证了所提控制策略的有效性。

关键词: 临近空间; 升降压; 模型预测控制; 模式切换; 极限占空比

中图分类号: V274; V19; TP273

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2025)08-2820-09

临近空间也被称为亚轨道空间^[1-2], 其包含平流层(20~55 km)、中间层(55~85 km)及部分电离层(85~100 km)。近年来, 临近空间在军事战略和科学观测等领域受到广泛重视。

目前, 临近空间飞行器利用太阳能电池阵进行能源供给以实现长航时的驻空飞行任务。采用的直流-直流 (direct current to direct current, DC-DC) 电源控制器多为升压型 Boost 电路或降压型 Buck 电路。采用升压型 Boost 电路, 当蓄电池即将充满时, 太阳能电池阵会和蓄电池之间出现较大的压差, 输入输出电流纹波变大, 损耗变大; 采用降压型 Buck 电路, 会造成太阳能电池阵电压过高, 临近空间存在低气压工况, 易引起低气压放电, 且不利于后期电压的提升^[3-4]。因此, 开展针对临近空间的新型升降压型 DC-DC 变换器的研究对于提高临近空间飞行器的性能十分有意义。

传统的具有升压和降压功能的变换器, 如 Buck-Boost、Cuk、Zeta 和 Sepic 变换器存在功率器件电压应力高、输入输出电压极性相反、有源器件多等问题^[5-7]。近年来, 新提出的 Super Buck-Push-Pull 变换器、改进型零电压过渡移相全桥 DC-DC 变换器也存在拓扑复杂、开关器件多的缺点^[8-10]。以开关管替代双管升降压拓扑中的续流二极管得到的四开关升降压变换器不仅能实现升压与降压功能, 还具有输入输出电压极性相同、功率器件电压应力小(为输入输出电压的 1/2)、无源器件少及能够双向导通等优点, 更适用于宽范围电压变换的应用场合^[11-12], 在相关领域得到了较多的应用。

四开关升降压变换器由双管升降压拓扑扩展而来, 其同样具有 Buck 降压、Boost 升压及 Buck-Boost 升降压功能。传统的控制方法依据变换器的工作模式分为单模式、两模式和三模式。单模式控

收稿日期: 2024-12-04; 录用日期: 2025-01-10; 网络出版时间: 2025-01-13 11:01

网络出版地址: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20250110.1635.001

基金项目: 中国科学院重点部署项目 (KGFZD-145-23-54)

*通信作者. E-mail: xugn@aircas.ac.cn

引用格式: 赵宇宇, 王保成, 黄庭双, 等. 临近空间飞行器升降压变换器模型预测控制策略 [J]. 北京航空航天大学学报, 2025, 51 (8): 2820-2828. ZHAO Y Y, WANG B C, HUANG T S, et al. Model predictive control strategy for Buck-Boost converter of near-space aircraft [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2025, 51 (8): 2820-2828 (in Chinese).

制方法与双管升降压拓扑类似, 变换器工作在 Buck-Boost 升降压模式, 控制逻辑简单, 虽然实现了升压与降压功能, 但由于不存在直接功率, 电感电流有效值较大, 故其损耗相对较高, 不适用于大功率场合。采样两模式控制方法时, 变换器具有 2 种工作模式, 根据输入电压与输出目标电压的大小关系划分为 Boost 升压模式与 Buck 降压模式。但当输入输出电压比较接近时, 由于死区时间、栅极驱动延迟、开关寄生电容和自举电路的要求, 总会有最小、最大占空比的限制, 实际的占空比无法达到 1 或 0, 会存在控制死区^[13-16], 导致模式频发切换、控制不稳及输出纹波增大等问题。为解决此问题, 在两模式控制中引入 Buck-Boost 中间模式形成三模式控制方法。文献 [11] 提出了一种利用输入电压与中间电压的大小关系选择变换器工作模式的三模式控制方法。为了降低控制的复杂性、提高稳定性, 文献 [16-17] 在 Buck-Boost 模式中, 将某一桥臂的占空比设置为某一恒定值, 通过调节另一桥臂的占空比以控制输出电压, 根据固定占空比的桥臂不同, 可分为定降压占空比和定升压占空比三模式。而且在三模式控制中, 由于存在 Buck-Boost 中间模式, 也会造成一定的效率损失。

近年来, 随着微型计算机技术的发展, 模型预测控制 (model predictive control, MPC) 以控制方式直观、动态响应快、可有效减少控制环等优点^[18-23], 在电力电子与工业控制等领域得到了较多的应用。

针对四开关升降压变换器在实际应用中存在的问题及临近空间飞行时电压宽范围变化的特点, 本文依据开关管的占空比最值, 利用 MPC 与多步离散法相结合的方法, 在两模式控制的基础上, 当占空比达到最大与最小值时, 增加了 2 种扩展模式, 避免了两模式控制方法存在的模式频繁切换的问题; 通过划分不同的输入电压区间, 控制变换器 4 种工作模式之间的切换。同时, 搭建 Simulink 仿真模型, 验证了本文提出的控制策略的可行性。

1 变换器工作原理分析

四开关升降压电路拓扑如图 1 所示。开关管 S1 和 S2 组成 Buck 桥臂, S1 为主控开关管, 其占空比定义为 d_1 ; 开关管 S3、S4 构成 Boost 桥臂, S4 为主控开关管, 其占空比定义为 d_2 ; V_i 和 V_o 分别为输入电压和输出电压, i_L 为电感电流, L 为功率电感, R_L 为电感内阻, i_o 为输出电流, C 为输出滤波电容, R 为负载电阻。

变换器工作在 Buck 模式时, S1、S2 交替互补导通, S3 常通、S4 常断, 连续时域数学模型如下:

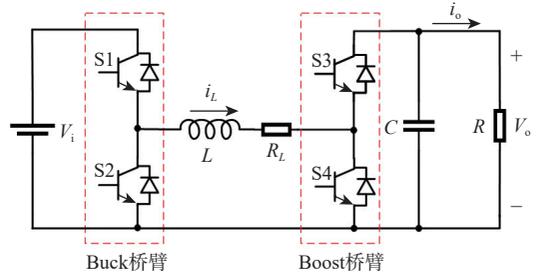


图 1 四开关升降压电路拓扑

Fig. 1 Topology of the four switch Buck-Boost circuit

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

式中: $u_1(t)$ 表示 S1、S2 的开关状态, S1 导通、S2 关断时, $u_1(t) = 1$, 反之, $u_1(t) = 0$ 。

离散后可得离散域平均状态方程如下:

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

式中: T_s 为开关周期。

将式 (2) 写作状态空间方程如下:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d d_1(k) + \mathbf{E}_d \\ \mathbf{y}(k+1) = \mathbf{F} \mathbf{x}(k) \end{cases} \quad (3)$$

式中: $\mathbf{x}(k) = [i_L(k), V_o(k)]^T$; $\mathbf{y}(k) = [V_o(k)]$; 各矩阵分别表示为

$$\begin{cases} \mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_L T_s}{L} & -\frac{T_s}{L} \\ \frac{T_s}{C} & 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_d = \begin{bmatrix} \frac{V_i T_s}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{E}_d = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{i_o T_s}{C} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4)$$

变换器工作在 Boost 模式时, S3、S4 交替互补导通, S1 常通、S2 常断, 连续时域数学模型如下:

$$\begin{cases} \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_i(t) - i_L(t)R_L}{L} - \frac{V_o(t)}{L} (1 - u_2(t)) \\ \frac{dV_o(t)}{dt} = \frac{i_L(t)}{C} (1 - u_2(t)) - \frac{i_o(t)}{C} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $u_2(t)$ 表示 S3、S4 的开关状态, S3 关断、S4 导通时, $u_2(t) = 1$, 反之, $u_2(t) = 0$ 。

离散后可得离散域平均状态方程如下:

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

将式(16)写做状态空间方程如下:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = (\mathbf{A}_{d1} + \mathbf{A}_{d2}d_2(k))\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \\ \mathbf{y}(k+1) = \mathbf{F}\mathbf{x}(k) \end{cases} \quad (7)$$

式中:各矩阵分别表示为

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{d1} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_L T_s}{L} & -\frac{T_s}{L} \\ \frac{T_s}{C} & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_{d2} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{T_s}{L} \\ -\frac{T_s}{C} & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (8)$$

根据伏秒平衡原理,理想情况下四开关升降压变换器的电压增益 G 表示为

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{d_1}{1-d_2} \quad (9)$$

Buck 模式时,开关管 S4 常断, $d_2 = 0$, 调节 d_1 实现降压; Boost 模式时,开关管 S1 常通, $d_1 = 1$, 调节 d_2 实现升压; 当 2 个主控开关管 S1 和 S4 同开同关时, 变换器工作在 Buck-Boost 中间模式, 此时 $d_1 = d_2 = d$, $d > 0.5$ 时为升压状态, $d < 0.5$ 时为降压状态。

2 变换器控制策略

四开关升降压变换器适合应用于电压宽范围变化的场合, 且具有多种工作模式, 因此, 引入 Buck-Boost 中间模式, 避免了两模式控制的模式频繁切换的问题, 但是 Buck-Boost 模式相较于 Buck 和 Boost 模式, 在效率上会有较多的损耗。

为此, 本文提出一种基于多步离散法的四开关升降压变换器 MPC 策略。在输入输出电压比较接近时采用多步离散法和 MPC 结合的方式对占空比进行更精确的预测计算, 其他时刻采用 MPC 对占空比进行一般的预测计算。

根据占空比最值和输入电压的变化范围, 设计了 4 种工作模式, 针对占空比达到最值时的工况, 在 Buck 和 Boost 模式之间加入 2 种中间模式, 控制示意图如图 2 所示。图中: $d_{1,max}$ 为开关管 S1 占空比的最大值, $d_{1,min}$ 为其最小值; $d_{2,max}$ 为开关管 S4 占空比的最大值, $d_{2,min}$ 为其最小值。在降压阶段, 固定 d_2 为 $d_{2,min}$, 依据推导出的占空比控制律调节 d_1 , 可将其视为 Buck 模式在中间模式的扩展延伸, 将其称为拓展 Buck (extended Buck, E-Buck) 模式。同

理, 在拓展 Boost (extended Boost, E-Boost) 模式, 固定 d_1 为 $d_{1,max}$, 依据推导出的占空比控制律调节 d_2 。其控制策略如图 3 所示。内环为基于连续控制集模型预测控制 (continuous control set MPC, CCS-MPC) 的电感电流预测控制, 利用多步离散法与 MPC 相结合的方式建立四开关升降压变换器 4 种工作模式的占空比预测计算模型, 根据输入电压变化选择合适的工作模式, 实现变换器的输出电压快速跟踪与不同工作模式之间的切换。外环为电压比例积分 (proportional-integral, PI) 控制, 通过经典的 PI 算法计算出电感电流参考值 $i_{L,ref}$, 并利用其积分环节消除实际电路输出存在的静态误差, 对目标输出电压进行更快速、更准确的稳定追踪。

