

# 离子推进器屏栅电源稳压控制方法研究

崔倩,周洁敏,丁正道,秦吉娜,高逸清,蒋鹏川

(南京航空航天大学 民航学院,江苏 南京 210016)

**摘要:**为了解决离子推进器屏栅电源在负载突变过程中产生的过压、过流等问题,对 LLC 谐振变换器采用移相-变频控制(PS-PFM)稳定输出电压,当采样电压低于设定值下限时,进入变频控制模式,当采样电压高于设定值上限时,进入移相控制模式。实验证明,相比于常用的调频控制,移相控制的加入能够解决轻载或空载模式下的电压飘高问题,通过 PID 参数的调整,可以实现负载跳变时的稳定快速调节,使输出电压保持在设定值;通过 PCB 布局与磁性元件优化设计,所研制的原理样机在额定情况下效率高达 98.9%,功率密度可达  $6.47 \times 10^6 \text{ W/m}^3$ ,在同等级的电源产品中具有优势。

**关键词:**离子推进器;屏栅电源;移相-变频控制;全桥 LLC 谐振变换器;负载突变  
**中图分类号:**TM42 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed24693

## Voltage Regulation Control Method of Ion Thruster Screen Grid Power Supply

CUI Qian, ZHOU Jiemin, DING Zhengdao, QIN Jina, GAO Yiqing, JIANG Pengchuan

(College of Civil Aviation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,  
Nanjing 210016, Jiangsu, China)

**Abstract:** In order to solve the problem of overvoltage and overcurrent in the process of load sudden change for ion thruster screen grid power supply, the phase shift pulse frequency modulation (PS-PFM) was used to stabilize the output voltage of the LLC resonant converter. When the sampling voltage is lower than the lower limit of the set value, it enters into the frequency control mode, and when the sampling voltage is higher than the upper limit of the set value, it enters into the phase shift control mode. The experiment proves that, compared with the common frequency control, the addition of phase shift control can solve the problem of high voltage drift in light load or no-load mode, and through the adjustment of PID parameters, it can achieve stable and fast adjustment when the load jumps, so that the output voltage remains at the set value. Through the PCB layout and magnetic components optimization design, the developed principle prototype efficiency reaches 98.9% under rated conditions, and the power density reaches  $6.47 \times 10^6 \text{ W/m}^3$ , which is advantageous in the same level of power supply products.

**Key words:** ion thruster; screen grid power supply; phase shift pulse frequency modulation (PS-PFM); full-bridge LLC resonant converter; load sudden change

离子推进器是一种电推进形式,利用离子加速推进航天器,其电源处理单元(power processing unit, PPU)中的屏栅电源占 PPU 总功率的 80% 以上<sup>[1-2]</sup>,因此研究屏栅电源的性能对离子推进器具有重要的意义。屏栅电源要求高压高功率,由于推进器在工作过程中需要进行点火操作,因此还需要具有良好的负载调整率,即在负载突变的情况下,具有稳定快速的输出电压调整能力<sup>[3]</sup>。

目前,国内外对屏栅电源拓扑的研究已较为完善。美国宇航局太阳能电力推进技术应用项目(NASA solar electric propulsion technology applicator readiness, NSTAR)的离子推进器屏栅电源<sup>[4]</sup>采用 4 级非谐振桥拓扑,电压纹波大大降低,减小了输出滤波电感的尺寸;欧洲航天局(European space agency, ESA)选用宽范围高压电源(high voltage power supply, HVPS)模块作为屏栅电源,拓扑的主变换器采用谐振式 DC/DC 拓扑,提供了

作者简介:崔倩(1997—),女,硕士,Email:cuiqian@nuaa.edu.cn

通讯作者:周洁敏(1965—),女,硕士,研究员,Email:jieminzh@nuaa.edu.cn

80%~90%的输出电压,次变压器使用推挽电路传输剩余电压,整体效率取决于主变换器,仅有少量功率需要经次变换器变换<sup>[5]</sup>;兰州空间技术物理研究所的胡延栋等人<sup>[6]</sup>分析了各屏栅电源拓扑结构的特点,得出 LLC 结构可满足要求,采用基波分析法(fundamental harmonic analysis, FHA)可得到 LLC 增益曲线。由于 LLC 拓扑结构简单、效率高,且可以在宽输入电压范围内实现软开关,研究选择 LLC 结构作为主功率拓扑。

对 LLC 谐振变换器的控制一般直接采用变频控制(pulse frequency modulation, PFM)模式,但频率调节在轻载或空载时并不适用。空载情况下的品质因数  $Q_e$  值趋近于 0,根据 LLC 的增益曲线可知,相同频率下负载越轻,增益越大。若采用 PFM,在空载时为保证稳定的输出电压,需要增大频率以减小电路增益,但频率不是无限增大的。且变压器的寄生电容以及整流二极管的结电容在空载运行时会产生显著影响,增加了一个高频谐振点,电压增益可能反向升高,容易造成输出电压飘高<sup>[7]</sup>。

