

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2024.6.33

中图分类号: TM46

文献标志码: A

# 一种低电压应力高效率 ZVS-PWM Superboost 变换器

庞玉婷(中国电源学会学生会员), 杨 华, 程 新, 邱 燕  
(上海空间电源研究所, 上海 200245)

**摘要:** 非隔离型 Superboost 变换器具有输入输出电流连续、效率高和功率密度高等优点, 因此在航天器电源系统中被广泛应用。但在高电压增益场合中, 器件开关损耗增加, 导致变换器效率降低。为此, 提出一种低电压应力 ZVS-PWM Superboost 变换器, 通过引入谐振支路实现主开关的零电压开通和零电压关断及辅助开关的零电流开通和零电压关断, 并且所有二极管均实现了软开关, 从而有效降低了开关损耗, 在未增加主功率器件电压和电流应力的基础上提高了变换器的效率。详细分析了所提变换器的工作原理、软开关实现条件及器件应力, 采用状态空间平均法分析了该变换器的稳态和动态特性, 并通过 1 台 400 W/100 kHz 样机验证了所提变换器的可行性。

**关键词:** 软开关; Superboost 变换器; 低电压应力; 直流-直流变换器

## ZVS-PWM Superboost Converter with Low Voltage Stress and High Efficiency

PANG Yuting, *Student Member, CPSS*, YANG Hua, CHENG Xin, QIU Yan  
(Shanghai Institute of Space Power-Sources, Shanghai 200245, China)

**Abstract:** Owing to their merits including continuous input and output current, high efficiency and high power density, non-isolated Superboost converters are widely applied in spacecraft power systems. However, the switching loss of the device will increase in a scenario with a high step-up ratio, resulting in a decrease in the converter efficiency. To solve this problem, a zero-voltage switching pulse-width modulation (ZVS-PWM) Superboost converter with low voltage stress is proposed. By introducing a resonant tank, the main switch can be turned on or off under ZVS, and the auxiliary switch can be turned on under zero current switching and turned off under ZVS. Besides, all the diodes are operating under soft-switching. As a result, the switching loss is reduced effectively, and the converter efficiency is improved without increasing the voltage and current stress of the main power device. The operation principle, soft-switching conditions and device stress are analyzed in detail, and the state-space averaging approach is used to estimate the steady-state and dynamic characteristics of the proposed converter. In addition, its feasibility was verified by a prototype with 100 kHz and 400 W.

**Keywords:** Soft-switching; Superboost converter; low voltage stress; DC-DC converter

电源系统是航天器最重要的分系统之一, 其性能直接影响航天器的寿命。由于航天器内部空间有限且工作环境特殊, 为了保证负载长期稳定工作, 电源系统需具有输入输出电流连续、效率高和功率密度高等特点<sup>[1-2]</sup>。隔离型变换器功率密度低、效

率低且电压增益固定, 而非隔离型拓扑不存在高频变压器<sup>[3]</sup>, 但克服了上述缺点, 因此非隔离型变换器更适用于航天器电源系统。常用的非隔离型拓扑有 Weinberg、Boost 和 Superboost 等<sup>[4-6]</sup>。Weinberg 拓扑具有输入输出电流连续、控制和驱动方式简单等优点, 但其电压增益有限, 最高仅能实现 2 倍的升压比; Boost 拓扑克服了电压增益有限的缺点,

收稿日期: 2021-10-13; 修回日期: 2021-12-23, 2022-01-25;  
录用日期: 2022-02-26; 网络首发日期: 2022-04-08

但其输出电流不连续,需采用较大的输出滤波器,导致了变换器体积和质量较大的问题; Superboost 拓扑与 Boost 拓扑拥有相同的电压增益,其拓扑通过在输出侧增加滤波电感有效地减小了变换器的体积与质量,此外其拓扑输入输出电流连续、控制简单且效率高<sup>[7-8]</sup>,更适用于航天器电源系统中大功率电池放电领域。

为了实现变换器的小型化和轻型化,需提高脉冲宽度调整 PWM(pulse width modulation)变换器的开关频率<sup>[9]</sup>。然而,提高开关频率会带来开关损耗增加和电磁干扰问题,软开关技术是解决上述问题的有效办法之一<sup>[10-11]</sup>。MOSFET 因具有开关速度快、关断损耗小等优点,更适用于低压高频应用场合,但其输出电容会造成较大开通损耗,而采用零电压开关 ZVS(zero voltage switch)技术可以克服上述缺点<sup>[12-13]</sup>。

近年来,各国学者陆续提出多种 ZVS 技术方案<sup>[14-23]</sup>。文献[14-17]提出的谐振电路实现了主开关管的 ZVS,但电感串联在主功率回路中,功率管导通损耗增加,同时功率管的电压和电流应力较大,需要选用更高电压等级的开关管。文献[18-21]提出的有源缓冲电路与主回路并联,仅在开关瞬间工作,谐振电流仅流过辅助回路,解决了功率管电应力大和导通损耗大的问题,但同时也引入了新的问题。例如:文献[18]提出的软开关电路辅助管硬关断,使得开关损耗增加,削弱了软开关的优势;文献[19]提出的软开关电路电压增益不受占空比限制,不易实现输出电压恒压控制;文献[20-21]提出的软开关电路结构复杂,采用多个谐振电感或耦合电感使得铁耗增加且分析复杂;文献[22-23]提出的软开关电路结构简单,在不增加主回路功率管电压和电流应力的前提下实现了开关管的 ZVS,克服了上述软开关电路的缺陷。

综上所述,本文基于文献[22-23]提出的软开关电路,提出 1 种新型低电压应力高效率 ZVS-PWM Superboost 变换器,在不增加主回路功率管电压和电流应力的情况下,旨在实现主开关管的 ZVS 及辅助管的零电流开通、零电压关断,并且所有二极