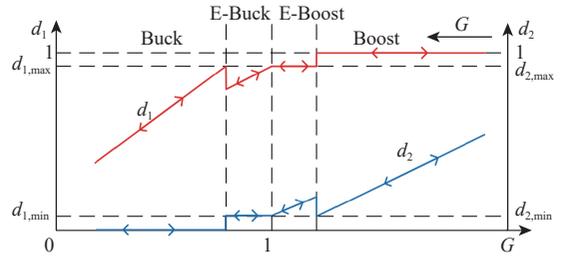


图 2 四模式控制示意图

Fig. 2 Schematic diagram of the four-mode control

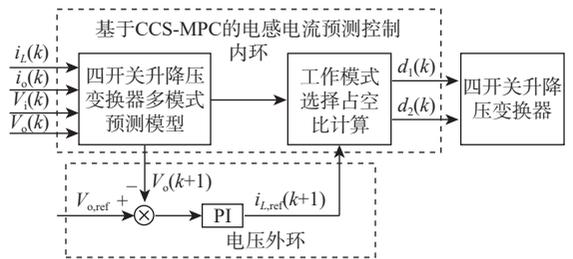


图 3 四开关升降压变换器控制策略示意图

Fig. 3 Control strategy diagram of four switch

Buck-Boost converter

2.1 预测模型

2.1.1 Buck 模式预测模型

由式(2)可知, $i_L(k+1)$ 中含有 Buck 模式最直接的控制量占空比 $d_1(k)$, 引入代价函数 J :

$$J = (i_L(k+1) - i_{L,ref})^2 \quad (10)$$

代价函数 J 越小, 表明控制效果越好。对代价函数求 $d_1(k)$ 的偏导, 令偏导值等于 0, 代价函数 J 在此时的 $d_1(k)$ 值处取得最小值, 可得到 $d_1(k)$ 的控制律如下:

$$d_1(k) = \frac{L(i_{L,ref} - i_L(k)) + R_L i_L(k) T_s + T_s V_o(k)}{V_i(k) T_s} \quad (11)$$

2.1.2 E-Buck 模式预测模型

为了更加精确地进行占空比的预测计算, 采用多步离散法将原有的时间周期 T_s 均分为 n 个小的子周期, 每个子周期的大小为 $\tau = T_s/n$ 。本文选取

$n = 3$, 具体推导过程见附录 A。

输入电压为 200~400 V, 输出参考电压 $V_{o,ref}$ 为 310 V, 根据占空比最值划分 E-Buck 模式的输入电压范围为 $(V_{o,ref}, V_{o,ref}/d_{1,max})$, $d_{1,max}$ 取 0.96。由式 (9) 可知, 此时的占空比 $d_1(k)$ 处于 $2/3 \sim 1$ 之间。可依据式 (12) 对下一刻的状态进行预测:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1/3) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \\ \mathbf{x}(k+2/3) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k+1/3) + \mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \\ \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k+2/3) + (3d_1(k) - 2)\mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \end{cases} \quad (12)$$

可得状态变量 $\mathbf{x}(k+1)$ 如下:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d^3 \mathbf{x}(k) + \mathbf{A}_d^2 \mathbf{B}_d + \mathbf{A}_d \mathbf{E}_d + \mathbf{A}_d \mathbf{B}_d + \mathbf{A}_d \mathbf{E}_d + 3\mathbf{B}_d D_1(k) - 2\mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \quad (13)$$

则 $i_L(k+1) = [1, 0] \cdot \mathbf{x}(k+1)$, 同理, 引入式 (10) 形式的代价函数, 可得 E-Buck 模式下的 $d_1(k)$ 控制律如下:

$$d_1(k) = -\{[C(L - R_L \tau)^3 + L\tau^2(2R_L \tau - 3L)]i_L(k) + [L\tau^3 - C\tau(L - R_L \tau)^2 + CL\tau(R_L \tau - 2L)]V_o(k)d_{2,max} + [C(L - R_L \tau)^2 - L\tau^2 + CL(L - R_L \tau) - 2CL^3]V_i(k)\tau + i_o(k)L\tau^2(3L - R_L \tau) - CL^3 i_{L,ref}\} / (3CL^2 V_i(k)\tau) \quad (14)$$

2.1.3 Boost 模式预测模型

同理, 由式 (6) 和代价函数式 (10) 求偏导后可得 Boost 模式的占空比 $d_2(k)$ 控制律如下:

$$d_2(k) = 1 - \frac{(L - R_L T_s)i_L(k) + V_i(k)T_s - Li_{L,ref}}{V_o(k)T_s} \quad (15)$$

2.1.4 E-Boost 模式预测模型

同 E-Buck 模式, 划分 E-Boost 模式的输入电压范围为 $(V_{o,ref}(1 - d_{2,min}), V_{o,ref})$, $d_{2,min}$ 取 0.04。由式 (9) 可知, 占空比 $d_2(k)$ 处于 $0 \sim 1/3$ 区间。可依据式 (16) 对下一刻的状态进行预测:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1/3) = (\mathbf{A}_{d1} + 3d_2(k)\mathbf{A}_{d2})\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \\ \mathbf{x}(k+2/3) = \mathbf{A}_{d1}\mathbf{x}(k+1/3) + \mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \\ \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_{d1}\mathbf{x}(k+2/3) + \mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \end{cases} \quad (16)$$

可得状态变量 $\mathbf{x}(k+1)$ 如下:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_{d1}^3 \mathbf{x}(k) + 3\mathbf{A}_{d1}^2 \mathbf{A}_{d2} D_2(k) + \mathbf{A}_{d1}^2 \mathbf{B}_d + \mathbf{A}_{d1}^2 \mathbf{E}_d + \mathbf{A}_{d1} \mathbf{B}_d + \mathbf{A}_{d1} \mathbf{E}_d + \mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \quad (17)$$

同理, $i_L(k+1) = [1, 0] \cdot \mathbf{x}(k+1)$, 引入式 (10) 形式的代价函数, 可得 E-Boost 模式下的 $d_2(k)$ 控制律如下:

$$d_2(k) = -\{[C(L - R_L \tau)^3 + 2R_L L\tau^3 - 3L^2\tau^2]i_L(k) + [L\tau^3 + CL(R_L \tau^2 - 2L\tau) - C\tau(L - R_L \tau)^2]V_o(k) + d_{1,max} V_i(k)\tau[C(L - R_L \tau)^2 - L\tau^2 + CL^2 + CL(L - R_L \tau)] + i_o(k)L\tau^2(3L - R_L \tau) - CL^3 i_{L,ref}\} / \{3L\tau^2(2L - R_L \tau)i_L(k) + 3[C\tau(L - R_L \tau)^2 - L\tau^3]V_o(k)\} \quad (18)$$

