卫星SAR载荷蓄电池充电器的建模分析与设计

陈乃铭,李　强,徐　伟,王乾同,刘建志,陈鑫玉
(上海空间电源研究所,上海 200245)

摘　要: 随着现代商业卫星的发展,低成本、重量轻、多功能、高集成的微纳合成孔径雷达(SAR)卫星迎来加速发展的阶段。由于SAR载荷工作时间短、峰值功率大的特点,需专门为SAR载荷配置一组高压载荷蓄电池,在相同电流下,可输出更大功率。针对高压载荷蓄电池恒流恒压充电的需求,提出采用推挽变换器的隔离升压充电器方案,搭建了推挽变换器的小信号模型,采用峰值电流控制的双环控制策略实现恒流恒压充电控制,最后在充电器样机上进行了实验验证。实验结果验证了分析的正确性与设计的有效性,可以满足SAR载荷蓄电池充电的要求。

关键词: 微纳合成孔径雷达卫星; 蓄电池充电器; 控制策略; 推挽拓扑; 小信号建模
中图分类号: TM 46　　**文献标志码:** A　　**DOI:** 10.19328/j.cnki.2096-8655.2022.03.020

Modeling Analysis and Design of Battery Chargers for Micro-nano SAR Satellites

CHEN Naiming, LI Qiang, XU Wei, WANG Qiantong, LIU Jianzhi, CHEN Xinyu
(Shanghai Institute of Space Power-Sources, Shanghai 200245, China)

Abstract: With the development of modern commercial satellites, the micro-nano synthetic aperture radar (SAR) satellites with low-cost, light-weight, multi-functional, and highly-integrated features is entering a stage of accelerated development. Owing to the characteristics of short working time and high peak power, SAR loads should be specially configured with a set of high-voltage load batteries so as to provide higher power under the same current. In view of the demand for constant current and constant voltage charging of high-voltage load batteries, in this paper, an isolated boost converter with a push-pull topology is proposed, and an alternating-current (AC) small signal equivalent model for the converter is built. The dual-loop control strategy with the peak current control method is adopted to achieve constant current and constant voltage charging performance. Finally, experiments are carried out to validate the charger prototype. The results show that the charger meets the requirements of SAR load battery charging, which verifies the correctness of the analysis and the validity of the design.

Key words: micro-nano synthetic aperture radar satellite; battery charger; control strategy; push-pull topology; small signal model

0　引言

合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)成像卫星具有全天时、全天候环境下高空间分辨率的全球观测能力。全球第一颗SAR卫星——美国的海洋卫星(Seasat)于1978年发射升空,打开了空间微波遥感新的篇章。随着加拿大雷达卫星-1(Radarsat-1)等商用卫星的成功应用,SAR卫星开始了突飞猛进的发展。其中,微纳SAR卫星是未来的主要趋势之一[1]。

随着国内大型SAR卫星电源系统的迅速发展,我国已成功发射包括高分三号在内的多颗大型SAR卫星[2],但是国内对小型SAR卫星电源系统的研究起步较晚。

因SAR载荷工作时间短、峰值功率大的特点,往往需要配置大容量的蓄电池为其供电,但在轨道周期大部分时间内,卫星长期功率需求远小于载荷

收稿日期: 2022-02-28; **修回日期:** 2022-03-23
作者简介: 陈乃铭(1994—),女,硕士,主要研究方向为DCDC变换器。
通信作者: 李　强(1990—),男,硕士,主要研究方向为DCDC变换器。

工作时的短时功耗,造成不必要的能源冗余[3]。所以,为减小蓄电池体积与质量,必须使用新的供电方案,即为整星平台配置一组小容量蓄电池,同时为SAR载荷配置一组高压蓄电池,有效满足了卫星负载的不同用电需求,大大减小整体的电池容量,减小整星电池的体积质量[4]。

因SAR载荷蓄电池电压高于供电母线电压,所以需要在电池充电通路上配置隔离升压充电器,实现恒流恒压充电功能,并避免潜在故障时,电池高压对平台负载产生致命损伤,同时变换器对母线反射纹波及启动浪涌电流要小,保证供电母线的电源品质不受影响。