在对屏栅电源负载突变的控制方法研究上,传统的方式通过控制供电模式来稳定输出,使电路工作在间歇状态,当检测到输出电压超过设定值时,停止原边开关管驱动,使原、副边能量传递链断开,此时输出电压即会降低至设定值。但这种控制方法存在输出电压纹波大、变压器经常切换状态容易啸叫等问题<sup>[8-9]</sup>。研究通过控制开关频率与相角来稳定输出,可以有效解决上述问题。

研究选择全桥 LLC 结构作为主功率拓扑,采用 STM32F334 数字控制芯片,在变频控制的基础上加入移相控制,当输出电压高于设定的高位限制时,进入移相(phase shift, PS)调节程序,当输出电压低于设定的低位限制时,进入 PFM 调节程序。通过仿真与实验共同验证控制效果,并通过 PCB 布局与器件优化设计提升功率密度。

## 1 原理

### 1.1 全桥 LLC 谐振变换器

全桥 LLC 结构是一种软开关拓扑,既可以实现原边的零电压开通(zero voltage switch, ZVS)又可以实现副边的零电流关断(zero current switch, ZCS),大大降低了晶体管的开通和关断损耗,对效率的提升具有正向作用<sup>[10]</sup>。设计选择全桥 LLC 作为主功率拓扑。图 1 为全桥 LLC 结构的原理

图,其中,  $Q_1 \sim Q_4$  为主功率开关管;  $T_r$  为变压器,匝比为  $n$ ;  $D_1 \sim D_4$  为副边整流二极管;  $C_o$  为输出滤波电容;  $R_o$  为电阻负载。谐振电感  $L_r$ 、励磁电感  $L_m$  和谐振电容  $C_r$  组成 LLC 谐振变换器的谐振网络,其中,励磁电感  $L_m$  集成在变压器里,  $A$  与  $B$  为桥臂中点。

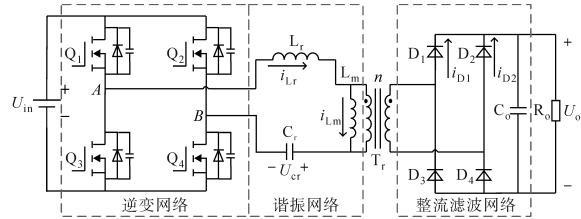


图 1 全桥 LLC 原理图

Fig.1 Full bridge LLC schematic

### 1.2 谐振网络增益

实际运行时, PFM 控制在空载时无法使输出电压稳定在设定值,这是由于变压器与整流二极管的寄生电容会对高频时的电路增益造成影响。图 2 为考虑变压器整流二极管的寄生电容时的全桥 LLC 原理图。

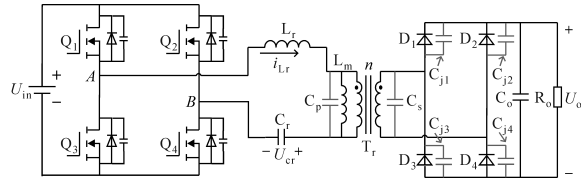


图 2 考虑寄生电容的原理图

Fig.2 Schematic diagram considering parasitic capacitance

图 2 中,  $C_p$  为变压器原边的寄生电容,  $C_s$  为变压器副边的寄生电容,  $C_{j1} \sim C_{j4}$  分别为  $D_1 \sim D_4$  的结电容。忽略副边整流二极管的个体差异,认为  $C_{j1} = C_{j2} = C_{j3} = C_{j4} = C_j$ , 将副边的寄生电容折射到变压器原边可得:

$$C_{eq} = C_p + \frac{C_j + C_s}{n^2} \quad (1)$$

式中:  $C_{eq}$  为所有寄生电容折算至变压器原边的等效电容,与  $L_m$  并联。

考虑寄生电容时的 FHA 等效模型如图 3 所示,进而推导出考虑寄生电容  $C_{eq}$  时的增益如下式:

$$G(f_n, L_n, Q_e) = 1 / \{ [ (1 - \frac{1}{f_n^2}) \frac{Q_e \pi^2}{8n^2} f_n ]^2 + \{ (1 - f_n^2) [ ( \frac{f_n}{\sqrt{L_r C_r}} \sqrt{C_{eq} L_m} )^2 - 1 ] \cdot ( \frac{f_n}{\sqrt{L_r C_r}} \sqrt{C_i L_m} )^2 + 1 \}^2 \} \quad (2)$$

其中

$$f_n = \frac{f_s}{f_r} \quad L_n = \frac{L_m}{L_r}$$

$$Q_e = \frac{\sqrt{L_r C_r}}{R_{eq}}$$

式中:  $f_n$  为归一化开关频率;  $f_s$  为开关频率;  $f_r$  为谐振频率;  $Q_e$  为品质因数, 表示回路的无功功率与有功功率之比;  $R_{eq}$  为 FHA 等效模型中理想变压器与整流网络等效到原边的纯电阻性电阻。