变换器 4 种工作模式的占空比表达式总结如表 1 所示。

表 1 4 种工作模式的占空比

Table 1 Duty cycle of four work modes

模式	占空比表达式
Buck	$d_1(k) = \frac{L(i_{L,ref} - i_L(k)) + R_L i_L(k)T_s + T_s V_o(k)}{V_i(k)T_s}$ $d_2(k) = 0$
E-Buck	$d_1(k) = -\{[C(L - R_L \tau)^3 + L\tau^2(2R_L \tau - 3L)]i_L(k) + [L\tau^3 - C\tau(L - R_L \tau)^2 + CL\tau(R_L \tau - 2L)]V_o(k)d_{2,max} + [C(L - R_L \tau)^2 - L\tau^2 + CL(L - R_L \tau) - 2CL^3]V_i(k)\tau + i_o(k)L\tau^2(3L - R_L \tau) - CL^3 i_{L,ref}\} / (3CL^2 V_i(k)\tau)$ $d_2(k) = d_{2,min}$
E-Boost	$d_1(k) = d_{1,max}$ $d_2(k) = -\{[C(L - R_L \tau)^3 + 2R_L L\tau^3 - 3L^2\tau^2]i_L(k) + [L\tau^3 + CL(R_L \tau^2 - 2L\tau) - C\tau(L - R_L \tau)^2]V_o(k) + d_{1,max} V_i(k)\tau[C(L - R_L \tau)^2 - L\tau^2 + CL^2 + CL(L - R_L \tau)] + i_o(k)L\tau^2(3L - R_L \tau) - CL^3 i_{L,ref}\} / \{3L\tau^2(2L - R_L \tau)i_L(k) + 3[C\tau(L - R_L \tau)^2 - L\tau^3]V_o(k)\}$
Boost	$d_1(k) = 1$ $d_2(k) = 1 - \frac{(L - R_L T_s)i_L(k) + V_i(k)T_s - Li_{L,ref}}{V_o(k)T_s}$

2.2 工作模式选择

合适的工作模式选取策略是实现变换器高效稳定控制的重要工作。本文通过占空比最值来划分不同的输入电压区间, 进而选取合适的工作模式。

与传统的三模式控制类似, 四模式控制同样存在相邻的工作模式均能够跟踪相同的电感电流指令的现象。式 (19) 和式 (20) 分别表示变换器工作在 Buck、E-Buck 模式及 Boost、E-Boost 模式时的电感电流纹波。

$$|\Delta i_{L,B(E-B)}(k+1)| = \frac{V_o(k) + i_L(k)R_L}{L}(1 - d_1(k))T_s \quad (19)$$

$$|\Delta i_{L,Bo(E-Bo)}(k+1)| = \frac{V_i(k) - i_L(k)R_L}{L}d_2(k)T_s \quad (20)$$

由式 (19) 和式 (20) 可知, 在降压模式时, 占空比 d_1 越大, 电感电流纹波越小; 升压模式时, 占空比 d_2 越小, 电感电流纹波越小。

结合图 2 可知, 当输入电压为 Buck、E-Buck 模式切换的临界值 $V_{o,ref}/d_{1,max}$ 或 Boost、E-Boost 模式切换的临界值 $V_{o,ref}(1 - d_{2,min})$ 时, 优先选取 Buck 和 Boost 模式可获得更小的电感电流纹波。

输入电压区间与工作模式的对应关系如表 2 所示。

表 2 电压范围与工作模式

Table 2 Voltage range and operating modes

工作模式	输入电压范围/V
Buck	$[V_{o,ref}/d_{1,max}, 400]$
E-Buck	$(V_{o,ref}, V_{o,ref}/d_{1,max})$
E-Boost	$(V_{o,ref}(1 - d_{2,min}), V_{o,ref})$
Boost	$[200, V_{o,ref}(1 - d_{2,min})]$

3 仿真实验验证

为了验证第2节所提控制策略的有效性,搭建了 Simulink 仿真模型进行仿真验证,仿真相关参数如表3所示。

表3 仿真实验参数

Table 3 Simulation experiment parameters

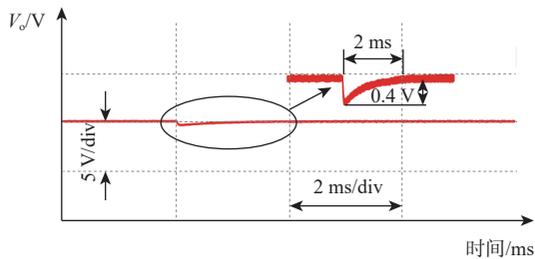
主要参数	数值
电感 L/mH	300
电感电阻 R_L/Ω	0.022
输出电容 $C/\mu\text{F}$	35
开关周期 $T_s/\mu\text{s}$	5
输出电压参考值 $V_o/\text{ref}/\text{V}$	310
最大占空比 $d_{1,\text{max}}, d_{2,\text{max}}$	0.96
最小占空比 $d_{1,\text{min}}, d_{2,\text{min}}$	0.04