传统的卫星蓄电池充电调节电路主要有Buck电路、SuperBuck电路等。相比其他变换器而言,采用推挽变换器能够应用于更大的功率场合,通过变压器可以实现电压的抬升,还能实现输入输出功率的隔离,因而更加适用于新型卫星SAR载荷蓄电池充电的需求[5]。

本文针对隔离升压充电器的需求,提出采用推挽变换器的方案,建立了推挽变换器的小信号模型,采用峰值电流控制的双环控制策略对系统稳定性进行研究,最后搭建了一台隔离升压充电器,验证了推挽变换器应用于SAR载荷蓄电池充电器的可行性。

1 隔离升压充电器原理

1.1 主电路拓扑

隔离升压充电器采用推挽变换器。推挽变换器的主电路拓扑如图1所示。图中:V_{in}为变换器的输入,通常为一次母线电压;V_o为变换器的输出,通常为载荷蓄电池电压;T为变压器,匝比$N_1:N_2:N_3:N_4=1:1:n:n$;Q_1、Q_2为原边开关管;D_1、D_2为副边整流二极管;L为输出滤波电感;C为输出滤波电容。

推挽变换器输入输出电压关系为

$$V_o = nDV_{in} \tag{1}$$

式中:D为等效占空比。

为了便于小信号建模,先作如下假设:1) 变换器工作在理想状态;2) 变换器中所有元器件均为理想元器件,即不考虑寄生参数的影响;3) 忽略死区时间的影响。

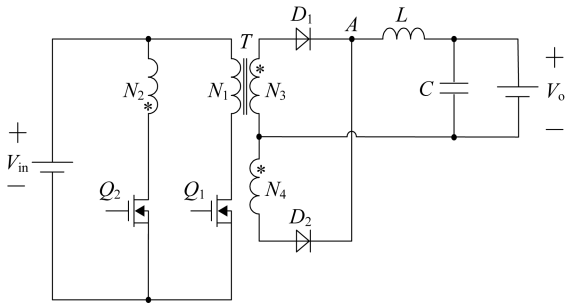


图1 推挽变换器主电路拓扑

Fig. 1 Main circuit topology of the push-pull converter

1.2 推挽变换器的建模

由于开关变换器固有的非线性,因此需要采用非线性系统线性化的建模方法,非线性系统线性化的基本思想是将开关变换器工作在直流工作点附近近似为线性系统,从而能采用线性系统分析和设计方法,分析非线性的开关变换器。本文作如下假设[6]:1) 系统交流小信号频率远低于开关频率;2) 变换器的转折频率远低于开关频率;3) 电路中扰动信号的交流分量幅值远小于直流稳态分量。

基于以上假定,分析了推挽变换器在电感电流连续模式下的工作模态。其中,v_o为输出电池电压,v_A为A点电压,i_L为电感电流,d为占空比,i_{in}为输入电流。

根据开关管的工作状态,分为4种工作模态,其中前半个周期和后半个周期的工作模态相同,这里给出前半个周期的2种工作模态。

模态1[$0\sim dT_s$, $T_s/2\sim T_s/2+dT_s$]:当开关管Q_1(或Q_2)导通,二极管D_1(或D_2)导通,原边向副边传递能量,电感电流线性上升,状态方程为

$$\begin{cases} i_{in} = ni_L \\ v_A = nv_{in} \end{cases} \tag{2}$$

模态2[$dT_s\sim T_s/2$, $T_s/2+dT_s\sim T_s$]:当开关管Q_1、Q_2关断时,电感电流经二极管D_1、D_2续流,电感电流线性下降,状态方程为

$$\begin{cases} i_{in} = 0 \\ v_A = 0 \end{cases} \tag{3}$$

设$\langle x(t)\rangle_{Ts}$为各变量在一个开关周期内的平均值,则各输入输出变量之间的线性化平均模型关系式为

$$\begin{cases} \langle i_{in}(t)\rangle_{Ts} = 2ndi_L \approx 2nd\langle i_L(t)\rangle_{Ts} \\ \langle v_A(t)\rangle_{Ts} = 2ndv_{in} \approx 2nd\langle v_{in}(t)\rangle_{Ts} \end{cases} \tag{4}$$

