**DOI**：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.4.35 **中图分类号**：TM421 **文献标志码**：A

# 航天器供电系统用组合型非隔离三端口变换器

王蓓蓓[1]，吴建超[1]，王 力[1]，董晓锋[2]，吴红飞[2](中国电源学会高级会员)
(1.北京卫星制造厂有限公司，北京 100190；2.南京航空航天大学自动化学院，南京 211106)

**摘要**：组合型非隔离三端口变换器 TPC(three-port converter)作为航天器供电系统用能源管理器，可以实现太阳能光伏、蓄电池和负载3个功率端口之间的电能传输与变换，具有功率密度高、变换效率高、系统易构建、在轨易维护的优点。组合型非隔离三端口变换器采用交错双向Buck/Boost变换器和半有源全桥整流器以堆叠方式连接，实现了任意2个端口之间的单级功率转换，并采用脉宽调制+移相调制策略实现了其中2个端口的独立功率控制。详细分析TPC的工作原理、调制和控制策略，提出设计注意事项，并通过实验结果进一步评价其性能。

**关键词**：组合型非隔离三端口变换器；航天器供电系统；软开关；脉宽调制+移相调制

# Research on Combined Non-isolated Three-port Converter for Spacecraft Power Supply System

WANG Beibei[1], WU Jianchao[1], WANG Li[1], DONG Xiaofeng[2], WU Hongfei[2], *Senior Member*, *CPSS*
(1. Beijing Spacecrafts, Beijing 100190, China; 2. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China)

**Abstract:** As an energy manager for spacecraft power supply systems, the combined non-isolated three-port converter (TPC) can transfer and transform the electric energy between the three power ports of solar photovoltaic, battery and load, showing advantages of high-power density, high conversion efficiency, easy system construction and easy on-orbit maintenance. The combined non-isolated TPC is stacked with an interleaved bidirectional Buck/Boost converter and a semi-active full-bridge rectifier to realize the single-stage power conversion between any two ports, and the independent power control of the two ports is achieved by the pulse width modulation and phase-shift modulation strategies. The working principle, modulation strategy and control strategy for TPC were analyzed in detail, the corresponding design considerations were proposed, and its performance was further evaluated by experimental results.

**Keywords:** Combined non-isolated three-port converter; spacecraft power supply system; soft-switching; pulse width modulation+phase-shift modulation

随着我国航天技术的持续发展，空间探索任务呈现灵活化和系统化的趋势，对航天器的供电系统提出了高功率密度、高变换效率、高可靠性与在轨易维护等要求[1-2]。航天器供电系统是其电能的产生、变换、分配、存储和调节的中枢，其从太阳能帆板获得电能，与蓄电池一起实现整器电能的变换与存储，维持航天器中各载荷可靠、稳定运行[3-6]。

**收稿日期**：2024-12-07；**修回日期**：2025-01-13；**录用日期**：2025-02-03；**网络首发日期**：2025-03-07

航天器供电系统通过能源控制器PCU(power control unit)实现太阳能帆板输入源(下文简称光伏)、储能蓄电池(下文简称蓄电池)和整器/整星负载等部分之间的电能变换与功率控制。传统能源控制器采用两端口变换器的解决方案，即实现光伏能源、蓄电池和输出负载各自独立的单向DC-DC变换。这种结构的优势在于各部分变换器互相独立、易于设计，且具有成熟的理论研究和飞行经验，但是由于所用变换器数量多，存在系统功率密度低、体积质

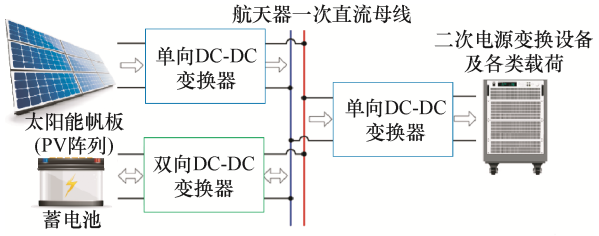
量大等缺点。

与传统方案相比，本文提出的非隔离组合型三端口变换器作为航天器供电系统用能源管理器，可以实现上述 3 个功率端口之间的电能传输与变换，具有功率密度高、变换效率高、系统易构建、在轨易维护的优点，在未来模块化、分布式、可扩展的航天器电源系统具有广阔的发展前景[7-9]。许多非隔离三端口变换器的拓扑和控制策略在业界已被研究[10-12]，但由于传统非隔离拓扑的限制，这些变换器中大多数无法实现零电压开关 ZVS(zero voltage switching)。本文研究了 1 种航天器供电系统用非隔离全桥+双向 Buck/Boost 组合型变换器，通过 PWM 加移相调制策略实现 TPC 各端口的解耦控制，并通过理论分析和实验结果评估出这种非隔离三端口变换器的改进性能如下：①在宽范围内实现开关管软开关，而且采用叠加型部分功率变换结构，能够更容易实现软开关，提高了变换效率；②兼顾了航天供电可靠性的要求，光伏端或蓄电池端出现短路不会导致负载母线端口短路；③实现了解耦控制策略，可以独立地调节任意 2 个端口之间的功率转换，灵活性高；④模块化的设计有助于实现航天器供电系统冗余备份构建，拓展性强、应用范围广，更加适用于当前航天器高可靠、低成本、短周期的研制需求。