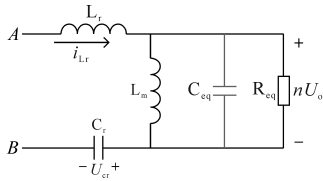


图3 FHA 等效模型

Fig.3 FHA equivalent model

根据增益表达式(式(2))可以绘制出考虑寄生电容时,在不同的  $Q_e$  负载下增益随频率变化的曲线,如图4所示。

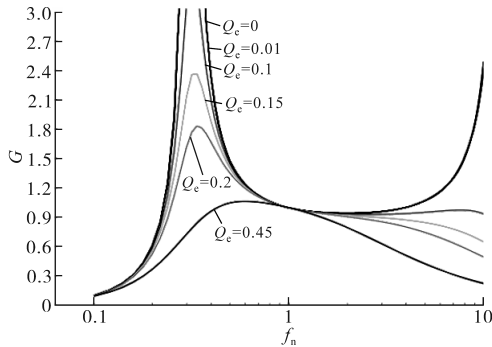


图4 谐振网络增益曲线

Fig.4 Resonant network gain curves

通过对比可以发现,考虑寄生电容时,轻载或空载增益曲线在高频处增加了一个谐振点,此谐振点会导致PFM调节在空载时无法稳定输出电压,因此需要加入移相控制。

### 1.3 移相-变频控制

移相模式是通过控制超前桥臂与滞后桥臂之间的相角  $\varphi$  来达到改变输出电压的目的,如图5所示,在移相工作模式下,  $Q_1$  与  $Q_3$  互补,  $Q_2$  与  $Q_4$  互补,  $Q_1$  与  $Q_4$  之间存在相移  $\varphi$ ,  $Q_2$  与  $Q_3$  之间同样存在相移  $\varphi$ , 此时  $Q_1$  与  $Q_4$  同时导通的时间减少了  $2\varphi/2\pi \cdot T_s$ , 因此每个周期内  $Q_1$  与  $Q_4$  或  $Q_2$  与  $Q_3$  同时导通的时间占空比为  $D = (\pi - \varphi)/(2\pi)$ , 原边向副边传递能量的时间减少了, 输出电压会相应地减小。

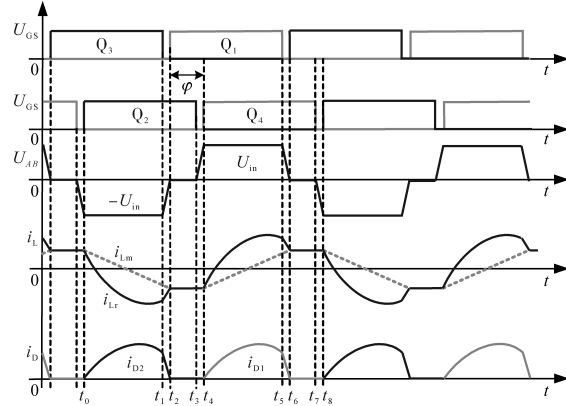


图5 PS-PFM控制模式工作波形

Fig.5 Working waveforms of PS-PFM control mode

为了更明显地分析增益与占空比的关系,绘制出不同  $Q_e$  下增益曲线图,如图6所示,可以发现变换器的增益与占空比成正比,即占空比越小,谐振腔的增益越小,这是因为占空比越小,原边向副边传递能量的时间越短,因此造成输出电压的减小。增益范围取  $[0, 1]$ , 可以满足输出电压的稳定控制需求。

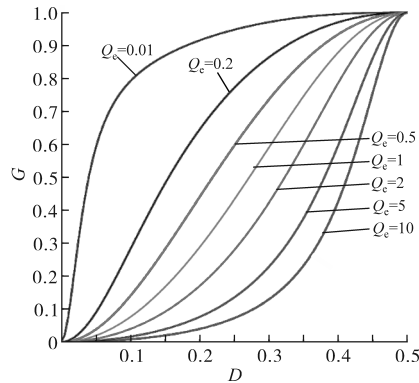


图6 增益与占空比关系曲线

Fig.6 Gain—duty cycle relation curves

## 2 仿真分析

为了验证PS-PFM控制方式是否有效,采用Matlab/Simulink对不同控制方式下的输出电压稳压效果进行仿真分析,结果如图7所示。图7a为开环调节的效果,可以发现开环情况下变压器的稳压效果并不好,开通过程中会有较大的振荡和超调量,从满载切换到空载时,系统的输出电压一直升高无法稳定;图7b为单纯变频控制,可以发现开通过程的超调量和振荡问题得到较大改善,但在空载状态下的电压依然持续升高且无法稳定,这是由频率调节的限制和低频谐振点导致的电压增益反向升高导致的;图7c为移相变频控制的稳压效果,可以观察到,开通过程与负载突