将电流、电压和占空比分解为直流分量和交流

分量，得到推挽变换器拓扑的小信号模型为

$$\begin{cases}\hat{i}_{\mathrm{in}}(t)=2nD\hat{i}_{\mathrm{L}}(t)+2nI_{\mathrm{L}}\hat{d}(t)\\ \hat{v}_{\mathrm{A}}(t)=2nD\hat{v}_{\mathrm{in}}(t)+2nV_{\mathrm{in}}\hat{d}(t)\end{cases}\tag{5}$$

根据式(5)可以得到如图2所示的推挽变换器小信号模型[7]。

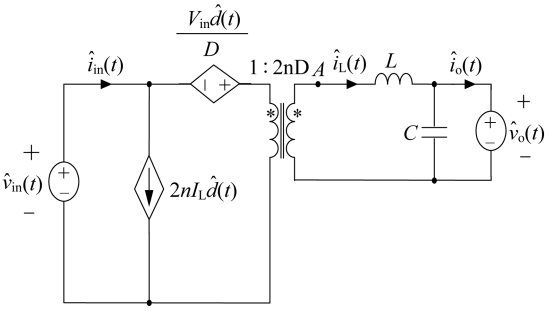


图2　推挽变换器小信号模型

Fig. 2　Small signal model for the push-pull converter

推挽变换器的负载是蓄电池，在对蓄电池恒流充电时，蓄电池电压瞬间不能突变[7]，因此在进行恒流充电的小信号分析时，认为蓄电池电压 V_{o} 不变[8-10]，那么 $\hat{v}_{\mathrm{o}}(s)=0$，所以 $\hat{i}_{\mathrm{c}}(s)=0$，$\hat{i}_{\mathrm{o}}(s)=\hat{i}_{L}(s)$。根据小信号模型，可以得到占空比到电感电流的传递函数 $G_{\mathrm{id}}(s)$ 为

$$G_{\mathrm{id}}(s)=\left.\frac{\hat{i}_{L}(s)}{\hat{d}(s)}\right|_{\hat{v}_{\mathrm{in}}(s)=0,\hat{v}_{\mathrm{o}}(s)=0}=\frac{2nV_{\mathrm{in}}}{Ls}\tag{6}$$

在对蓄电池恒压充电时，蓄电池电流瞬间不能突变，因此在进行恒压充电的小信号分析时，认为蓄电池充电电流 I_{o} 不变[11-13]，那么 $\hat{i}_{\mathrm{o}}(s)=0$。根据小信号模型，可以得到占空比到输出电压的传递函数 $G_{\mathrm{vod}}(s)$ 为

$$G_{\mathrm{vod}}(s)=\left.\frac{\hat{v}_{\mathrm{o}}(s)}{\hat{d}(s)}\right|_{\hat{v}_{\mathrm{in}}(s)=0,\hat{i}_{\mathrm{o}}(s)=0}=\frac{2nV_{\mathrm{in}}}{LCs^{2}+1}\tag{7}$$

2　控制环路建模与分析

为了实现恒流恒压充电功能，充电器需要搭建恒流环和恒压环，同时实现恒流环和恒压环的自然切换，如图3所示。电流环的输出通过电阻 R_{i} 和电压环的输出通过二极管 D_{v} 并联，得到蓄电池误差信号(Battery Error Amplifier, BEA)。当电池电压较低时，充电控制器从母线取电给电池恒流充电，恒流充电时蓄电池电压逐渐上升，当蓄电池充电至设定的恒压点电压时，由恒流充电转为恒压充电，恒压充电时，充电电流逐渐减小[14-18]。因此，同一时刻仅有1个环路在工作，两个环路不会互相影响。后文分别给出恒压环和恒流环的环路设计。