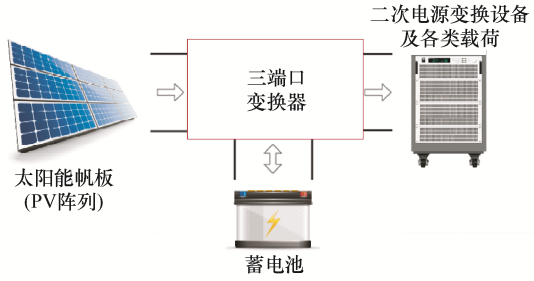
## 1 控制策略及工作原理

### 1.1 拓扑和控制策略

航天器能源系统原理如图 1 所示。航天器供电系统用组合型非隔离三端口变换器由 1 个交错双向 Buck/Boost 变换器 IBBC(interleaved bidirectional Buck/Boost converter)和 1 个半主动全桥整流器以堆叠方式连接组成，可以提供 3 个功率输入、输出端口，包括：光伏输入端口、蓄电池存储端口和负载输出端口。该拓扑中，部分输入功率通过变压器传输，其余部分则通过输入侧到负载的直接功率路径传输，这样可以减少变压器的损耗，同时实现高变换效率和高功率密度。




(a) 常规两端口变换器方案




(b) 三端口变换器方案

**图 1 航天器能源系统原理**

**Fig. 1 Schematic of spacecraft power supply system**

图 2 为组合型非隔离 TPC 拓扑和控制原理，采用脉宽调制PWM(pulse width modulation)和移相调制 PSM(phase-shift modulation)，在 3 个端口中的任意 2 个端口之间实现单级功率转换。图中：$V_{PV}$ 为光伏电压；$C_{PV}$ 为光伏端输入滤波电容；$V_{BAT}$ 为蓄电池电压；$C_{BAT}$ 为蓄电池端滤波电容；$L_1$、$L_2$ 为蓄电池端滤波电感；$L_f$ 为能量传输电感；$i_{L_1}$、$i_{L_2}$ 为蓄电池端滤波电感电流；$v_{L_f}$ 为能量传输电感电压；$v_{AB}$ 和 $v_{CD}$ 分别为 IBBC 和半主动全桥整流器的中间点电压；$i_{in}$ 为光伏端输入电流；$i_o$ 为输出电流；$i_b$ 为蓄电池端电流；$v_b$ 为蓄电池反馈电压；$i_{bref}$ 为蓄电池电流基准；$v_{bref}$ 为蓄电池电压基准；$S_1$~$S_6$ 为开关管；T 为变压器；$n$ 为变压器的匝比，$n=N_p:N_s$；$N_p$ 为变压器一次侧绕组匝数；$N_s$ 为变压器二次侧绕组匝数；$D_1$、$D_2$ 为二极管；$C_H$ 为变压器二次侧桥臂滤波电容；$C_o$ 为输出滤波电容；$R_o$ 为输出负载；$V_o$ 为输出电压；$v_o$ 为输出电压反馈；$v_{oref}$ 为输出电压基准；$v_{PV}$ 为光伏端电压；$v_{MPPT}$ 为最大功率跟踪电压基准；$D$ 为占空比；$\varphi$ 为移相角。对于光伏和蓄电池混合能源系统的功率管理，关键在于平衡光伏功率的最大利用率和蓄电池充电的安全性。因此，采用了 4 种控制环路：输入电压调节器用于实现光伏的最大功率点跟踪 MPPT(maxi-

mum power point tracking)控制[13-14]，蓄电池电压控制调节器 BVR(battery voltage regulator)和蓄电池电流调节器 BCR(battery current regulator)用于恒电压 CV(constant voltage)和恒电流 CC(constant current)蓄电池充电控制，输出电压调节器 OVR(output voltage regulator)用于调节输出电压，光伏端电压调节器 IVR(input voltage regulator)实现光伏输入端口的 MPPT 控制，提高 PV 阵列能量利用率。在大多数工作条件下，只有半主动全桥整流器采用移相控制策略来调节输出电压，除非负载太轻。综上，IBBC 的占空比仅用于控制光伏端口和蓄电池端口的电压，而相位移角度仅用于调节输出电压，这意味着 2 个控制变量解耦并相互独立[15-16]。然而，在实际应用中，输出电压会受到占空比的影响，因此，OVR 环路的带宽设置需比其他环路高得多，以实现负载端口与光伏端口和蓄电池端口的调节之间的近似解耦控制[16-22]。

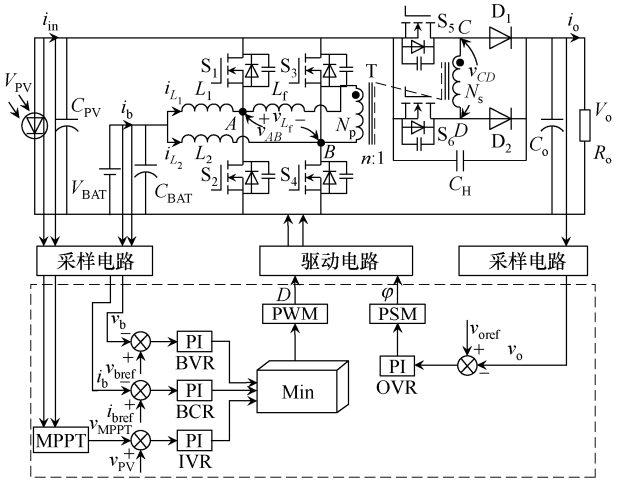



**图 2　组合型非隔离 TPC 拓扑和控制原理**

**Fig. 2 Topology of combined non-isolated TPC and its control principle**

## 1.2 工作模式

对于三端口变换器，光伏输入功率 $P_{PV}$ 来自太阳能帆板产生的光伏能源。当蓄电池端口充电时，蓄电池功率 $P_{BAT}$ 可以假设为正值，此时蓄电池被视为负载，输出功率为 $P_o$。忽略变换器的功率损耗，3 个端口之间的功率关系为

$$P_{PV}=P_{BAT}+P_o \tag{1}$$

存在如下不同的工作模式：①在单输入单输出 SISO(single-input single-output)模式下，$P_{PV}$ 和 $P_{BAT}$ 其中一个为 0，此时负载功率仅由光伏或蓄电池提供；②在双输入 DI(dual-input)模式下，当航天器进入阴影区，即光伏提供的功率小于负载需求($P_{PV}<P_o$)时，蓄电池放电，光伏和蓄电池同时向负载供电；③在双输出 DO(dual-output)模式下，当航天器进入阳照区，即光伏提供的功率大于负载需求($P_{PV}>P_o$)时，蓄电池可以被视为负载，光伏功率被输送到蓄电池进行充电。