管均可实现软开关。本文详细分析所提变换器的工作原理、软开关实现条件及器件应力;建立变换器的小信号模型,得出稳态特性和动态特性表达式;搭建 1 台 400 W/100 kHz 的原理样机,验证所提变换器的可行性。

## 1 ZVS-PWM Superboost 变换器

### 1.1 工作原理分析

本文所提 ZVS-PWM Superboost 变换器工作原理如图 1 所示。图中,虚线框外的部分为传统 Superboost 变换器;虚线框内的部分为 ZVS 缓冲电路,其由辅助开关管  $Q_a$ 、辅助二极管  $D_a$  和  $D_b$ 、谐振电感  $L_a$ 、谐振电容  $C_a$  和  $C_r$  构成,其中  $C_r$  容值较小,利用开关管  $Q$  的结电容即可。

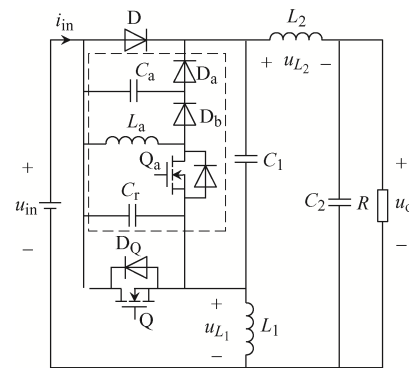


图 1 ZVS-PWM Superboost 变换器

Fig. 1 ZVS-PWM Superboost converter

为了简化分析,作以下假设:① 功率管、电感和电容均为理想元件;② 电容  $C_1$ 、 $C_2$  足够大,满足:  $C_1 \gg C_a$ 、 $C_2 \gg C_a$ ,认为其端电压  $U_{C_1}$ 、 $U_{C_2}$  恒定;③ 电感  $L_1$ 、 $L_2$  足够大,满足:  $L_1 \gg L_a$ 、 $L_2 \gg L_a$ ,认为其电流  $I_{L_1}$ 、 $I_{L_2}$  恒定。基于上述假设,将该变换器在 1 个周期内的工作过程划分为 8 个模式,每个模式对应的等效电路如图 2 所示,对应的主要波形如图 3 所示。

模式 1  $[t_0, t_1]$ : 其等效电路如图 2(a)所示。在  $t_0$  时刻之前,主开关管  $Q$  和辅助开关管  $Q_a$  处于关断状态,二极管  $D$  导通,谐振电容  $C_a$  两端的电压为 0;在  $t_0$  时刻,  $Q_a$  开通,加在谐振电感  $L_a$  上的

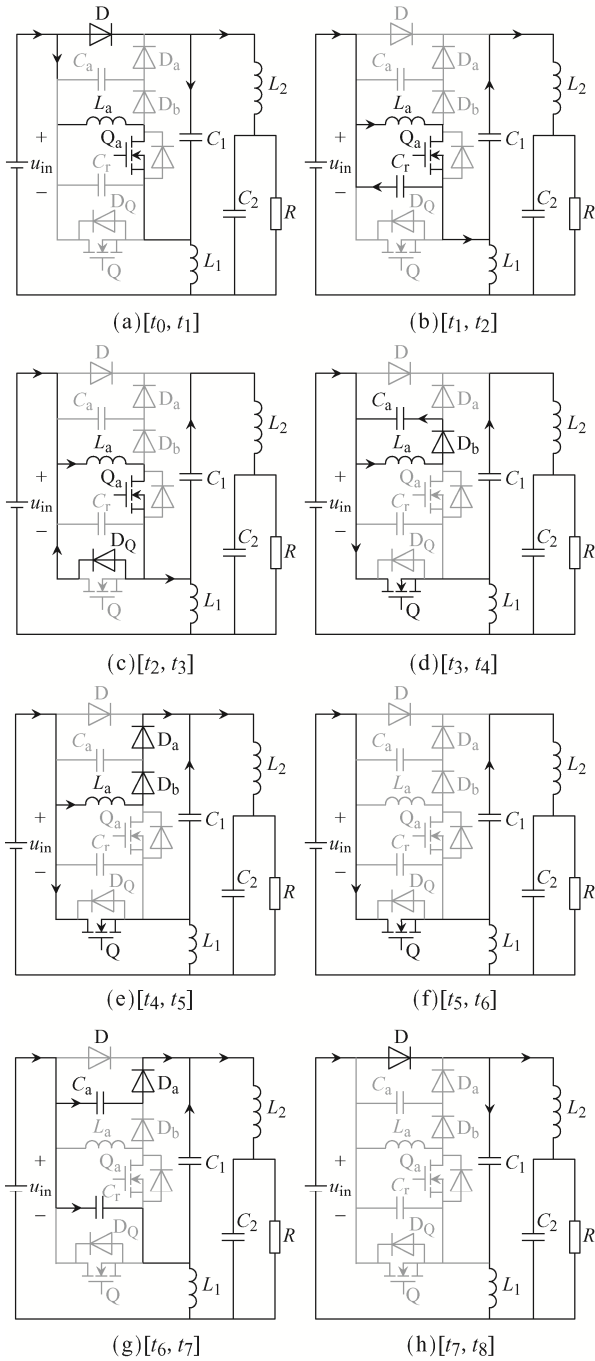


图 2 各开关模式等效电路

Fig. 2 Equivalent circuits in switching modes

电压为  $U_{C_1}$ , 其电流  $i_{L_a}$  从 0 开始线性上升, 辅助开关管  $Q_a$  实现了零电流开通, 流过二极管  $D$  的电流从  $I_i$  开始线性下降。在此模式中,

$$i_{L_a}(t) = \frac{U_{C_1}}{L_a}(t-t_0) \quad (1)$$

$$i_D(t) = I_i - \frac{U_{C_1}}{L_a}(t-t_0) \quad (2)$$

在  $t_1$  时刻, 流过电感  $L_a$  的电流上升为  $I_{in}$ , 流过二极管  $D$  的电流下降为 0,  $D$  自然关断, 模式 1 结束, 该模式持续时间为