3.1 输出电压跟踪

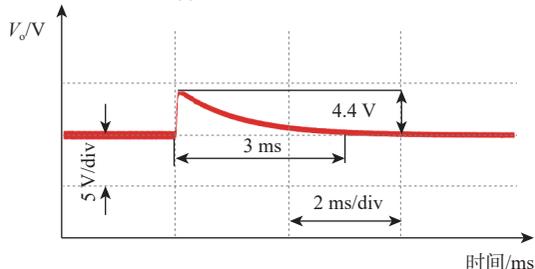
在 Buck 模式和 Boost 模式,分别给定初始输入电压 400 V 和 200 V,再进行 50 V 的输入电压突变(突变为 350 V 和 250 V)。采用本文提出的控制策略的仿真结果如图4所示。可看出,采用本文提出的控制策略时, Buck 模式输入电压 50 V 突变,有约 0.4 V 的电压跌落,能够在 2 ms 内达到稳定; Boost 模式输入电压 50 V 突变,有约 4.4 V 的电压跃变,能够在 3 ms 左右达到稳定。

当采用双环 PI 控制策略时,仿真结果如图5所示。Buck 模式有 2.2 V 电压跌落, 4 ms 左右达到稳定; Boost 模式有 7.6 V 电压跃变, 7 ms 左右达到稳定。

综合仿真实验结果表明,当四开关升降压变换器输入电压发生突变时,本文提出的控制策略在升



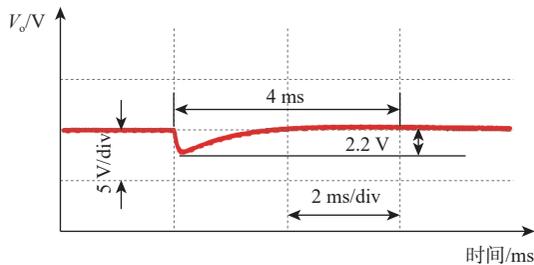
(a) Buck模式输出电压跟踪



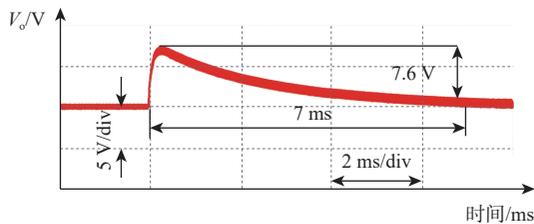
(b) Boost模式输出电压跟踪

图4 本文提出的控制策略电压跟踪仿真结果

Fig. 4 Simulation results of voltage tracking for the proposed control strategy



(a) Buck模式输出电压跟踪



(b) Boost模式输出电压跟踪

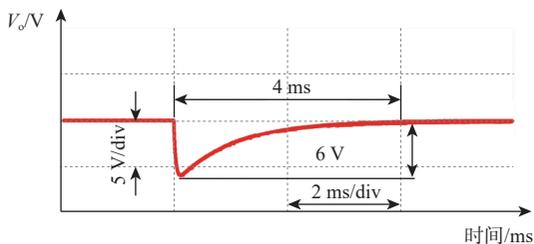
图5 双环 PI 控制策略电压跟踪仿真结果

Fig. 5 Simulation results of voltage tracking for dual-loop PI control strategy

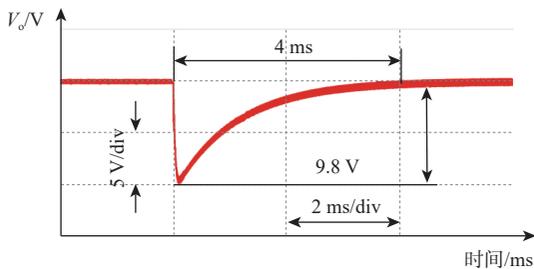
压与降压模式都更加稳定。

3.2 负载突变

当负载由 48 Ω 突变到 24 Ω 时,采用本文提出的控制策略与双环 PI 控制策略的仿真结果分别如图6和图7所示。图6(a)的输入电压为 400 V,四开关升降压变换器工作在 Buck 模式,负载突变后,输出电压有 6 V 的电压跌落,在 4 ms 左右恢复至稳定电压。图6(b)输入电压为 200 V,四开关升降压变换器工作在 Boost 模式,负载突变后,输出电压有 9.8 V 的电压跌落,在 4 ms 左右恢复至输出参考电压。



(a) Buck模式负载突变



(b) Boost模式负载突变

图6 本文提出的控制策略负载突变仿真结果

Fig. 6 Simulation results of load sudden change for the proposed control strategy

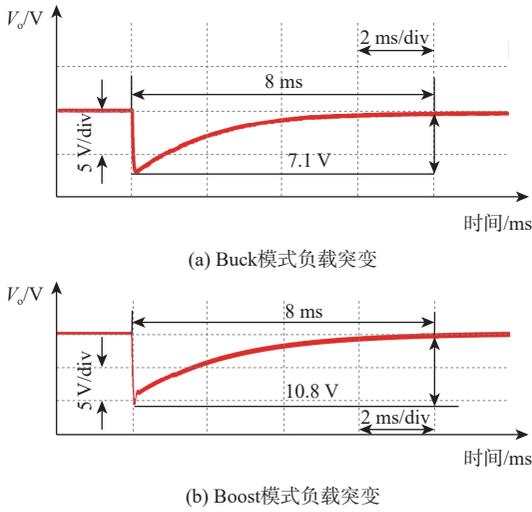


图 7 双环 PI 控制策略负载突变仿真结果

Fig. 7 Simulation results of load sudden change for dual-loop PI control strategy

当采用双环 PI 控制策略时, 负载突变后, Buck 模式有 7.1 V 的电压跌落, 8 ms 左右达到稳定, Boost 模式有 10.8 V 的电压跌落, 8 ms 左右达到稳定。