## 1.3 工作原理

为了维持输出电压，变换器在大多数负载条件下通过半主动全桥整流器的移相控制进行调节，因此需要主要分析这种控制策略下的工作原理。根据高频电感电流的工作条件，变换器可以工作在连续导通模式 CCM(continuous conduction mode)或断续导通模式 DCM(discontinuous conduction mode)。此外，根据能量传输电感 $L_f$ 电流过零时刻的不同，CCM 和 DCM 还可以细分为 2 种不同的模式，即 CCM1、CCM2、DCM1 和 DCM2。为简化分析，定义电压增益 $G$ 为

$$G=n(V_o-V_{PV})/V_{PV} \tag{2}$$

电压增益 $G$ 描述了等效高频隔离变压器对应的电压增益，即高频变压器二次侧整流部分对应的输出电压和 $V_{PV}$ 的关系。考虑到光伏输入电压的变化，变换器会在 2 种不同的模式下运行。当 $G>1$ 时，变换器工作在升压模式；当 $G<1$ 时，变换器工作在降压模式。定义开关管 $S_1$ 开通时刻到能量传输电感电流 $i_{L_f}$ 由负值增加到 0 的时刻之间的移相角为 $\alpha$，与开关管 $S_6$ 开通时刻之间移相角为 $\varphi(\varphi<\pi)$，与 $i_{L_f}$ 由正值减小到 0 的时刻之间的移相角为 $\beta(\beta<\pi/2)$。其中，CCM1 和 CCM2 这 2 种工作模式的划分边界为 $\varphi=\alpha$：当 $\alpha<\varphi$ 时，TPC 工作在 CCM1；当 $\varphi<\alpha$ 时，TPC 工作在 CCM2。DCM1 和 DCM2 这 2 种工作模式的划分边界为 $\beta=D$：当 $\beta>D$ 时，TPC 工作在 DCM1；当 $\beta<D$ 时，TPC 工作在 DCM2。上述 4 种工作模式下变换器的工作原理相似，互相

之间仅几个开关模态存在差异，因此下文以 CCM1 为例，对 TPC 的工作原理进行详细介绍。

图 3 给出了 $G$>1 时，变换器在 CCM1 状态下的关键波形，详细分析了 1 个开关周期的 10 个阶段。图中，$v_{GS1}$~$v_{GS6}$ 为 $S_1$~$S_6$ 的驱动电压。

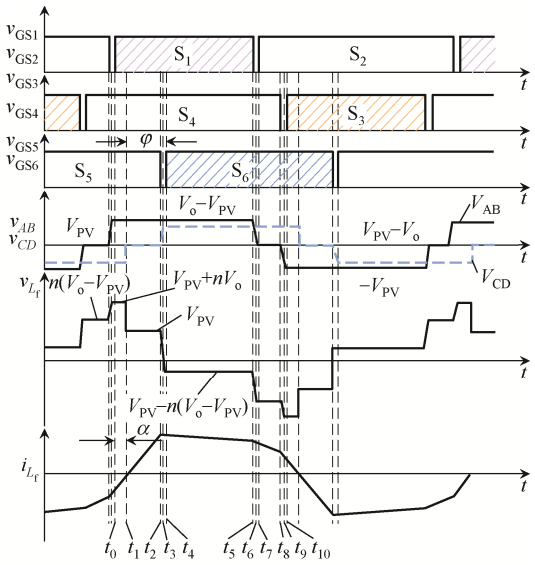



**图 3 $G$>1 时，变换器工作于 CCM1 下的关键波形**

**Fig. 3 Key waveforms of converter in CCM1 with $G$>1**

开关模态 1[$t_0$, $t_1$)：在 $t_0$ 时刻之前，$S_4$ 和 $S_5$ 处于导通状态，一次侧电感电流 $i_{L_f}$ 流经 $S_4$ 和 $S_1$ 的体二极管流回到光伏端；二次侧电流流经 $S_5$ 和 $D_2$ 流向输出端口。在 $t_0$ 时刻时，$S_1$ 以零电压开关方式导通，$i_{L_f}$ 方向不变，线性减小，可表示为

$$i_{L_f}(t)=i_{L_f}(t_0)+\frac{n(1+G)V_o(t-t_0)}{(n+G)L_f} \qquad t_0\leqslant t<t_1 \tag{3}$$

开关模态 2[$t_1$, $t_2$)：在 $t_1$ 时刻时，$i_{L_f}$ 减小到 0，由于一次侧的电感电流方向发生反向，二次侧电流也相应进行方向切换，不再向输出端口传递能量，而是流经 $S_5$ 和 $S_6$ 的体二极管，变压器的次级绕组短路，电压钳位为 0。此时，$i_{L_f}$ 线性增加，可表示为

$$i_{L_f}(t)=i_{L_f}(t_1)+\frac{nV_o(t-t_1)}{(n+G)L_f} \qquad t_1\leqslant t<t_2 \tag{4}$$

开关模态 3、4[$t_2$, $t_4$)：在这 2 个区间内，$S_5$、$S_6$ 的驱动电路处于死区时间。在 $t_2$ 时刻，$S_5$ 关闭，变压器二次侧电流方向保持不变，仍为正向电流，为 $S_5$ 充电。在 $t_3$ 时刻，$S_5$ 的电压达到 $V_o$，$D_1$ 导通，此时二次侧电流仍为正向，并且通过二次侧开关管 $S_6$ 的体二极管和二极管 $D_1$ 向输出端口传递电能，而一次侧能量传输电感两端电压为负，$i_{L_f}$ 以线性方式减小，可以表示为

$$i_{L_f}(t)=i_{L_f}(t_3)+\frac{n(1-G)V_o(t-t_3)}{(n+G)L_f} \qquad t_3\leqslant t<t_5 \tag{5}$$