$$t_{01} = \frac{L_a I_{in}}{U_{C_1}} \quad (3)$$

模式 2 [ $t_1, t_2$ ]: 其等效电路如图 2(b)所示。电感  $L_a$  与电容  $C_r$  谐振,  $C_r$  两端电压逐渐减小, 电感  $L_a$  电流继续增加, 在此模式中,

$$i_{L_a}(t) = I_{in} + \frac{U_{C_1}}{Z_{a1}} \sin[\omega_1(t-t_1)] \quad (4)$$

$$u_{C_r}(t) = U_{C_1} \cos[\omega_1(t-t_1)] \quad (5)$$

式中:  $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_a C_r}}$ ;  $Z_{a1} = \sqrt{\frac{L_a}{C_r}}$ 。

在  $t_2$  时刻, 电容  $C_r$  两端电压降为 0, 流过电感  $L_a$  的电流达到最大值, 该模式所持续的时间为

$$t_{12} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_a C_r} \quad (6)$$

模式 3 [ $t_2, t_3$ ]: 其等效电路如图 2(c)所示。当电容  $C_r$  两端电压降为 0 时, 开关管  $Q$  的反并联二极管  $D_Q$  导通, 此时开通  $Q$ , 即可实现  $Q$  的零电压开通。

模式 4 [ $t_3, t_4$ ]: 其等效电路如图 2(d)所示。在  $t_3$  时刻, 关断  $Q_a$ , 由式(4)可知此时流过  $L_a$  的电流为

$$I_{L_a}(t_3) = I_{in} + \frac{U_{C_1}}{Z_{a1}} \quad (7)$$

在此模式中, 电感  $L_a$  所储存的能量经过二极管  $D_b$  给电容  $C_a$  充电。由于起始时刻  $C_a$  两端电压为 0, 因此开关管  $Q_a$  实现了零电压关断。在此模式中电感  $L_a$  电流与电容  $C_a$  的电压分别为

$$i_{L_a}(t) = I_{L_a}(t_3) \cos \omega_2(t-t_3) \quad (8)$$

$$u_{C_a}(t) = I_{L_a}(t_3) Z_{a2} \sin \omega_2(t-t_3) \quad (9)$$

式中:  $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_a C_a}}$ ;  $Z_{a2} = \sqrt{\frac{L_a}{C_a}}$ 。

在  $t_4$  时刻, 电容  $C_a$  电压上升至  $U_{C_1}$ , 此时二极管  $D_a$  导通,  $L_a$  的电流和此模式持续的时间分别为

$$I_{L_a}(t_4) = \sqrt{I_{L_a}^2(t_3) - \frac{U_{C_1}^2}{Z_{a2}^2}} \quad (10)$$

$$t_{34} = \frac{1}{\omega_2} \arcsin\left(\frac{U_{C_1}}{I_{L_a}(t_3)Z_{a2}}\right) \quad (11)$$

模态 5 $[t_4, t_5]$ : 其等效电路如图 2(e)所示。C<sub>a</sub> 电压被 D<sub>a</sub> 钳位至 U<sub>C<sub>1</sub></sub>, 加在 L<sub>a</sub> 两端的电压为 -U<sub>C<sub>1</sub></sub>, 使得 L<sub>a</sub> 电流线性下降, L<sub>a</sub> 所储存的能量经过 D<sub>a</sub> 供给负载, 满足

$$i_{L_a}(t) = I_{L_a}(t_4) - \frac{U_{C_1}}{L_a}(t - t_4) \quad (12)$$

在 t<sub>5</sub> 时刻, L<sub>a</sub> 电流下降为 0, 二极管 D<sub>a</sub> 和 D<sub>b</sub> 自然关断。此模态持续的时间为

$$t_{45} = \frac{I_{L_a}(t_4)L_a}{U_{C_1}} \quad (13)$$

模态 6 $[t_5, t_6]$ : 其等效电路如图 2(f)所示。此模态工作状态与不带软开关的 Superboost 电路相同, 开关管 Q 开通, 电容 C<sub>1</sub> 与 C<sub>2</sub> 放电为负载供电。

模态 7 $[t_6, t_7]$ : 其等效电路如图 2(g)所示。在 t<sub>6</sub> 时刻, 主开关管 Q 关断。C<sub>r</sub> 两端电压从 0 开始线性上升至 U<sub>C<sub>1</sub></sub>, C<sub>a</sub> 两端电压从 U<sub>C<sub>1</sub></sub> 开始线性下降至 0, 因此主开关管 Q 可以实现零电压关断。在此模态中

$$u_{C_a}(t) = U_{C_1} - \frac{I_{in}}{C_r + C_a}(t - t_6) \quad (14)$$

$$u_{C_r}(t) = \frac{I_{in}}{C_r + C_a}(t - t_6) \quad (15)$$

$$t_{67} = \frac{U_{C_1}(C_r + C_a)}{I_{in}} \quad (16)$$

模态 8 $[t_7, t_8]$ : 其等效电路如图 2(h)所示。在 t<sub>7</sub> 时刻, 电容 C<sub>r</sub> 和 C<sub>a</sub> 完成充、放电, 二极管 D<sub>a</sub> 自然关断, D 自然导通。在此模态中, 二极管 D 续流, 电容 C<sub>1</sub> 和 C<sub>2</sub> 均充电, 为下一周期做准备。

## 1.2 软开关实现的条件

根据 1.1 节所述变换器工作原理, 在模态 3 $[t_2, t_3]$  中, 当主开关管 Q 的反并联二极管 D<sub>Q</sub> 导通时开通 Q, 可实现 Q 的零电压开通; 在模态 4 $[t_3, t_4]$  中,