由仿真实验对比可以看出, 当四开关升降压变换器发生负载突变时, 无论是升压还是降压模式, 本文提出的控制策略都有更好的输出电压跟踪能力。

3.3 工作模式切换

为了进一步验证本文提出的控制策略的有效性, 进行 4 种工作模式之间的切换仿真实验。给定输出电压参考值 310 V, 输出电阻 24 Ω。

图 8(a) 为输入电压由 350 V 阶跃到 320 V, 由 Buck 模式切换到 E-Buck 模式, 输出电压出现 5.6 V 的跌落, 且在 3 ms 左右到输出电压参考值。图 8(b) 为输入电压由 320 V 阶跃到 300 V, 由 E-Buck 模式切换到 E-Boost 模式, 输出电压有 4.4 V 的跃变, 在 4 ms 左右恢复至稳定电压。图 8(c) 为输入电压由 300 V 突变到 250 V, 工作模式由 E-Boost 模式进入 Boost 模式, 有 3 V 的电压跌落, 在 3 ms 左右恢复至输出电压参考值。

采用三模式的 MPC 策略时, 模式切换仿真结果如图 9 所示。图 9(a) 为电压由 350 V 阶跃到 320 V, 由 Buck 模式切换到 Buck-Boost 中间模式, 输出电压出现 11.6 V 的跌落, 且在 5 ms 左右恢复到输出电压参考值。图 9(b) 为输入电压由 320 V 突变到 300 V, 输出电压有 5 V 的跌落, 5 ms 左右恢复到稳态。图 9(c) 为输入电压由 300 V 阶跃到 250 V, 由 Buck-Boost 中间模式切换到 Boost 模式, 输出电压有 9.3 V 的跃变, 在 5 ms 左右恢复至稳定电压。

综合仿真实验结果表明, 在工作模式切换时, 本文提出的四模式 MPC 策略相较于三模式 MPC

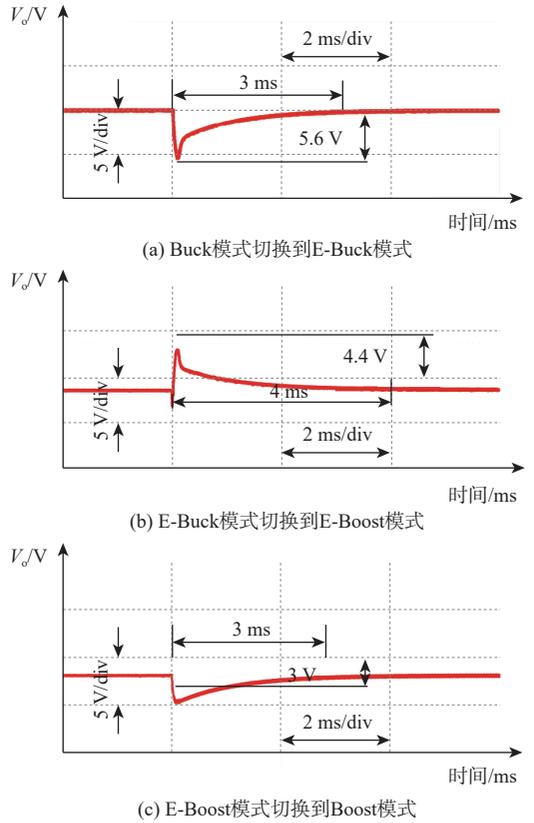


图 8 本文提出的控制策略工作模式切换仿真结果
Fig. 8 Simulation results of operating mode switching for the proposed control strategy

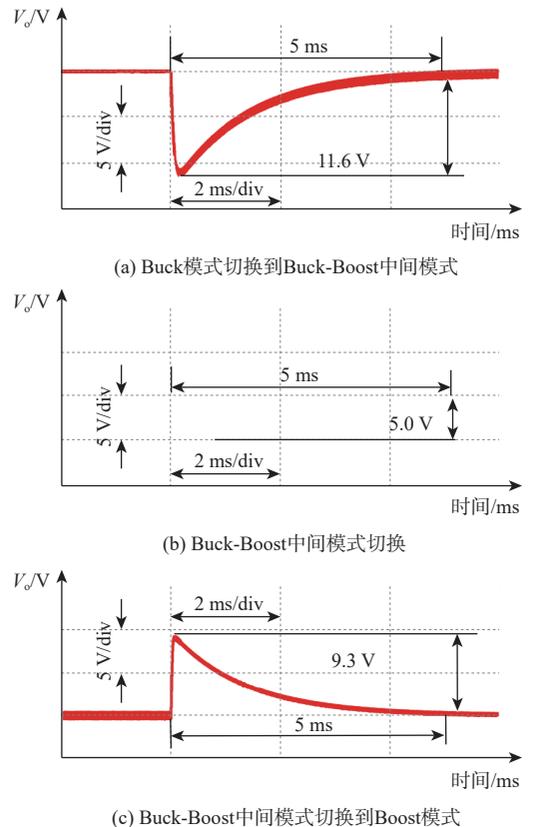


图 9 三模式 MPC 策略工作模式切换仿真结果
Fig. 9 Simulation results of operating mode switching for the three-mode MPC strategy

策略切换更加平滑。

不同策略在相应运行工况的对比结果如表4所示。可以看出,在不同工况下,本文提出的控制

策略对比双环PI控制策略和三模式MPC策略均有较大提升,可以证明本文提出的控制策略具有较好的控制性能。

表4 不同控制策略实验对比结果

Table 4 Comparison of experimental results for different control strategies

变换器工况	V_o 跌落/V			V_o 跌落相对提高/%	调节时间/ms			调节时间相对提高/%
	本文提出的控制策略	双环PI控制策略	三模式MPC策略		本文提出的控制策略	双环PI控制策略	三模式MPC策略	
V_i 从400 V阶跃至350 V	0.4	2.2		81.8	2	4		50.0
V_i 从200 V阶跃至250 V	4.4	7.6		42.1	3	7		57.1
Buck模式负载突变	6.0	7.1		15.5	4	8		50.0
Boost模式负载突变	9.8	10.8		9.3	4	8		50.0
V_i 从350 V阶跃至320 V	5.6		11.6	51.7	3		5	40.0
V_i 从320 V阶跃至300 V	4.4		5.0	12.0	4		5	20.0
V_i 从300 V阶跃至250 V	3.0		9.3	67.7	3		5	40.0