当 $G$=1 时，$i_{L_f}$ 保持与 $t_3$ 时刻相同的值；当 $G$<1 时，$i_{L_f}$ 在此区间内线性增加。

开关模态 5[$t_4$, $t_5$)：在 $t_4$ 时刻时，$S_6$ 以 ZVS 方式导通，此时二次侧电流仍然为正，并流经由开关管 $S_6$ 和二极管 $D_1$ 向输出端口供电，$i_{L_f}$ 的表达式与开关模态 4 相同。

开关模态 6、7[$t_5$, $t_7$)：这 2 个区间为 $S_1$、$S_2$ 的死区时间。在 $t_5$ 时刻，$S_1$ 关闭。$S_1$ 的寄生电容由 $V_{PV}$ 充电。同时，$S_2$ 的寄生电容放电，直到 $S_2$ 的电压为 0。在 $t_6$ 时刻，$S_2$ 的电压变为 0，然后 $i_{L_f}$ 流经 $S_4$ 和 $S_2$ 的体二极管，电感两端电压为 $-nV_o$，$i_{L_f}$ 继续正向线性减小，可表示为

$$i_{L_f}(t)=i_{L_f}(t_6)-\frac{nGV_o(t-t_6)}{(n+G)L_f} \qquad t_6\leqslant t<t_8 \tag{6}$$

开关模态 8[$t_7$, $t_8$)：在 $t_7$ 时刻，$S_2$ 以 ZVS 方式导通。当 $i_{L_f}$ 流经 $S_2$ 和 $S_4$ 时，一次侧能量传输电感电流两端电压仍然为负，因此 $i_{L_f}$ 继续正向线性减小，并通过开关管 $S_2$ 和 $S_4$ 构成的导通回路续流。$i_{L_f}$ 的表达式与开关模态 7 相同。

开关模态 9 [$t_8$, $t_9$)：在 $t_8$ 时刻，$S_4$ 关断。$S_3$ 的寄生电容放电，同时，$S_4$ 的寄生电容充电。在 $t_9$ 时刻，$S_4$ 的电压达到 $V_{PV}$ 值。

开关模态 10[$t_9$, $t_{10}$)：在 $t_9$ 时刻，当 $S_3$ 的体二极管导通时，$S_3$ 的电压变为 0。$i_{L_f}$ 流经 $S_3$ 和 $S_2$，可表示为

$$i_{L_f}(t)=i_{L_f}(t_9)-\frac{n(1+G)V_o(t-t_9)}{(n+G)L_f} \qquad t_9\leqslant t<t_{10} \tag{7}$$

开关模态 10 结束时，$S_3$ 将以 ZVS 方式导通，电感电流 $i_{L_f}$ 重复上述过程，而电流方向与前几个阶段相反，可表示为

$$i_{L_f}(t_0) = -i_{L_f}(t_{10}) \tag{8}$$

从上述分析可知，$i_{L_f}(t_0)$ 的计算式为

$$i_{L_f}(t_0) = -\frac{n(1+G)V_o(D-0.5G-G\varphi)}{(n+G)L_f(G+2)} \tag{9}$$

在上述过程中，$v_{AB}$ 的变化不会影响电路工作。对于蓄电池而言，$S_1$~$S_4$、$L_1$、$L_2$ 共同组成双向升降压变换器，因此 $S_1$~$S_4$ 的控制是优先根据蓄电池端的工作需求进行的；对于输出电压端口而言，则将 *AB* 点的高频电压施加到变压器和高频电感，并利用 $S_5$ 和 $S_6$ 实现输出端口的控制。

其余运行模式与 CCM1 的分析方法相同，本文不再赘述。在 CCM2 中，半桥整流器的开关会在 $i_{L_f}$ 为 0 之前开启，从而导致在 CCM2 下二次侧开关管无法实现软开关。当 TPC 所需的输出功率较少时，可能导致一次侧能量传输电感电流 $i_{L_f}$ 进入断续状态。根据 $\beta$ 和 $D$ 的大小关系可以区分 DCM1 和 DCM2，即高频电感电流在开关 $S_1$ 关断之前降至 0，则变换器处于 DCM2，否则处于 DCM1。4 种工作模式之间的边界条件分别为

$$\begin{cases} G_{\text{CCM1\&CCM2}} = 2D - 4\varphi \\ G_{\text{CCM2\&DCM1}} = 2D/(1-2\varphi) \\ G_{\text{DCM1\&DCM2}} = D/(D-\varphi) \end{cases} \tag{10}$$

### 1.4 特性分析

#### 1.4.1 软开关工作原理分析

当变换器工作在 CCM1 时，所有 MOSFET 均可实现 ZVS，在 CCM2 下二次侧开关管无法实现软开关；根据式(3)~式(7)可知，如果 $L_f$ 减小，MOSFET 实现 ZVS 会更容易，因为在开关打开之前，有更多的电流流过 MOSFET 的体二极管；根据电路的对称性，$S_1$ 和 $S_2$ 的软开关情况与 $S_3$ 和 $S_4$ 的相同；$D_1$ 和 $D_2$ 在 CCM1 下无反向恢复问题。

#### 1.4.2 功率传输能力分析

根据 CCM1 的工作原理分析，忽略死区时间的影响，高频电感的平均电流 $I_{av}$ 可以表示为

$$I_{av} = \frac{nV_oG}{4f_sL_f}\cdot\frac{-(8G^2+16G+16)\varphi^2+[(8D+4)G^2+16DG+16D]\varphi-4(D^2+1)G^2-(12D^2-8D)G-12D^2+8D}{(G+n)(G+2)^2} \tag{11}$$