辅助管 Q<sub>a</sub> 关断后, 电容 C<sub>a</sub> 两端的电压充电至 U<sub>C<sub>1</sub></sub>, 可实现主开关管 Q 的零电压关断。因此, 为确保该变换器在整个负载范围内开关管均能实现软开关, 必须满足

$$\begin{cases} t_{01} \geq \frac{L_a I_{in, \max}}{U_{C_1}} \\ I_{L_a, \max} \geq \frac{U_{C_1}}{Z_{a2}} \end{cases} \quad (17)$$

## 1.3 功率器件电应力分析

基于 1.1 节对 ZVS-PWM Superboost 变换器工作原理的分析结果, 本文对各功率器件的电流和电压应力进行了分析, 详细结果如表 1 所示。可知, 谐振电流仅流过辅助回路, 主功率管的电流和电压应力与硬开关时相同。

表 1 功率器件电应力

Tab. 1 Electric stress of power components

器件名称	电压应力	电流应力
Q	U <sub>o</sub>	I <sub>in</sub>
Q <sub>a</sub>	U <sub>o</sub>	≥ I <sub>in</sub>
D	U <sub>o</sub>	I <sub>in</sub>
D <sub>a</sub>	U <sub>o</sub>	I <sub>in</sub>
D <sub>b</sub>	U <sub>o</sub>	≥ I <sub>in</sub>

## 2 特性分析

### 2.1 平均模型

根据图 3 功率管的波形并结合各模态的工作原理, 计算 1 个周期内 i<sub>Q</sub>、i<sub>Q<sub>a</sub></sub> 和 u<sub>D</sub> 的平均值为

$$\langle i_Q \rangle = dI_{in} - \frac{1}{T_s} \left( \frac{L_a I_{in}}{2Z_{a2} \tan \alpha} + \frac{\alpha I_{in}}{\omega_2} + C_a U_{C_1} \right) \quad (18)$$

$$\langle i_{Q_a} \rangle = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{L_a I_{in}^2}{2U_{C_1}} + \sqrt{L_a C_r} \left( \frac{\pi I_{in}}{2} + \frac{U_{C_1}}{Z_{a1}} \right) \right] \quad (19)$$

$$\langle u_D \rangle = dU_{C_1} + \frac{1}{T_s} \left[ \frac{U_{C_1}}{\omega_1} \left( \frac{\pi}{2} - 1 \right) + \frac{U_{C_1}^2 (C_r + C_a)}{2I_{in}} \right] \quad (20)$$

其中,  $\alpha = \arcsin\left(\frac{U_{C_1}}{I_{L_a}(t_3) \cdot Z_{a2}}\right)$ 。

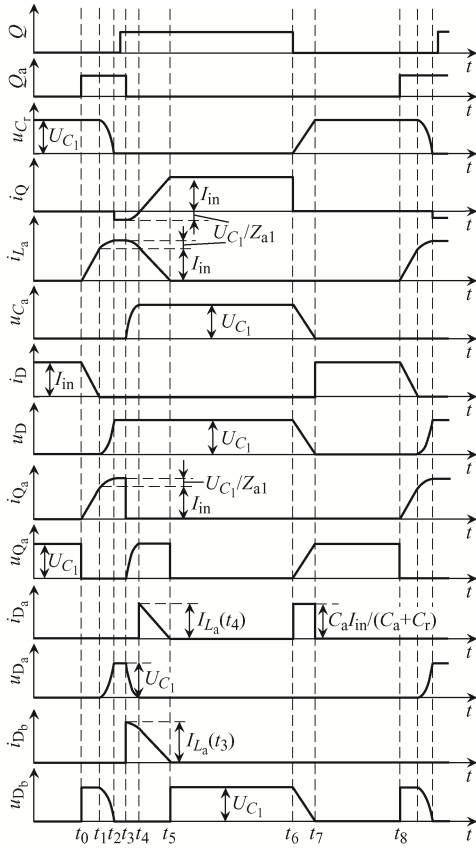


图 3 主要波形

Fig. 3 Key waveforms

将开关管等效为电流源, 将二极管等效为电压源<sup>[24]</sup>, 由此可得该变换器在 1 个周期内的平均模型如图 4 所示。根据状态空间平均法, 得状态方程

$$L_1 \frac{d\langle i_{L_1} \rangle}{dt} = \langle d \rangle \langle u_{C_1} \rangle + \langle u_{in} \rangle - \langle u_{C_1} \rangle + \frac{1}{T_s} \left[ \frac{\langle u_{C_1} \rangle}{\omega_1} \left( \frac{\pi}{2} - 1 \right) + \frac{\langle u_{C_1} \rangle^2 (C_r + C_a)}{2 \langle i_{in} \rangle} \right] \quad (21)$$

$$L_2 \frac{d\langle i_o \rangle}{dt} = \langle d \rangle \langle u_{C_1} \rangle + \langle u_{in} \rangle - \langle u_o \rangle + \frac{1}{T_s} \left[ \frac{\langle u_{C_1} \rangle}{\omega_1} \left( \frac{\pi}{2} - 1 \right) + \frac{\langle u_{C_1} \rangle^2 (C_r + C_a)}{2 \langle i_{in} \rangle} \right] \quad (22)$$

$$C_1 \frac{d\langle u_{C_1} \rangle}{dt} = \langle i_{L_1} \rangle - \langle i_Q \rangle - \langle i_{Q_a} \rangle = \langle i_{L_1} \rangle - \langle d \rangle \langle i_i \rangle - \frac{L_a \langle i_{in} \rangle^2}{2T_s \langle u_{C_1} \rangle} + \frac{L_a \langle i_{in} \rangle}{2T_s \tan \alpha Z_{a2}} \quad (23)$$

$$C_2 \frac{d\langle u_o \rangle}{dt} = \langle i_o \rangle - \frac{\langle u_o \rangle}{R} \quad (24)$$