变过程的输出电压均可稳定控制,因此仿真证明了PS-PFM的有效性。

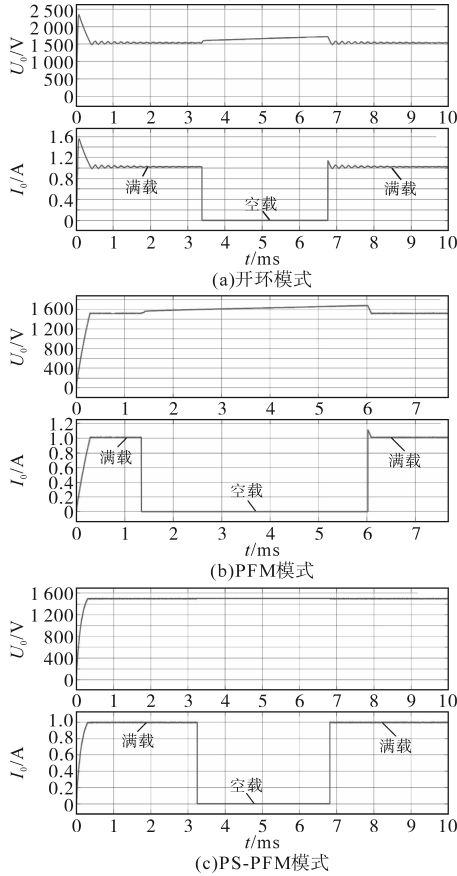


图7 不同控制模式下的电压调节效果

Fig.7 Voltage regulation effect under different control methods

### 3 PS-PFM控制方式的实现

相比于模拟控制的更具灵活性,数字控制的可复用性更高,可以根据不同的应用场景或应用需求做出改变。研究选用STM32F334R8T6控制芯片,该系列芯片增加了高分辨率定时器(high resolution timer, HRTIM)外设,可用于产生高精度高频率PWM波。

#### 3.1 驱动信号生成

图8为驱动信号生成的原理。其中, $T_{COMP1}$ 为模数转换(analog-to-digital converter, ADC)的驱动信号触发时间数字量;以主定时器作为时基,设置 $T_{COMP3}$ 为半个周期,微控制器可以根据主定时器的周期寄存器自动计算比较值数字量, $Q_1$ 在 $T_{COMP3}$ 时置位,在周期处复位, $Q_3$ 与之相反。

$Q_1$ 的置位时间如下式:

$$T_{1\_set} = T_{COMP3} = \frac{1}{2}T_s \quad (3)$$

式中: $T_s$ 为周期值的数字量。

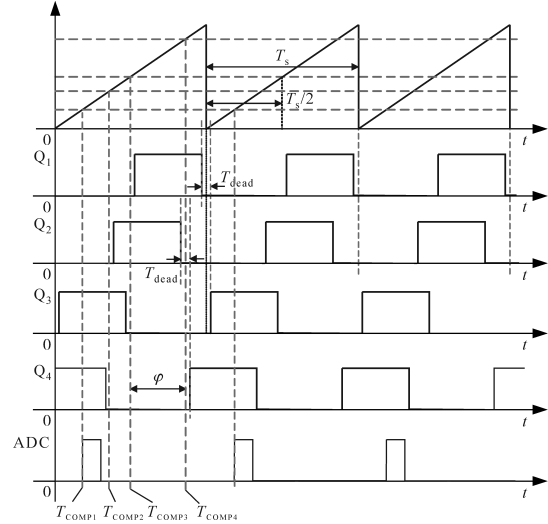


图8 驱动信号生成原理

Fig.8 Schematic of drive signal generation

复位时间如下式:

$$T_{1\_res} = T_s \quad (4)$$

$Q_3$ 与 $Q_1$ 互补,因此其置位时间即为 $Q_1$ 的复位时间,即

$$T_{3\_set} = T_{1\_res} \quad (5)$$

其复位时间即为 $Q_1$ 的置位时间,即

$$T_{3\_res} = T_{1\_set} \quad (6)$$

在互补驱动信号中加入死区时间,包括上升沿前的死区时间 $T_{r\_d}$ 和下降沿后的死区时间 $T_{f\_d}$ ,二者共同组成总的死区时间 $T_{dead}$ :

$$T_{dead} = T_{r\_d} + T_{f\_d} \quad (7)$$

$Q_2$ 与 $Q_4$ 互补,设置 $Q_2$ 在 $T_{COMP2}$ 处置位,在 $T_{COMP4}$ 处复位, $Q_4$ 与之相反。因此 $Q_2$ 的置位时间和 $Q_4$ 的复位时间为

$$T_{2\_set} = T_{COMP2} = T_{4\_res} \quad (8)$$

$Q_2$ 的复位时间和 $Q_4$ 的置位时间为

$$T_{2\_res} = T_{COMP4} = T_{COMP2} + \frac{1}{2}T_s = T_{4\_set} \quad (9)$$

在调频工作模式时,设置 $T_{COMP4} = T_{COMP3}$ , $T_{COMP2} = T_s$ ,此时 $Q_1$ 与 $Q_4$ 的驱动信号完全一致, $Q_2$ 与 $Q_3$ 的驱动信号完全一致。

当工作在移相模式时, $T_{COMP4}$ 相对于 $T_{COMP3}$ 所移动的相位即为相移:

$$\varphi = 2\pi \cdot \frac{T_{COMP4} - T_{COMP3}}{T_s} \quad (10)$$

此时 $Q_1$ 与 $Q_4$ 之间产生了相位差 $\varphi$ , $Q_2$ 与 $Q_3$ 之间也产生了相同的相移,通过设置 $T_{COMP4}$ 的值即可改变相位的大小,从而调节输出电压。