4 结论

针对高功率、大电压、宽范围电压变化的临近空间飞行器所用的四开关升降压变换器提出了一种多步离散法与MPC相结合的控制策略,通过仿真实验验证与对比得出如下结论:

1) 为了解决四开关升降压变换器由控制死区导致的模式频繁切换的问题,利用多步离散法和MPC相结合的方式,确定了Buck、E-Buck、E-Boost和Boost 4种工作模式,在占空比达到最值时,采用E-Buck或E-Boost工作模式,保证了宽范围输入电压变化及负载突变时的输出电压的稳定。

2) 利用检测输入电压变化设计了模式选择方式,取得了较为平滑的模式切换效果,进一步保证了四开关升降压变换器工作的稳定性。

综上所述,本文提出的临近飞行器四开关升降压变换器控制策略具有良好的动态跟踪性能,且4种工作模式之间能够实现较为平滑的切换,对未来临近空间飞行器(太阳能无人机、平流层飞艇等)的能源控制器的设计有重要的参考价值,但在实际应用中,寄生电感和寄生电容对其建模的影响需要进一步的研究和验证。

参考文献 (References)

[1] 杨君琳, 蒋崇文, 祝明, 等. 临近空间发展现状、问题及对策研究[J]. 中国工程科学, 2024, 26(5): 128-136.

YANG J L, JIANG C W, ZHU M, et al. Research on the current status, issues, and counter measures of near-space development[J]. China Engineering Science, 2024, 26(5): 128-136(in Chinese).

[2] 黄宛宁, 张晓军, 李智斌, 等. 临近空间科学技术的发展现状及应

用前景[J]. 科技导报, 2019, 37(21): 46-62.

HUANG W N, ZHANG X J, LI Z B, et al. Development status and application prospect of near space science and technology[J]. Science & Technology Review, 2019, 37(21): 46-62(in Chinese).

[3] 裴行政, 许志尧, 宋伟, 等. 空间电源低气压放电的相关问题研究[J]. 电源技术, 2024, 48(3): 464-470.

PEI X Z, XU Z Y, SONG W, et al. Research on issues related to low-pressure discharge of space power systems[J]. Power Supply Technology, 2024, 48(3): 464-470(in Chinese).

[4] CHEN Y X. Electrical breakdown of gases in subatmospheric pressure[D]. Auburn: Auburn University, 2016.

[5] BROWN J E C, DOBKIN D, GALBIS P M, et al. DC-DC converter enabling rapid output voltage changes: US9069365[P]. 2015-06-30.

[6] 马钊. 应用于便携式电池供电系统的DC-DC降压变换器的研究与设计[D]. 北京: 首都师范大学, 2008.

MA Z. Research and design of DC-DC Buck converter applied to portable battery power supply system[D]. Beijing: Capital Normal University, 2008(in Chinese).

[7] REN X Y, RUAN X B, QIAN H, et al. Three-mode dual-frequency two-edge modulation scheme for four-switch Buck-Boost converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(2): 499-509.

[8] 黄剑峰, 马皓. Buck与推挽级联式DC/DC变换器的研究[J]. 电力电子技术, 2008, 42(6): 30-32.

HUANG J F, MA H. Investigation on Buck and push-pull cascade DC-DC converter[J]. Power Electronics, 2008, 42(6): 30-32(in Chinese).

[9] XU G N, LI Z J, WANG S, et al. Study on high efficiency power supply with wide input voltage for stratospheric airships[C]/Proceedings of the IEEE Aerospace Conference. Piscataway: IEEE Press, 2014: 1-7.

[10] ZELJKOVIC S, REITER T, GERLING D. Single-stage reconfigurable DC/DC converter for wide input voltage range operation in HEVs[C]/Proceedings of the International Power Electronics Conference. Piscataway: IEEE Press, 2014: 774-781.

- [11] 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 S, SONG L F, ZHANG Z G. Study on three-mode control method for four-switch Buck-Boost converter[J]. Journal of Power Supply, 2019, 17(3): 111-119(in Chinese).
- [12] ZHOU Z J, LI H Y, WU X K. 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.
- [13] GUO Z 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.
- [14] YU Z, KAPELS H, HOFFMANN K F. A novel control concept for high-efficiency power conversion with the bidirectional non-inverting Buck-Boost converter[C]//Proceedings of the 18th European Conference on Power Electronics and Applications. Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-10.
- [15] 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 Z, WANG Y, ZHANG H L, et al. Improved three-mode variable-frequency soft-switching control strategy for a four-transistor Buck-Boost converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(21): 4544-4557(in Chinese).
- [16] VAZQUEZ S, RODRIGUEZ J, RIVERA M, et al. Model predictive control for power converters and drives: advances and trends[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2): 935-947.
- [17] WANG Y, LAN J Y, HUANG X, et al. An improved single-mode control strategy based on four-switch Buck-Boost converter[C]//Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Piscataway: IEEE Press, 2020: 320-325.
- [18] 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.
- [19] LI Y, ZHANG Z B, LI K J, 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.
- [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 Q, WANG L, ZHOU Z Q, 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(in Chinese).
- [21] 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(S1): 70-80.
YANG H, CHAO K Y, SUN X D, et al. Predictive current control method of bidirectional DC-DC converter based on vector action time[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(S1): 70-80(in Chinese).
- [22] 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 Z, YIN X G, CHEN Y, et al. Arm current control strategy of modular multilevel converter based on continuous control set model predictive control[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(10): 85-91(in Chinese).

- [23] 吴岩, 王玮, 曾国宏, 等. 四开关 Buck-Boost 变换器的多模式模型预测控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(10): 2572-2583.
WU Y, WANG W, ZENG G H, et al. Multi-mode model predictive control strategy for the four-switch Buck-Boost converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(10): 2572-2583 (in Chinese).