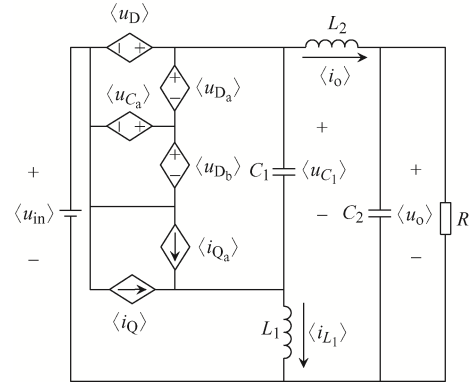


图 4 平均模型

Fig. 4 Average model

### 2.2 稳态分析

假设变换器在 1 个周期内的稳态量为  $U_{in}$ 、 $U_o$ 、 $I_o$ 、 $D$ 、 $I_{L_1}$ 、 $U_{C_1}$  ; 扰动量为  $\hat{u}_{in}$ 、 $\hat{u}_o$ 、 $\hat{i}_o$ 、 $\hat{d}$ 、 $\hat{i}_{L_1}$ 、 $\hat{u}_{C_1}$  , 其中扰动量的幅值远远小于稳态量幅值, 满足

$$\begin{aligned} \langle u_{in} \rangle &= U_{in} + \hat{u}_{in}, & \langle u_o \rangle &= U_o + \hat{u}_o, & \langle i_o \rangle &= I_o + \hat{i}_o \\ \langle d \rangle &= D + \hat{d}, & \langle i_{L_1} \rangle &= I_{L_1} + \hat{i}_{L_1}, \\ \langle u_{C_1} \rangle &= U_{C_1} + \hat{u}_{C_1} \end{aligned} \quad (25)$$

稳态时, 扰动量为 0, 则将式(25)代入式(21)~式(24)中化简得稳态量为

$$\begin{cases} U_{C_1} = U_o \\ DU_{C_1} + \frac{U_{C_1}}{T_s \omega_1} \left( \frac{\pi}{2} - 1 \right) + \frac{U_{C_1}^2 (C_r + C_a)}{2T_s I_{in}} + U_{in} = U_{C_1} \\ I_{L_1} = DI_{in} + \frac{L_a I_{in}^2}{2T_s U_{C_1}} - \frac{L_a I_{in}}{2T_s \tan \alpha Z_{a2}} \\ I_o = \frac{U_o}{R} \end{cases} \quad (26)$$

对式(26)进行化简得变换器的增益表达式为

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{1}{1 - D - \frac{f_s I_{L_{a,max}}}{4\pi f_2 I_{in}}} \quad (27)$$

式中,  $I_{L_{a,max}} = I_{in} + \frac{U_o}{Z_{a1}}$ 。输出电流为 0.5~5.0 A 时,

$\frac{f_s I_{L_a, \max}}{4\pi f_2 I_{in}}$  远小于  $1-D$ , 此项可以被忽略, 则电压增益与硬开关时近似相等。

### 2.3 小信号分析

对非线性方程式(21)~式(24)线性化并进行拉普拉斯变换得  $s$  域小信号模型为

$$s \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_1}(s) \\ \hat{i}_o(s) \\ \hat{u}_{C_1}(s) \\ \hat{u}_o(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} \left( D-1 + \left( \frac{\pi}{2} - 1 \right) \frac{1}{\omega_1 T_s} + \frac{1}{2\omega_2 T_s} \right) & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \left( D + \left( \frac{\pi}{2} - 1 \right) \frac{1}{\omega_1 T_s} + \frac{1}{2\omega_2 T_s} \right) & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{(C_a + C_r)}{2C_1 T_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_1}(s) \\ \hat{i}_o(s) \\ \hat{u}_{C_1}(s) \\ \hat{u}_o(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{U_{C_1}}{L_1} \\ \frac{U_{C_1}}{L_2} \\ -\frac{I_{in}}{C_1} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d}(s) \quad (28)$$

根据式(28)得出输出电压传递函数, 发现其存在右半平面零点。文献[25-26]通过增加阻尼网络改善系统稳定性。增加阻尼网络后变换器在 1 个周期内的平均模型如图 5 所示, 其  $s$  域小信号模型为

$$s \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_1}(s) \\ \hat{i}_o(s) \\ \hat{u}_{C_1}(s) \\ \hat{u}_o(s) \\ \hat{u}_{C_d}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} \left( D-1 + \left( \frac{\pi}{2} - 1 \right) \frac{1}{\omega_1 T_s} + \frac{1}{2\omega_2 T_s} \right) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \left( D + \left( \frac{\pi}{2} - 1 \right) \frac{1}{\omega_1 T_s} + \frac{1}{2\omega_2 T_s} \right) & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{(C_a + C_r)}{2C_1 T_s} - \frac{1}{R_d C_1} & 0 & \frac{1}{R_d C_1} \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_d C_d} & 0 & -\frac{1}{R_d C_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_1}(s) \\ \hat{i}_o(s) \\ \hat{u}_{C_1}(s) \\ \hat{u}_o(s) \\ \hat{u}_{C_d}(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{U_{C_1}}{L_1} \\ \frac{U_{C_1}}{L_2} \\ -\frac{I_{in}}{C_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d}(s) \quad (29)$$

从而得到输出电流  $\hat{i}_o(s)$  对占空比  $\hat{d}(s)$  的传递函数  $G_{id}$  为

$$G_{id}(s) = \frac{(RC_2 s + 1)(2\omega_1 \omega_2 R_d C_1 C_d L_1 T_s U_o s^3 + b_1 s^2 + b_2 s + 2\omega_1 \omega_2 T_s U_o)}{(RC_2 L_2 s^2 + L_2 s + R)[2\omega_1 \omega_2 R_d C_1 C_d L_1 T_s s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + 2\omega_2 - \omega_1 - \pi \omega_2 + 2\omega_1 \omega_2 (1-D)T_s]} \quad (30)$$