#### 3.2 数字控制流程

控制流程图如图9~图11所示。软件设计方

案主要包括主程序和中断服务子程序。主程序中,首先进行系统时钟以及通用输入输出(general-purpose input/output, GPIO)引脚的初始化,再分别对直接存储器访问(direct memory access, DMA),ADC和HRTIM进行初始化,然后启动波形信号输出,启动ADC通过DMA传输数据。中断服务程序中,HRTIM的 $T_{COMP1}$ 触发ADC采样,采样数据通过DMA传输到内存中,DMA传输完指定的数据量后,触发DMA空闲中断,进入DMA中断服务子程序,调用PS-PFM控制函数实现移相或调频控制。

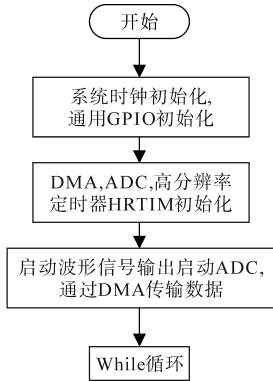


图9 主程序流程图

Fig.9 Flow chart of main program

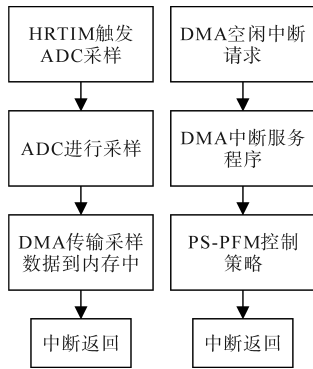


图10 中断服务程序流程图

Fig.10 Flow chart of interrupt service routine

PS-PFM控制程序主要包含控制选择部分和PID控制部分。为了防止采样电压小范围波动带来的控制方式频繁切换,设置迟滞比较环节选择控制方式,如图12所示。通过设置一个局部静态变量 $F$ 来决定调频模式或移相模式的选择。定义 $F=1$ 时,为移相操作; $F=0$ 时,为调频操作。当采样电压 $U_{sample} > U_h$ 时,令 $F=1$ ,进行移相操作:频率设为最大频率,进行移相PID控制;当 $U_{sample}$ 减小时, $F$ 依然为1,此时仍为移相控制,直至 $U_{sample} < U_l$ ,令 $F=0$ ,将进行调频操作:相位设为最小相位0,进行调频PID控制。

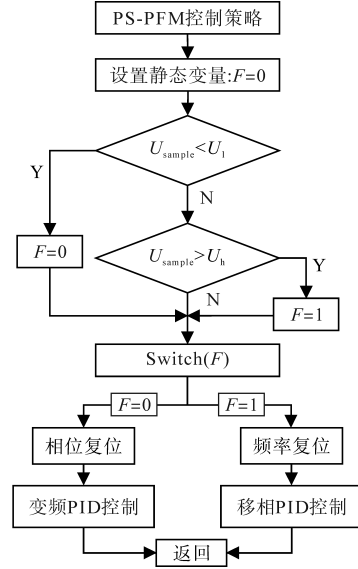


图11 PS-PFM控制程序

Fig.11 Flow chart of PS-PFM control program

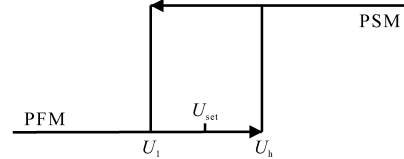


图12 PFM与PSM迟滞控制环

Fig.12 PFM and PSM hysteresis loop judgment

### 3.3 PID控制器设计

PID调节器是控制算法中常用的线性控制器<sup>[11-12]</sup>,主要包含两个部分:PID补偿器与被控对象。MCU的AD外设通过周期性采样得到的 $U_{sample}$ 为离散信号,MCU内部的设定参考值 $U_{set}$ 与采样电压转换后的数字量的误差在形式上同样为离散的偏差,PID控制器的离散模式如图13所示。在MCU内部设定 $U_l$ 与 $U_h$ ,当 $U_{sample} > U_h$ 时,令系统进入移相PID函数;当 $U_l < U_{sample} < U_h$ 时,系统保持与上一时刻相同的控制方式;当 $U_{sample} < U_l$ 时,系统进入调频控制PID程序。本系统的被控对象为全桥LLC的开关频率和相位,基本原理是将系统设定值 $U_{set}$ 与系统实际输出值 $U_{sample}$ 相减得到系统偏差 $e(k)$ :

$$e(k) = U_{set} - U_{sample} \quad (11)$$

然后对得到的偏差量进行比例、微分、积分的组合运算得到控制量:

$$f(k) = K_{pf} \cdot e(k) + K_{if} \cdot \sum_{j=0}^k e(j) + K_{df} \cdot [e(k) - e(k-1)] \quad (12)$$

$$\varphi(k) = K_{p\varphi} \cdot e(k) + K_{i\varphi} \cdot \sum_{j=0}^k e(j) + K_{d\varphi} \cdot [e(k) - e(k-1)] \quad (13)$$

式中:  $f(k)$  为频率PID控制器的输出;  $\varphi(k)$  为相位PID控制器的输出;  $e(k)$  为PID控制器的输入, 即系统偏差量;  $e(k-1)$  为前一时刻的系统偏差;  $K_{pf}, K_{p\varphi}$  为比例系数;  $K_{if}, K_{i\varphi}$  为积分系数;  $K_{df}, K_{d\varphi}$  为微分系数。