式中，$f_s$ 为开关频率。

基于 $I_{av}$，忽略功率损耗，通过变压器传输的功率 $P_T$ 可以表示为

$$P_T = V_{PV}I_{av} = \frac{nV_o}{n+G}I_{av} \tag{12}$$

在所有工作模式下，2 个功率传输路径通过变压器传输的功率比例恒定，输出功率 $P_o$ 可以表示为

$$P_o = P_T(n+G)/G \tag{13}$$

如式(13)所示，可以通过减少变压器传输的功率以降低变压器的损耗。根据式(13)，输出功率 $P_o$ 可以表示为

$$P_o = \frac{(nV_o)^2}{4f_sL_f}\cdot\frac{-(8G^2+16G+16)\varphi^2+[(8D+4)G^2+16DG+16D]\varphi-4(D^2+1)G^2-(12D^2-8D)G-12D^2+8D}{(G+n)(G+2)^2} \tag{14}$$

为了简化分析，输出功率可以被归一化。$P_{BAT}$ 和 CCM1 状态下的归一化输出功率 $P_{o,puCCM1}$ 可分别表示为

$$P_{BAT} = (nV_o)^2/2\pi f_sL_f(G+n) \tag{15}$$

$$P_{o,puCCM1} = \pi\cdot\frac{-(8G^2+16G+16)\varphi^2+[(8D-4)G^2-16DG+16D]\varphi-(4D^2-4D+1)G^2+(12D^2-8D)G-12D^2+8D}{2(G-2)^2} \tag{16}$$

同理，在 CCM2、DCM1、DCM2 下，归一化后的输出功率可分别表示为

$$\begin{cases} P_{\text{o,puCCM2}} = \\ \quad \pi\cdot\dfrac{-(8G^2+16G+16)\varphi^2+[(8D-4)G^2-16DG+16D]\varphi-(4D^2-4D+1)G^2+(12D^2-8D)G-12D^2+8D}{2(G-2)^2} \\ P_{\text{o,puDCM1}} = -2\pi[(D^2-2D\varphi+\varphi^2)G-D^2]/G \\ P_{\text{o,puDCM2}} = 2\pi\varphi^2/(1-G) \end{cases} \tag{17}$$

根据式(10)、式(14)和式(15)，在 $D$=0.45 时，输出功率与移相角 $\varphi$ 之间的关系如图 4 所示，不同模式之间的边界用虚线绘制。由图 4 可见，随着负载功率的变化，变换器会切换到不同的工作模式。当 TPC 工作于 CCM1 和 DCM1 时，其等效输出增益可以处于升压($G>1$)、降压($G<1$)或平衡($G$=1)中的任一状态；当 TPC 工作于 CCM2 时，为保证电感电流的正向增加，其仅能工作在降压($G<1$)状态；当 TPC 处于 DCM2 时，受限于电感电流的伏秒积在 1 个周期内必须平衡，其工作状态只可能为升压($G>1$)。当 $D$ 和 $G$ 为常数时，最大输出功率通常出现在 CCM1 中，而在 CCM 下，变换器传输的功率通常比在 DCM 下更多。此外，在实际应用中，通常将移相角 $\varphi$ 限制在 0.25 以下，以确保功率变换具有单调性，从而保持输出电压在可控范围内。

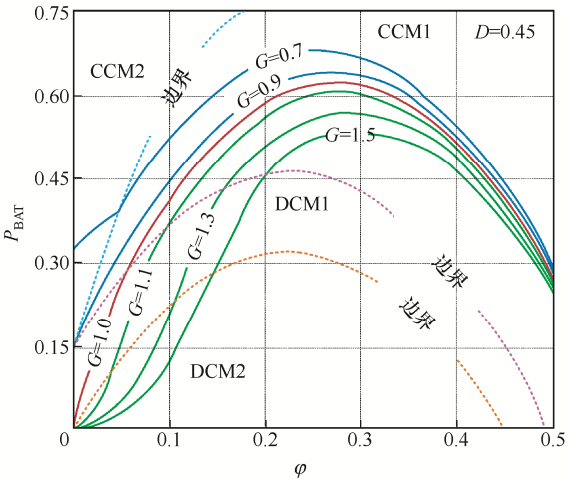



**图 4 归一化输出功率与归一化移相角的关系**

**Fig. 4 Normalized output power versus normalized phase-shift angle**

## 2 参数设计

### 2.1 变压器设计

变压器的匝数比 $n$ 的设计准则是确保输出电压可以在光伏和蓄电池的整个电压范围内得到调节。此外，受到电感过零时刻的影响，TPC 二次侧的功率管在 CCM2 下不能实现软开关[20]，因此在这种工作模式下的开关损耗和干扰等均较大，从而导致变换器整体变换效率降低。为了提高变换器的工作效率，配置合适的变压器匝比、电感参数，能够避免变换器工作在 CCM2，本文最终样机设计避免了稳态情况下工作在 CCM2。此外，CCM2 仅在 $G$<1 时存在，因此匝数比的设计需要考虑减少降压模式的工作范围，该范围可从 $G$ 的定义中计算得出。在实际应用中，$n$ 由式(2)确定，其中 $G$=1 且 $V_{\text{o}}$ 和 $V_{\text{PV}}$ 为额定值。

### 2.2 电感设计

电感的设计准则是确保变换器能够向负载传输足够的功率，从上文的特性分析可知，随着 $L_{\text{f}}$ 的减小，变换器能够向负载传输更多的功率。然而，随着电流纹波的增大，较小的电感会导致效率降低。为了确保变换器既能向负载传输足够的功率又能满足效率要求，需要精确计算电感。为了向负载传输足够的功率，电感需要满足的条件[23]为

$$L_{\text{f}} < \frac{(nV_{\text{o}})^2\lambda}{2\pi f_{\text{s}}(G+n)P_{\text{rated}}} \tag{18}$$