输出电压  $\hat{u}_o(s)$  对占空比  $\hat{d}(s)$  的传递函数  $G_{ud}$  为

$$G_{ud}(s) = \frac{R(2\omega_1 \omega_2 R_d C_1 C_d L_1 T_s U_o s^3 + b_1 s^2 + b_2 s + 2\omega_1 \omega_2 T_s U_o)}{(RC_2 L_2 s^2 + L_2 s + R)[2\omega_1 \omega_2 R_d C_1 C_d L_1 T_s s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + 2\omega_2 - \omega_1 - \pi \omega_2 + 2\omega_1 \omega_2 (1-D)T_s]} \quad (31)$$

式中:  $a_1 = 2\omega_1 \omega_2 (C_1 + C_d) L_1 T_s + \omega_1 \omega_2 R_d (C_a + C_r) C_d L_1$ ;  $a_2 = R_d C_d [2\omega_2 - \omega_1 - \pi \omega_2 + 2\omega_1 \omega_2 (1-D)T_s] + \omega_1 \omega_2 (C_a + C_r) L_1$ ;  $b_1 = R_d C_d L_1 I_{in} (2\omega_2 - \omega_1 - \pi \omega_2 - 2\omega_1 \omega_2 D T_s) + \omega_1 \omega_2 R_d C_d (C_a + C_r) L_1 U_o + 2\omega_1 \omega_2 (C_1 + C_d) L_1 T_s U_o$ ;  $b_2 = L_1 I_{in} (2\omega_2 - \omega_1 - \pi \omega_2 - 2\omega_1 \omega_2 D T_s) + \omega_1 \omega_2 L_1 U_o (C_a + C_r) + 2\omega_1 \omega_2 R_d C_d U_o$ 。

本文所提 ZVS-PWM Superboost 变换器输出电流和输出电压对占空比的传递函数  $G_{id}$ 、 $G_{ud}$  的频率特性仿真波形分别如图 6(a)、(b)所示, 可知: 增加合适的阻尼网络后, 右半平面零点消失, 提

高了系统稳定性。上述过程给出了输出电流和输出电压对占空比的传递函数表达式及 Bode 图, 为变换器控制环路设计提供了理论依据和模型基础。

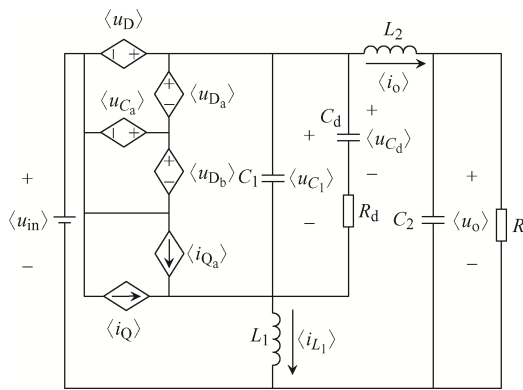
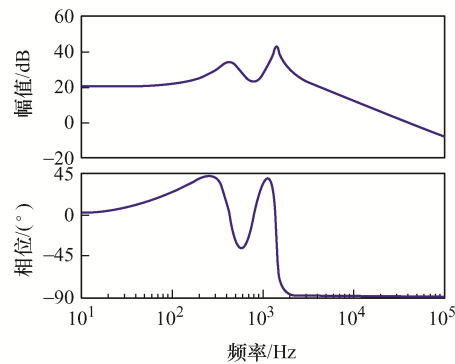
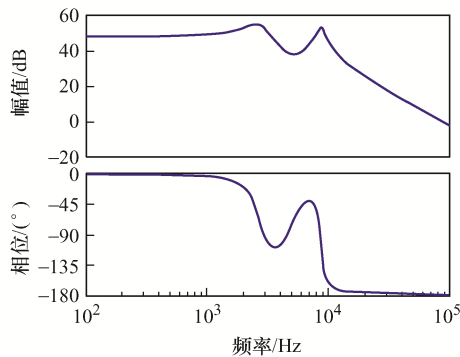


图 5 带有阻尼网络的平均模型

Fig. 5 Average model with damping network



(a)  $G_{id}$  的频率特性



(b)  $G_{ud}$  的频率特性

图 6 频率特性

Fig. 6 Frequency characteristics

### 3 实验结果

为了验证本文所提 ZVS-PWM Superboost 变换器的工作原理, 在实验室搭建 1 台 400 W 的原理样机, 其实物如图 7 所示, 实验条件和电路参数如表 2 所示。

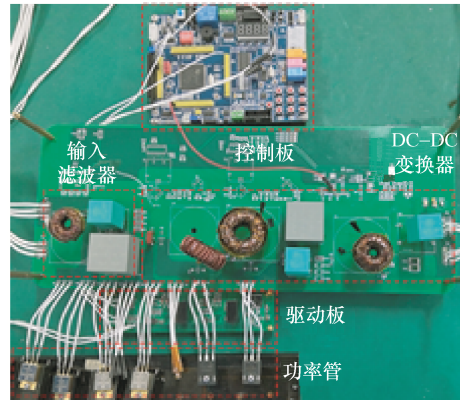


图 7 原理样机照片

Fig. 7 Photo of prototype

表 2 电路参数

Tab. 2 Circuit parameters

参数	数值或型号
输入电压 $U_{in}/V$	35
输出电压 $U_o/V$	100
开关频率 $f_s/kHz$	100
主开关管 Q	IRF250P224
辅助开关管 $Q_a$	IRFP250N
二极管 D、 $D_a$ 、 $D_b$	2DK35200T
电感 $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_a/\mu H$	400、400、3
电容 $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_a$ 、 $C_d/\mu F$	33、33、0.01、100
电阻 $R_d/\Omega$	2