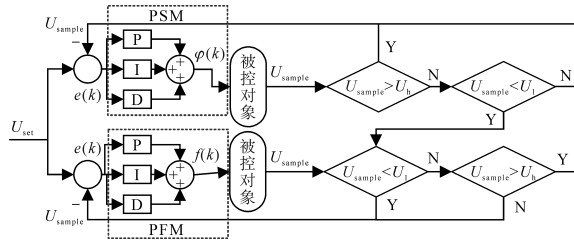


图13 PID控制流程图

Fig.13 PID control block diagram

### 4 实验验证

根据技术指标要求,搭建了一台满载输入电压95~105 V、额定输出电压1 500 V、功率1 500 W的原理样机进行实验,图14为原理样机实物图。电路参数如下:  $U_{in}=95\sim 105\text{ V}$ ,  $U_o=1\ 500\text{ V}$ ,  $P_o=1\ 500\text{ W}$ ,  $L_r=2.5\ \mu\text{H}$ ,  $L_m=12.5\ \mu\text{H}$ ,  $C_r=470\text{ nF}$ ,  $f_r=150\text{ kHz}$ 。4个MOSFET的型号为NTP5D0N-15 MC,由于输出电压较高,副边整流管采用两两串联的方式达到耐压需求,选用的8个碳化硅肖特基二极管的型号为C2718438。选择开关频率  $f_s=140\text{ kHz}$ ,  $f_s < f_r$ ,工作在次谐振区。变压器磁芯选用PC95材质的PQ35/35型磁芯,绕组均采用利兹线,原、副边匝比  $n=6:88$ 。

在反馈控制器的设置上,经过实验选定  $K_{pf}=9$ ,  $K_{if}=1$ ,  $K_{df}=2$ ;  $K_{p\varphi}=-9$ ,  $K_{i\varphi}=-1$ ,  $K_{d\varphi}=2$ 。包括主功率板与控制小板在内,所设计的原理样机体积为  $V=95.4\text{ mm}\times 69.5\text{ mm}\times 35\text{ mm}=231\ 901\text{ mm}^3$ ,因此功率密度  $P_d=P_o/V=6.47\times 10^6\text{ W/m}^3$ ,与市面上同等级的开关电源相比具有优势<sup>[13-15]</sup>。

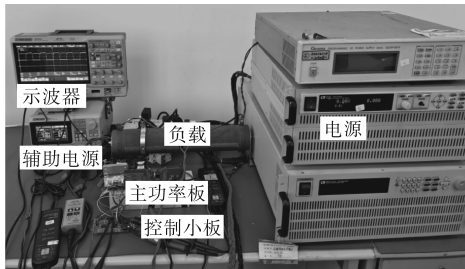


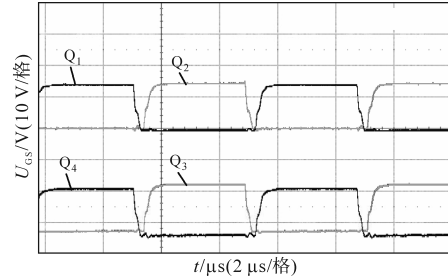
图14 原理样机实物图

Fig.14 Physical diagram of principle prototype

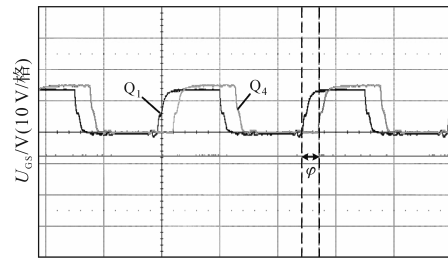
#### 4.1 驱动验证

当变换器工作在调频模式时,驱动波形如图15a所示,两两互补,中间留有一定的死区时间;

工作在移相模式时,驱动波形如图15b所示,  $Q_1$  与  $Q_4$  的驱动之间存在相角  $\varphi$ 。



(a)PFM驱动波形



(b)PSM驱动波形

图15 驱动波形

Fig.15 Drive waveforms

#### 4.2 控制效果验证

为了验证PS-PFM控制的有效性,将普通PFM调节方式下与PS-PFM控制模式下的负载跳变输出电压波形图相对比。图16所示为PFM调节方式下,负载长时间跳变过程中输出电压的波形。可以观察到,输出电压在满载时可以稳定在1 500 V,但在空载时发生了飘高,上升到3 180 V,无法稳定在所设定的电压,且对输出整流二极管与滤波电容的耐压要求过高,因此PFM控制无法在空载时使用,需要加入混合控制共同调节。

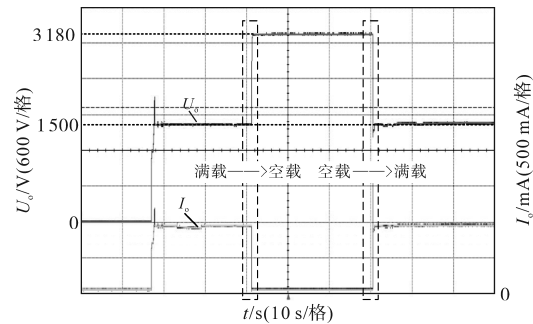


图16 负载突变情况下PFM控制模式输出电压波形

Fig.16 Output voltage waveforms under PFM in the process of load change

图17a所示为空载向满载跳变的过程,可以观察到其调节时间仅为2.8 ms,超调量为100 V;图17b所示为满载向空载跳变的过程,调节时间可以忽略不计,超调量也很小,实现了快速稳定的调节;图17c所示为长时间测试下空载满载跳