式中：$P_{\text{rated}}$ 为额定输出功率；$\lambda$ 为额定输出功率正常化值。

根据式(16)，为得到合适的电感，需要确定适当的 $\lambda$ 和 $G$。从图 4 可以看出变换器在不同模式下

的功率传输能力，$\lambda$ 应小于整个工作范围内的最大正常化输出功率，这意味着需要考虑极端情况。当 $G$=1.5 时，功率传输能力最弱，因此确定 $G$=1.5、$\lambda$=0.5。基于式(18)得到图 5，可以看出，$L_f$ 与最大输出功率 $P_{omax}$ 成反比。当最大输出功率固定时，$L_f$ 的范围可以相应确定。例如，变换器额定输出功率为 650 W，则 $L_f$ 的值应小于 22 μH。此外，考虑到电感电流的纹波会影响导通损耗，选取 22 μH 作为最终设计值。

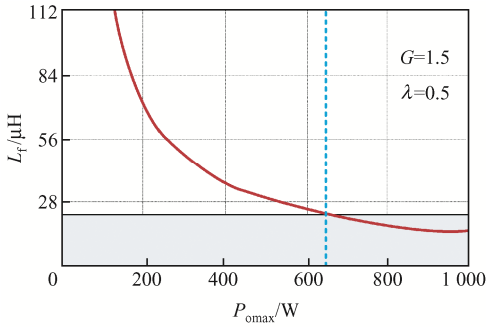



**图 5　电感 $L_f$ 与变换器最大输出功率 $P_{omax}$ 的关系**

**Fig. 5 Inductance $L_f$ versus maximum output power $P_{omax}$ of converter**

## 3　实验结果与分析

搭建航天器能源系统设计的 650 W TPC 原理样机，该变换器由 DSP 28035 实现闭环控制，具有 65~85 V 光伏电压、35~55 V 蓄电池电压和 110 V 输出电压的输入输出限定，工作频率为 100 kHz。原理样机其他主要参数如下：高频电感 $L_f$=22 μH，变压器匝比 $n$=2.5，滤波电感 $L_1$=$L_2$=22 μH。

### 3.1　测试波形

在 CCM1 中，$S_2$、$S_3$、$S_6$ 的开关状态如图 6 所示，由于 $S_1$、$S_4$、$S_5$ 开关工作方式对称，因此可以实现 ZVS。由图 6 可见，IBBC 和半主动全桥整流器中的所有 MOSFET 均可在 CCM1 中实现 ZVS；半主动全桥整流器中的 MOSFET 更容易实现 ZVS；$i_{L_f}$ 的波形与 CCM1 的工作原理分析完全相同，验证了分析的正确性。

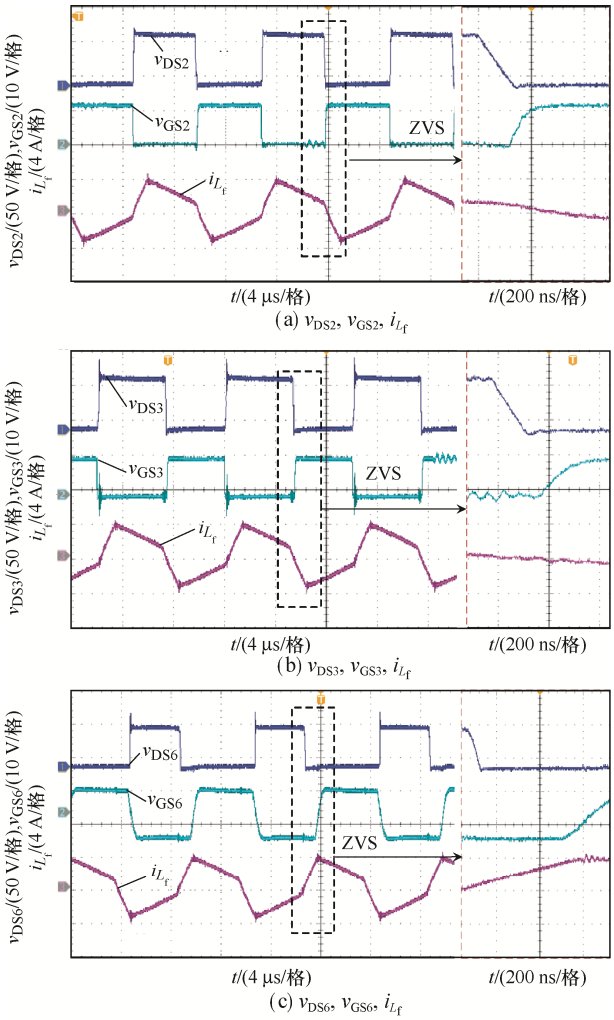



**图 6　CCM1 下的软开关波形**

**Fig. 6 Soft-switching waveforms in CCM1**

变换器在恒定电流充电状态下的工作波形如图 7 所示，通过对比滤波电感电流 $i_{L_1}$、$i_{L_2}$ 与蓄电池电流 $i_{L_1}+i_{L_2}$ 的波形，可以看出 $i_{L_1}$、$i_{L_2}$ 纹波几乎相同，总电流 $i_{L_1}+i_{L_2}$ 纹波显著降低。