典型的电压电流实验波形如图 8 所示。其中图 8(a)、(b)为主开关管与辅助开关管漏源极电压和电流波形, 可知 Q 实现了零电压开关,  $Q_a$  实现了零电流开通、零电压关断, 有效降低了开关管的开关损耗。图 8(c)为轻载时主开关管漏源极电压和电流波形, 可以看出主开关管不能完全实现软关断, 且由式(17)可知变换器在轻载时最难实现软开关。由于模式 4 时电感  $L_a$  储存的能量不足使电容  $C_a$  电压充至  $U_{C_1}$ , 关断时主管漏源极电压瞬间上升至  $U_{C_1} - U_{C_a}$ , 之后开关管 Q 漏源极电压线性增加, 电容  $C_a$  两端电压线性下降, 因此主开关管不能完全实现软关断, 与理论分析基本吻合。图 8(d)为二极管电压和电流波形, 可以看出二极管 D 导通之前电压先降为 0 后电流上升, 其在关断之前电流先减小为 0 后电压上升, 由此消除了二极管的反向恢复问题。与理论分析基本吻合。

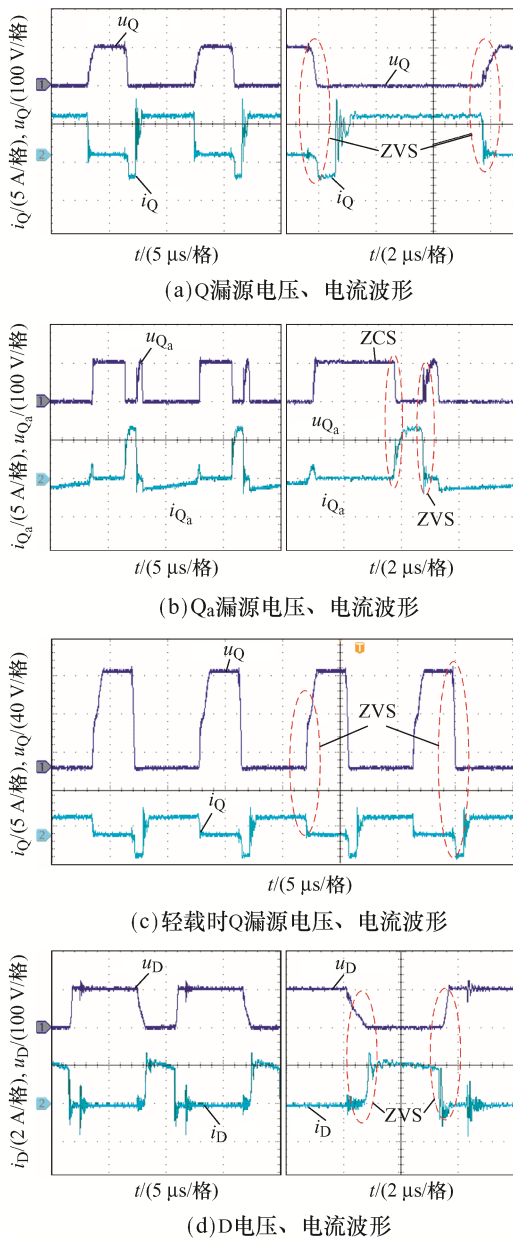


图 8 实验波形

Fig. 8 Experimental waveforms

图 9 为相同工作条件下, 本文所提 ZVS-PWM Superboost 变换器与普通硬开关 Superboost 变换器的变换效率曲线。由于普通硬开关 Superboost 变换器中 MOS 管 Q 发热较为严重, 导致实验中不能测量到 350 W 和 400 W 时的效率, 因此图 9 中软开关和硬开关的效率比较点数不一致。由图 9 可知, 轻载时本文所提变换器效率提升不明显, 一方面是因为流经辅助支路的电流恒定, 通态损耗不变, 而此时主开关管的开关损耗较小; 另一方面是由于轻

载时主开关管关断难以完全实现 ZVS, 因此软开关效果不明显。随着负载的增加, 开关损耗增加, 同时主开关管关断时可以完全实现 ZVS, 因此提升效果愈加明显; 300 W 时效率最高为 96.3%, 与硬开关相比效率提升了 1%, 满载效率可达到 95.4%; 对于开通时间越长的 MOSFET, 其效率提升越明显, 同时谐振电感和电容的选取也影响效率的提升。

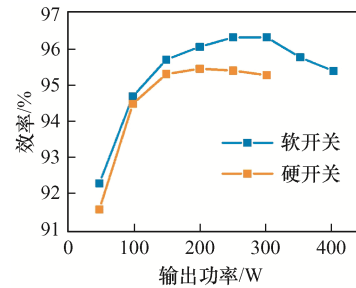


图 9 效率曲线

Fig. 9 Efficiency curves

## 4 结语

本文提出了 1 种低电压应力高效率 ZVS-PWM Superboost 变换器, 通过增加辅助谐振网络实现了功率器件的软开关, 减小了开关损耗, 提高了变换器的效率, 增加了变换器的额定容量, 并且主功率器件电压和电流应力与硬开关时相同; 通过状态空间平均法建立了变换器的小信号模型, 得出了变换器稳态与动态特性表达式, 结果表明谐振网络对变换器电压增益的影响较小; 通过增加阻尼网络消除了开环传递函数右半平面零点, 提高了系统稳定性; 搭建了 1 台 400 W/100 kHz 的原理样机, 实验波形验证了理论分析的正确性, 300 W 时效率最高为 96.3%, 与硬开关相比效率提升了 1%, 满载效率可达到 95.4%。综上所述, 所提变换器具有较高的效率且未增加电应力, 因此适用于航天器电源系统中大功率电池放电领域。此外, 本文所提变换器的功率密度可以进一步提升。