变的波形图,可以观察到输出电压的整体趋势较为稳定,证明了PS-PFM调节的有效性。

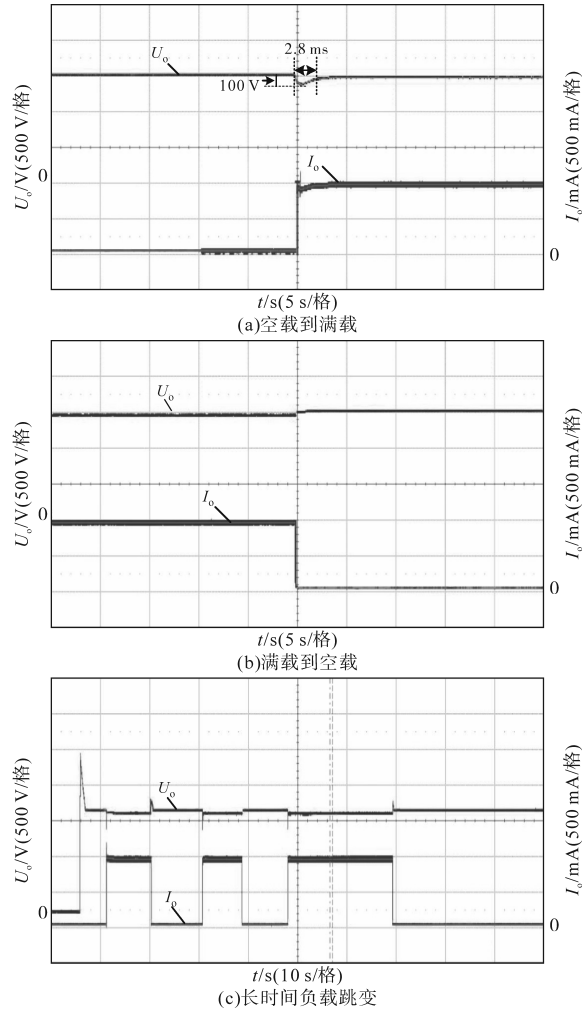


图17 PS-PFM控制模式下负载变化时输出电压波形  
Fig.17 Output voltage waveforms under PS-PFM in the process of load change

为了验证控制方式对输入电压变化的调节有效性,将输入电压从95 V变化到105 V,由于  $U_o = I_o \cdot R$ ,此时负载不变,因此可以通过测量输出电流  $I_o$  的变化来代表输出电压  $U_o$ 。图18所示为输入电压  $U_{in}$  变化情况下的  $I_o$  波形图,可以观察到  $I_o$  的整体趋势基本稳定,证明了PS-PFM控制对输入电压跳变的有效调节。

### 4.3 效率验证

通过测量整机的输入电压、输入电流以及输出电压、输出电流可以得到效率,图19为额定负载情况下,输入电压从95 V增加到105 V的过程中整机的效率曲线图。从图中可以看出,输入电压为100 V时效率最高,为98.9%,且最低效率为97.1%。这是由于输入电压在低于额定电压时,原边电流会变大,增加了开关管的损耗;高于额

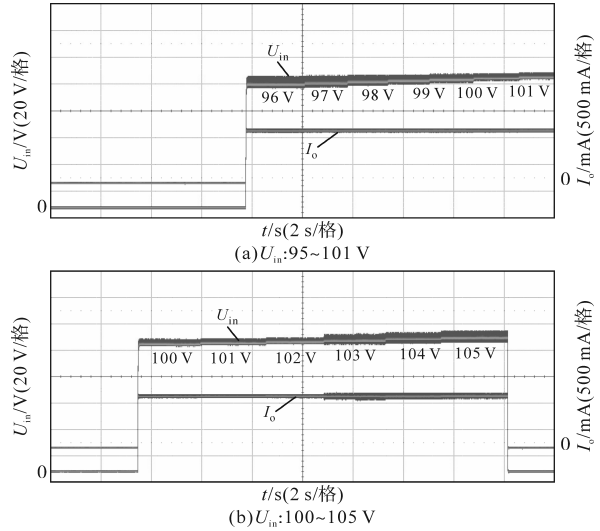


图18 输入电压变化时输出电压波形

Fig.18 Output voltage waveforms when input voltage changes  
定输入电压时,反馈控制会使开关频率增大,使变换器进入过谐振状态,导致副边无法实现ZCS,增加了整流管的损耗。

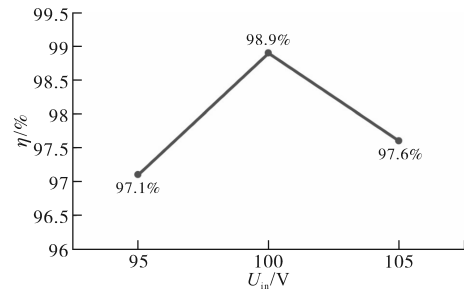


图19 效率曲线

Fig.19 Efficiency curve

## 5 结论

本文对离子推进器屏栅电源负载突变情况下的PS-PFM控制方式进行了研究,可以得到以下结论:

1)PS-PFM控制可以实现负载突变与输入电压改变情况下的稳定快速控制。空载向满载跳变的过程,调节时间仅为2.8 ms,超调量为100 V,满载向空载跳变的过程,调节时间可以忽略不计,超调量也很小;输入电压改变时,输出电压基本稳定在设定值,设计提升了离子推进器屏栅电源的可靠性,为大功率离子推进器负载突变下的控制方式提供了设计参考;在后续研究中可以增加电流环进一步加强控制;

2)额定状态下,整机效率最高可达98.9%。研究所采用的变压器绕制方法和半导体器件的选择方式可以作为提升效率的参考。上下板式

设计方式可以充分利用垂直空间,提升功率密度,与市面上的功率开关电源模块相比,本研究设计的电源模块功率密度与效率均占优势,提升了离子推进器屏栅电源的效率和功率密度;在后续研究中可以通过选用平面变压器等方式来进一步减小体积和重量,提升功率密度。

#### 参考文献

- [1] O'REILLY D, HERDRICH G, KAVANAGH D F. Electric propulsion methods for small satellites: a review[J]. *Aerospace*, 2021, 8(1): 1-30.
- [2] 于达仁, 乔磊, 蒋文嘉, 等. 中国电推进技术发展及展望[J]. *推进技术*, 2020, 41(1): 1-11.  
YU Daren, QIAO Lei, JIANG Wenjia, et al. Development and prospect of electric propulsion technology in China[J]. *Journal of Propulsion Technology*, 2020, 41(1): 1-11.
- [3] 陈昶文, 张保平, 王少宁, 等. 5 kW 离子电推进大功率屏栅电源的设计研究[J]. *推进技术*, 2022, 43(3): 376-384.  
CHEN Changwen, ZHANG Baoping, WANG Shaoning, et al. Design and research of high power beam power supply for 5 kW ion electric propulsion[J]. *Journal of Propulsion Technology*, 2022, 43(3): 376-384.
- [4] HAMLEY J, CARDWELL G, MCDOWELL J, et al. The design and performance characteristics of the NSTAR PPU and DCIU [C]//Cleveland: 34th AIAA/ASME/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference and Exhibit, 1998.
- [5] GOLLOR M, BREIER K. Compact high voltage power conditioners for field emission electric propulsion (FEEP) [C]//Princeton: 29th International Electric Propulsion Conference, 2005: 1-8.
- [6] 胡延栋, 王少宁, 陈昶文, 等. 用于小行星探测的离子电推进屏栅电源拓扑研究[J]. *航天器工程*, 2019, 28(3): 79-85.  
HU Yandong, WANG Shaoning, CHEN Changwen, et al. Research of ion thruster beam supply topology for asteroid exploring[J]. *Spacecraft Engineering*, 2019, 28(3): 79-85.
- [7] 陈骏杰. 基于混合控制 LLC 谐振变换器的航空二次电源研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2016.  
CHEN Junjie. Research on aircraft secondary power supply based on hybrid controlled LLC resonant converter[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2016.
- [8] 包尔恒, 何玲, 高军, 等. 减小 LLC 谐振变换器空载输出电压纹波的一种新方法[J]. *电气传动*, 2017, 47(8): 54-56.  
BAO Erheng, HE Ling, GAO Jun, et al. New solution for reducing no-load output voltage ripple of LLC resonant converter[J]. *Electric Drive*, 2017, 47(8): 54-56.
- [9] SHI L, LIU B, DUAN S. Burst-mode and phase-shift hybrid control method of LLC converters for wide output range applications[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(2): 1013-1023.
- [10] 陈天锦, 曹亚, 曹智慧, 等. 基于复合控制的 LLC 谐振变换器轻载纹波优化[J]. *电气传动*, 2021, 51(8): 34-39.  
CHEN Tianjin, CAO Ya, CAO Zhihui, et al. LLC resonant converter light ripple optimization based on composite control[J]. *Electric Drive*, 2021, 51(8): 34-39.
- [11] CHEN Chenchen, GUO Chunlin, MAN Zhou, et al. Control strategy research on frequency regulation of power system considering electric vehicles[C]//2016 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, Xi'an, 2016: 2101-2105.
- [12] KUROKAWA F, MURATA K. A new fast digital PID control LLC resonant converter[C]//2011 International Conference on Electrical Machines and Systems, Beijing, 2011: 1-5.
- [13] 华为隔离电源模块[EB/OL]. [2022-5-1]. <http://mtxpower.com/en/index.aspx>.
- [14] Huawei isolated power module[EB/OL]. [2022-5-1]. <http://mtxpower.com/en/index.aspx>.
- [15] Bell Power Solutions[EB/OL]. [2022-5-4]. <https://www.belfuse.com/power-solutions>.
- [16] 贸泽电子[EB/OL]. [2022-5-4]. <https://www.mouser.cn/>.
- [17] Mouser Electronics[EB/OL]. [2022-5-4]. <https://www.mouser.cn/>.

收稿日期: 2022-10-19

修改稿日期: 2022-12-02