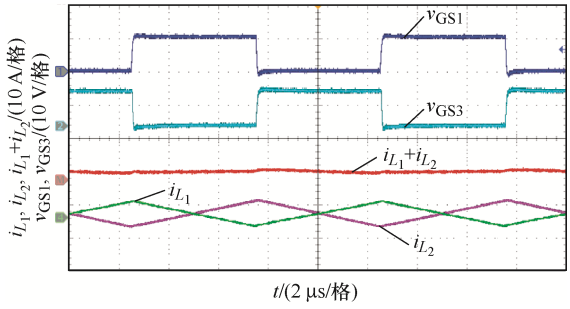



**图 7　电感电流波形**

**Fig. 7 Waveforms of inductor current**

图 8 为变换器由最大功率点跟踪控制模式向蓄电池充电模式切换的瞬态波形，该模式切换是由负载功率的增减触发的。当蓄电池的电压和充电电流未达到预定值时，变换器处于最大功率点跟踪控制而非蓄电池充电控制模式；随着负载功率的减小，传输到蓄电池的功率不断增加，当充电电流达到预定值时，蓄电池充电控制被激活。由图 8 可见，变换器可以在最大功率点跟踪控制模式和蓄电池充电模式之间平稳切换。此外，随着负载功率的变化和控制模式的切换，输出电压未发生变化，这反映了上述 2 个控制变量是解耦的。

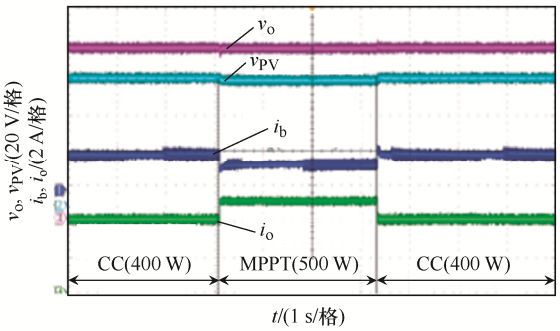



**图 8 最大功率点跟踪控制模式向蓄电池充电模式切换的瞬态波形**

**Fig. 8 Transient waveforms when MPPT control mode is switched to battery charging mode**

图 9 为变换器在 SISO、DI、DO 工作模式间切换的瞬态波形，其中模式切换是由太阳能光伏输入功率的增加触发的。当输入的光伏功率为 0 时，变换器处于 SISO 模式；随着输入功率的增加，变换器的工作模式从单输入单输出模式切换到双输入

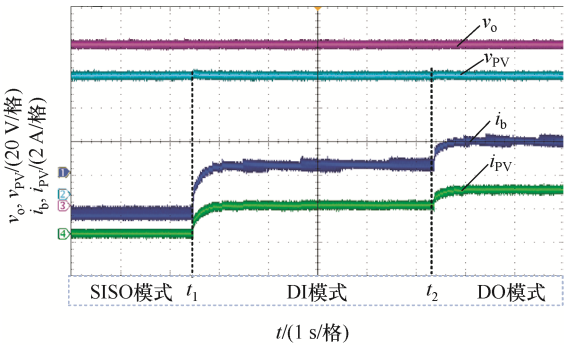



**图 9 SISO、DI、DO 工作模式切换波形**

**Fig. 9 Waveforms during transitions between SISO, DI and DO modes**

模式，蓄电池放电电流会减小；当光伏提供的功率超过负载需求时，变换器进入双输出模式，将多余的功率输送给蓄电池进行充电。可以看出，变换器可以平滑地在 SISO、DI、DO 模式间进行切换。当输入功率增加时，输出电压未发生变化，这反映了 2 个控制变量是解耦的。

### 3.2 效率分析

图 10 为变换器输入电压 72 V，输出电压 110 V 时输出效率随负载变化的曲线。随着负载功率的增加，变换器从 DO 模式切换到 DI 模式，这意味着蓄电池从充电状态切换到放电状态。当变换器工作在 DI 模式时，效率可达到最高值 97.17%，满载效率为 96.70%。当输出功率主要由蓄电池提供时，变换效率会逐渐降低，这反映出光伏向负载传输功率的效率高于蓄电池向负载传输功率的效率，该三端口变换器可以在较宽负载范围内实现较高变换效率。

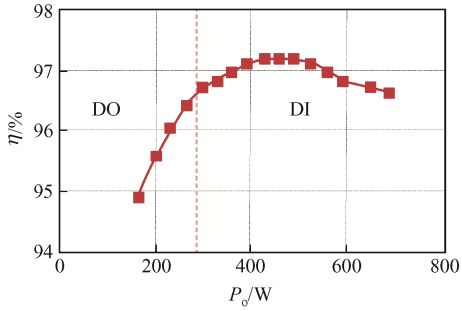



**图 10 变换器效率测试结果**

**Fig. 10 Measured result of converter efficiency**

## 4 结语

本文基于拓扑结构、控制策略和工作原理对 1 种新型非隔离三端口变换器在航天供电系统中的应用性能进行了评估。该三端口变换器由 IBBC 和半主动全桥整流器组成，采用堆叠式连接方式。变换器的输出电压通过移相控制进行调节，而太阳能光伏的最大功率点跟踪控制和蓄电池充电控制通过 PWM 实现。基于这种解耦的控制策略，可以实现所有 MOS 管的零电压开关，显著提升了变换效率。此外，通过对三端口变换器功率传输能力的研

究，为各元器件的参数设计提供了具体指导。最后，通过搭建 650 W 的三端口变换器原理样机，验证了理论分析的正确性，进一步评估了三端口变换器的性能指标。

**参考文献：**


[1] 李国欣. 航天器电源系统技术概论[M]. 北京: 中国宇航出版社, 2008.
Li Guoxin. Introduction to Spacecraft Power System Technology [M]. Beijing: China Aerospace Press, 2008. (in Chinese)

[2] Garrigos A, Carrasco J A, Blanes J M, et al. A power conditioning unit for high power GEO satellites based on the sequential switching shunt series regulator [C]// MELECON 2006-2006 IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference. Malaga, Spain, 2006: 1186-1189.

[3] 李廷中, 王蓓蓓, 周新顺. 航天器电源系统大功率智能配电技术[J]. 航天器环境工程, 2011, 28(6): 511-515.
Li Tingzhong, Wang Beibei, Zhou Xinshun. Intelligent power distribution for spacecraft large-capacity power system [J]. Spacecraft Environment Engineering, 2011, 28(6): 511-515. (in Chinese)

[4] Capel A, O'Sullivan D, Marpinard J C. High-power conditioning for space applications [J]. Proceedings of the IEEE, 1988, 76(4): 391-408.