## 参考文献:

- [1] 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.
- [2] 陈骞, 郑琼林, 李艳. 航天用带耦合电感的电流连续型推挽类拓扑研究[J]. 电工技术学报, 2014, 29(10):1-11.  
Chen Qian, Zheng T Q, Li Yan. Continuous current push-pull based topology with coupling inductor used in spacecraft [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(10): 1-11 (in Chinese).
- [3] Liu Hongchen, Ji Yuliang, Wang Liuchao, et al. A family of improved magnetically coupled impedance network boost DC-DC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 3697-3702.
- [4] Rezvanyvardom M, Mirzaei A, Rahimi S. New interleaved fully soft switched pulse width modulation boost converter with one auxiliary switch [J]. IET Power Electronics, 2019, 12(5): 1053-1060.
- [5] Weinberg A K, Rueda Boldo P. A high power, high frequency, DC to DC converter for space applications [C]// PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Toledo, Spain, 1992: 1140-1147.
- [6] Martinelli R, Ashley C. Coupled inductor boost converter with input and output ripple cancellation [C]// APEC '91: Sixth Annual Applied Power Electronics Conference and Exhibition. Dallas, TX, USA, 1991: 567-572.
- [7] Sammaljarvi T, Lakhdari F, Karppanen M, et al. Modelling and dynamic characterisation of peak-current-mode-controlled superboost converter [J]. IET Power Electronics, 2008, 1(4): 527-536.
- [8] 刘锡洋. 双向 SUPER BOOST 变换器的设计与研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2013.  
Liu Xiyang. Design and research on bidirectional Super Boost converter [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2013 (in Chinese).
- [9] 李冬辉, 刘启进, 姚乐乐. Super-Boost 电路的滑模控制[J]. 高电压技术, 2016, 42(10): 3051-3058.  
Li Donghui, Liu Qijin, Yao Lele. Sliding mode control in the Super-Boost circuit [J]. High Voltage Engineering, 2016, 42(10): 3051-3058 (in Chinese).
- [10] 秦岭, 孔笑笑, 茅靖峰, 等. 大型停车场电动汽车直流充电桩用低电应力 ZCS-PWM Superbuck 变换器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(23): 32-41.  
Qin Ling, Kong Xiaoxiao, Mao Jingfeng, et al. ZCS-PWM Superbuck converter with reduced electric stress for electric vehicle DC charging spot in large parking lot [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(23): 32-41 (in Chinese).
- [11] Dias E C, Freitas L C G, Coelho E A A, et al. Novel true zero current turn-on and turn-off converter family: Analysis and experimental results [J]. Power Electronics IET, 2010, 3(1): 33-42.
- [12] Wang Zheng, Xu Yang. Partial charging of capacitors for improving voltage profiles of CSI fed motor drives [J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2020, 6(4): 77-85.
- [13] Wang C M. New family of zero-current-switching PWM converters using a new zero-current-switching PWM auxiliary circuit [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(3): 768-777.
- [14] Rezvanyvardom M, Adib E, Farzanehfard H. New interleaved zero-current switching pulse-width modulation boost converter with one auxiliary switch [J]. IET Power Electronics, 2011, 4(9): 979-983.
- [15] Amini M R, Farzanehfard H. Novel family of PWM soft-single-switched DC-DC converters with coupled inductors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 2108-2114.
- [16] Hsieh Y C, Hsueh T C, Yen H C. An interleaved boost converter with zero-voltage transition [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(4): 973-978.
- [17] Xue Jing, Lee H. Enabling high-frequency high-efficiency non-isolated boost converters with quasi-square-wave zero-voltage switching and on-chip dynamic dead-time-controlled synchronous gate drive [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12): 6817-6828.
- [18] Chu Enhui, Bao Jianqun, Xie Haolin, et al. A zero-voltage and zero-current switching interleaved two-switch forward converter with passive auxiliary resonant circuit [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 4859-4876.

- [19] Cho J G, Baek J W, Rim G H, et al. Novel zero-voltage-transition PWM multiphase converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(1): 152-159.
- [20] 高珊珊, 王懿杰, 徐殿国. 一种高频高升压比改进型 Sepic 变换器[J]. 电工技术学报, 2019, 34(16): 3366-3372.  
Gao Shanshan, Wang Yijie, Xu Dianguo. A high frequency high voltage gain modified sepic converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(16): 3366-3372 (in Chinese).
- [21] Yao Tong, Nan Chenhao, Ayyanar R. A new soft-switching topology for switched inductor high gain boost [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(3): 2449-2458.
- [22] Choi B H, Lee S W, Thai V X, et al. A novel single-SiC-switch-based ZVZCS tapped boost converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(10): 5181-5194.
- [23] Moschopoulos G, Huang W. A new family of zero-voltage-transition PWM converters with dual active auxiliary circuits [C]// Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. Austin, TX, USA, 2005: 1251-1257.
- [24] Tran H N, Choi S. A family of ZVT DC-DC converters with low-voltage ringing [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 59-69.
- [25] Middlebrook R D. Small-signal modeling of pulse-width modulated switched-mode power converters [J]. Proceedings of the IEEE, 1988, 76(4): 343-354.
- [26] Jia Pengyu, Zheng T Q, Li Yan. Parameter design of damping networks for the superbuck converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(8): 3845-3859.



庞玉婷

## 作者简介:

庞玉婷(1996—), 女, 中国电源学会学生会员, 通信作者, 硕士研究生。研究方向: 功率电子变换及软开关技术。E-mail: pangyuting@whu.edu.cn。

杨华(1977—), 男, 硕士, 研究员。研究方向: 功率电子变换及航天电源系统。E-mail: 13801706176@139.com。

程新(1984—), 男, 硕士, 高级工程师。研究方向: 功率电子变换及航天电源系统。E-mail: 15000870352@139.com。

邱燕(1979—), 女, 本科, 工程师。研究方向: 功率电子变换及航天电源系统。E-mail: 13701705944@163.com。