附录 A

采用 $n=3$ 的多步离散法以实现更加精确的预测计算。每个子周期的大小为 $\tau = T_s/3$, 占空比 d 处于各子周期内的示意图如图 A1 所示。

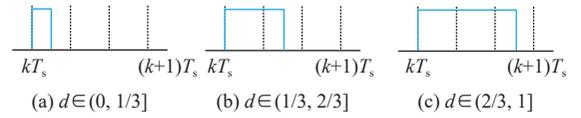


图 A1 占空比处于各子周期内示意图

Fig. A1 Duty cycle within each sub-cycle illustration diagram

当占空比 d 落于 $0 \sim 1/3$ 区间时, 由于子周期为原周期的 $1/3$, 则每个子周期内的占空比应为 d 落入该子周期部分的 3 倍, 因此, 第 1 个周期的占空比等效为 $3d$, 其余子周期相当于关断状态, 占空比视为 0; 当占空比 d 落于 $1/3 \sim 2/3$ 区间时, 第 1 个子周期的占空比视为 1, 原周期的占空比在第 2 个子周期内的部分为 $d-1/3$, 相对于第 2 个子周期而言, 占空比应为 $3(d-1/3)$, 第 3 个子周期的占空比视为 0; 同理, 当占空比 d 落于 $2/3 \sim 1$ 区间时, 第 1 个和第 2 个子周期的占空比可视为 1, 第 3 个子周期的占空比应为 $3(d-2/3)$ 。

结合正文中对变换器降压和升压模式分析的式(3)和式(5)可得出, Buck 和 Boost 模式占空比处于不同区间时多步离散法的预测模型。

1) Buck 模式的多步离散法预测模型。当占空比 d 处于 $0 \sim 1/3$ 区间时, 可采用式(A1)对其进行预测计算:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1/3) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + 3d_1(k) \mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \\ \mathbf{x}(k+2/3) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k+1/3) + \mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \\ \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k+2/3) + \mathbf{E}_d \end{cases} \quad (\text{A1})$$

当占空比 d 处于 $1/3 \sim 2/3$ 区间时, 可采用式(A2)对其进行预测计算:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1/3) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \\ \mathbf{x}(k+2/3) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k+1/3) + (3d_1(k)-1) \mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \\ \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k+2/3) + \mathbf{E}_d \end{cases} \quad (\text{A2})$$

当占空比 d 处于 $2/3 \sim 1$ 区间时,可采用式(A3) 对下一时刻进行预测计算:

对其进行预测计算:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1/3) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \\ \mathbf{x}(k+2/3) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k+1/3) + \mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \\ \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k+2/3) + (3d_1(k)-2)\mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \end{cases} \quad (\text{A3})$$

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1/3) = (\mathbf{A}_{d1} + \mathbf{A}_{d2})\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \\ \mathbf{x}(k+2/3) = (\mathbf{A}_{d1} + (3d_2(k)-1)\mathbf{A}_{d2})\mathbf{x}(k+1/3) + \mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \\ \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_{d1}\mathbf{x}(k+2/3) + \mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \end{cases} \quad (\text{A5})$$

2) Boost 模式的多步离散法预测模型。当占空比 d 处于 $0 \sim 1/3$ 区间时,可采用式(A4)对 Boost 模式进行预测计算:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1/3) = (\mathbf{A}_{d1} + 3d_2(k)\mathbf{A}_{d2})\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \\ \mathbf{x}(k+2/3) = \mathbf{A}_{d1}\mathbf{x}(k+1/3) + \mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \\ \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_{d1}\mathbf{x}(k+2/3) + \mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \end{cases} \quad (\text{A4})$$

同理,当占空比 d 处于 $2/3 \sim 1$ 时,可采用式(A6)对下一时刻进行预测计算:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1/3) = (\mathbf{A}_{d1} + \mathbf{A}_{d2})\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \\ \mathbf{x}(k+2/3) = (\mathbf{A}_{d1} + \mathbf{A}_{d2})\mathbf{x}(k+1/3) + \mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \\ \mathbf{x}(k+1) = (\mathbf{A}_{d1} + (3d_2(k)-2)\mathbf{A}_{d2})\mathbf{x}(k+2/3) + \mathbf{B}_d + \mathbf{E}_d \end{cases} \quad (\text{A6})$$

当占空比 d 处于 $1/3 \sim 2/3$ 区间时,可采用式(A5)

Model predictive control strategy for Buck-Boost converter of near-space aircraft

ZHAO Yuyu^{1,2}, WANG Baocheng¹, HUANG Tingshuang¹, JIA Zhongzhen¹, DU Xiaowei¹, XU Guoning^{1,2,*}

(1. Aerospace Information Research Institute, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100094, China;

2. School of Aeronautics and Astronautics, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: The energy system of a near-space long-endurance aircraft mainly includes solar cells, energy storage batteries, energy controllers, and power distributors. The solar cells' maximum power point tracking and energy storage battery charging are handled by the energy controller. The single boost or single buck topologies used by conventional energy controllers for near-space vehicles have multiple disadvantages. To address these issues, a four-switch Buck-Boost converter topology and a corresponding control method are proposed. Through practical power supply designs of the four-switch Buck-Boost converter, this control approach seeks to address the issue of frequent mode switching brought on by the control dead zone. A combined control strategy of model predictive control (MPC) and the multi-step discretization method is proposed. Based on the traditional Buck and Boost two-mode operation, this strategy derives the duty cycle control from the predictive model and incorporates the limit duty cycle using the multi-step discretization method. As a result, two extended modes—extended Buck (E-Buck) and extended Boost (E-Boost) are defined within the dead zone. Additionally, an input voltage detection unit is employed to achieve smooth transitions between the four modes. Through simulation trials, the suggested control strategy's efficacy was confirmed.

Keywords: near-space; Buck-Boost; model predictive control; mode switching; limit duty cycle