[5] 张国兵. 一种分布式航天二次电源系统的设计[J]. 电源技术应用, 2010, 13(5): 37-39.
Zhang Guobing. A design of distributed aerospace seconddary power system [J]. Power Supply Technologies and Applications, 2010, 13(5): 37-39. (in Chinese)

[6] 高圣伟, 祝庆同. 一种独立光储发电系统用宽输入范围非隔离三端口变换器[J]. 电工技术学报, 2023, 38(4): 970-982.
Gao Shengwei, Zhu Qingtong. A wide input range non-isolated three-port converter for stand-alone PV storage power generation system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(4): 970-982. (in Chinese)

[7] 姚雨迎, 鄢婉娟. 卫星三端口 DC-DC 变换器技术综述[J]. 航天器工程, 2014, 23(5): 116-120.
Yao Yuying, Yan Wanjuan. Three-port DC-DC converter for satellite electrical power system [J]. Spacecraft Engineering, 2014, 23(5): 116-120. (in Chinese)

[8] 吴红飞, 夏炎冰, 邢岩. 基于双输入/双输出变换器的三端口变换器拓扑[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(27): 45-51.
Wu Hongfei, Xia Yanbing, Xing Yan. Three-port converter topologies based on dual-input/dual-output converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(27): 45-51. (in Chinese)

[9] 董晓锋. 基于三端口变换器的航天器分布式直流供电系统研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2019.
Dong Xiaofeng. Research on three-port DC-DC converter based on spacecraft distributed DC power system [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2019. (in Chinese)

[10] 廖志凌, 阮新波. 独立光伏发电系统能量管理控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(21): 46-52.
Liao Zhiling, Ruan Xinbo. Energy management control strategy for stand-alone photovoltaic power system [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(21): 46-52. (in Chinese)

[11] 肖建国. 用于新能源混合发电的三端口 DC/DC 变换器的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2011.
Xiao Jianguo. Research on three-port DC/DC converter for new energy hybrid power generation [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2011. (in Chinese)

[12] 董晓锋, 吴红飞, 陆杨军, 等. 模块化光伏直流并网系统分布式自主控制策略[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(19): 126-133.
Dong Xiaofeng, Wu Hongfei, Lu Yangjun, et al. Distributed autonomous control strategy for modular photovoltaic DC grid-connected system [J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(19): 126-133. (in Chinese)

[13] Qian Zhijun, Abdel-Rahman O, Reese J, et al. Dynamic analysis of three-port DC/DC converter for space applications [C]// 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Washington, DC, USA, 2009: 28-34.

[14] 吴红飞. 基于功率流分析与重构的直流变换器拓扑衍生理论和方法[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2012.
Wu Hongfei. Topology derivation theory and method of

DC converter based on power flow analysis and reconstruction [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2012. (in Chinese)

[15] 张君君. 模块化三端口直流变换系统研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2016.
Zhang Junjun. Research on modular three-port DC conversion system [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2016. (in Chinese)

[16] Wu Hongfei, Sun Kai, Ding Shun, et al. Topology derivation of nonisolated three-port DC-DC converters from DIC and DOC [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(7): 3297-3307.

[17] 张卫平. 开关变换器的建模与控制[M]. 北京: 中国电力出版社, 2006.
Zhang Weiping. Modeling and Control of Switching Converter [M]. Beijing: China Electric Power Press, 2006. (in Chinese)

[18] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
Xu Dehong. Modeling and Control of Power Electronic System [M]. Beijing: China Machine Press, 2006. (in Chinese)

[19] Wu Hongfei, Chen Runruo, Zhang Junjun, et al. A family of three-port half-bridge converters for a stand-alone renewable power system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(9): 2697-2706.

[20] 刘欣, 袁易, 王利桐, 等. 柔性直流输电系统三端口混合参数建模及其稳定性分析[J]. 电工技术学报, 2024, 39(16): 4968-4984.
Liu Xin, Yuan Yi, Wang Litong, et al. Three-port hybrid parameter modeling and stability analysis of MMC-HVDC system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(16): 4968-4984. (in Chinese)

[21] Zhao Biao, Song Qiang, Liu Wenhua. Power characterization of isolated bidirectional dual-active-bridge DC-DC converter with dual-phase-shift control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(9): 4172-4176.

[22] 黄毅敏, 林国庆, 林思圻. 一种可拓展的双输入高增益DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2024, 22(5): 109-119.
Huang Yimin, Lin Guoqing, Lin Siqi. Expandable dual-input high step-up DC-DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(5): 109-119. (in Chinese)

[23] 潘健, 宋豪杰, 刘松林, 等. 定频 PWM 控制混合桥双LLC 谐振变换器研究[J]. 电源学报, 2024, 22(5): 120-132.
Pan Jian, Song Haojie, Liu Songlin, et al. Research on hybrid bridge dual-LLC resonant converter under fixed-frequency PWM control [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(5): 120-132. (in Chinese)



王蓓蓓

**作者简介：**

王蓓蓓(1983— )，女，通信作者，硕士，高级工程师。研究方向：宇航供配电技术。E-mail：clearbeibei@163.com。

吴建超(1986— )，女，硕士，高级工程师。研究方向：宇航供配电技术。E-mail：wujianchao20062007@163.com。

王力(1984— )，男，硕士，研究员。研究方向：宇航供配电技术。E-mail：alismee@126.com。

董晓锋(1993— )，男，硕士。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：dongxiaofeng@nuaa.edu.cn。

吴红飞(1985— )，男，中国电源学会高级会员，博士，教授。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：wuhongfei@nuaa.edu.cn。

(责任编辑：耿越)