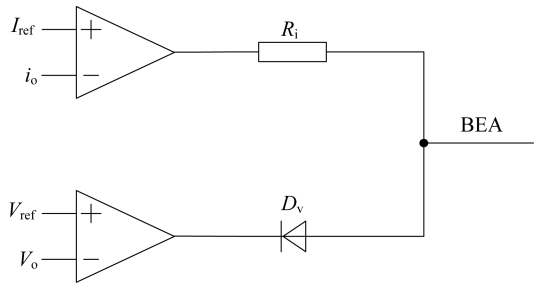


图3　恒流恒压切换电路

Fig. 3　Constant current and constant voltage switching circuit

2.1　恒压环的环路设计

单电压环控制方式响应速度慢，动态性能差，因此本文采用峰值电流控制的双环控制策略，可以获得更好的响应速度和动态性能。峰值电流控制是将开关管电流峰值作为电流环反馈信号，能够有效限制变压器和开关管的电流，从而实现过流保护和防止偏磁[13]。

当占空比大于0.5时，峰值电流控制会带来次谐波振荡的问题，因此需要引入斜坡补偿来抑制次谐波震荡。如图4所示，在控制量 i_{c} 增加一个负斜率斜坡。

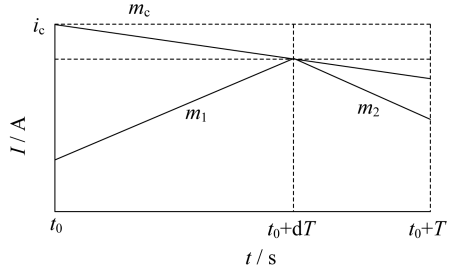


图4　斜坡补偿波形

Fig. 4　Slope compensation waveform

根据图4，可以得到电感电流在一个开关周期内的平均值为

$$\left\langle i_{\mathrm{L}}(t)\right\rangle_{\mathrm{Ts}}=\left\langle i_{\mathrm{c}}(t)\right\rangle_{\mathrm{Ts}}-m_{\mathrm{c}}dT_{\mathrm{s}}-\frac{1}{2}m_{1}d^{2}T_{\mathrm{s}}-\frac{1}{2}m_{2}d'^{2}T_{\mathrm{s}}\tag{8}$$

式中：d 为等效占空比；$d'=1-d$；m_1、m_2、m_{c} 分别为电路中滤波电感 L 的上升斜率、下降斜率和对其进行斜坡补偿的补偿斜率。

对式(8)进行分离扰动,滤除直流分量和高频分量,得到非理想推挽变换器的控制扰动量的小信号模型为

$$\hat{d}(t)=F_{\mathrm{m}}\left[\hat{i}_{\mathrm{c}}(t)-\hat{i}_{\mathrm{L}}(t)-F_{\mathrm{i}}\hat{v}_{\mathrm{in}}(t)-F_{\mathrm{v}}\hat{v}_{\mathrm{o}}(t)\right] \tag{9}$$

式中:F_{m}、F_{i}、F_{v}分别为控制信号、输入电压和输出电压扰动量的系数。

将式(9)进行拉式变换,可以得到推挽变换器峰值电流控制的小信号模型[7],如图5所示。

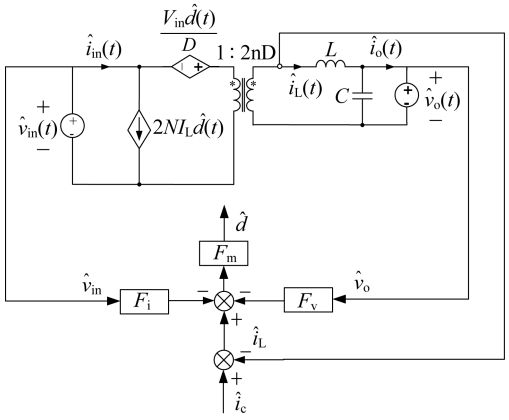


图5 峰值电流控制的小信号模型

Fig. 5 Small signal model based on peak current control

根据图5,可以得到电感电流扰动量$\hat{i}_{\mathrm{L}}(s)$和输出电压扰动量$\hat{v}_{\mathrm{o}}(s)$关于$\hat{v}_{\mathrm{in}}(s)$和$\hat{d}(s)$的关系:

$$\hat{i}_{\mathrm{L}}(s)=G_{\mathrm{id}}(s)\hat{d}(s)+G_{\mathrm{ivin}}(s)\hat{v}_{\mathrm{in}}(s) \tag{10}$$

$$\hat{v}_{\mathrm{o}}(s)=G_{\mathrm{vod}}(s)\hat{d}(s)+G_{\mathrm{vovin}}(s)\hat{v}_{\mathrm{in}}(s) \tag{11}$$

根据式(9)~式(11),可以得到恒压环等效功率级的传递函数$A_{\mathrm{pv}}(s)$为

$$A_{\mathrm{pv}}(s)=\left.\frac{\hat{v}_{\mathrm{o}}(s)}{\hat{i}_{\mathrm{c}}(s)}\right|_{\hat{v}_{\mathrm{in}}(s)=0,\hat{i}_{\mathrm{o}}(s)=0}=\frac{F_{\mathrm{m}}G_{\mathrm{vod}}}{1+F_{\mathrm{m}}(G_{\mathrm{id}}+F_{\mathrm{v}}G_{\mathrm{vod}})} \tag{12}$$

其中,

$$G_{\mathrm{vod}}(s)=\left.\frac{\hat{v}_{\mathrm{o}}(s)}{\hat{d}(s)}\right|_{\hat{v}_{\mathrm{in}}(s)=0,\hat{i}_{\mathrm{o}}(s)=0}=\frac{2nV_{\mathrm{in}}}{LCs^2+1} \tag{13}$$

$$G_{\mathrm{id}}(s)=\left.\frac{\hat{i}_{\mathrm{L}}(s)}{\hat{d}(s)}\right|_{\hat{v}_{\mathrm{in}}(s)=0,\hat{i}_{\mathrm{o}}(s)=0}=\frac{2nV_{\mathrm{in}}Cs}{LCs^2+1} \tag{14}$$

$$F_{\mathrm{m}}=\frac{1}{M_{\mathrm{c}}T_{\mathrm{s}}} \tag{15}$$

$$F_{\mathrm{v}}=\frac{(1-2D)T_{\mathrm{s}}}{2L} \tag{16}$$

因此峰值电流控制恒压环的控制框图,简化图如图6所示。图中:$A_{\mathrm{pv}}(s)$为等效功率级;$G_{\mathrm{v}}(s)$为电压调节器的传递函数;H_{v}为输出电压采样系数。

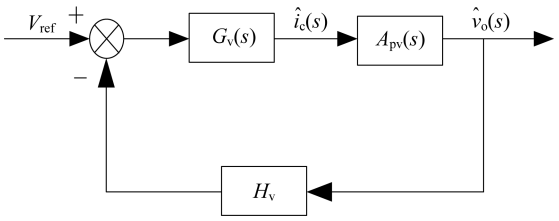


图6 峰值电流型恒压环的控制

Fig. 6 Control diagram of the peak current type constant voltage loop

根据控制框图,可以得到补偿前后的电压环开环增益$T_{\mathrm{v}}(s)$、$T_{\mathrm{c_v}}(s)$为

$$T_{\mathrm{v}}(s)=H_{\mathrm{v}}A_{\mathrm{pv}}(s) \tag{17}$$

$$T_{\mathrm{c_v}}(s)=H_{\mathrm{v}}G_{\mathrm{v}}(s)A_{\mathrm{pv}}(s) \tag{18}$$

采用Mathcad软件绘制补偿前电压环的幅相曲线,如图7中虚线所示,为便于补偿网络传递函数的分析与设计,根据样机实验参数见表1。

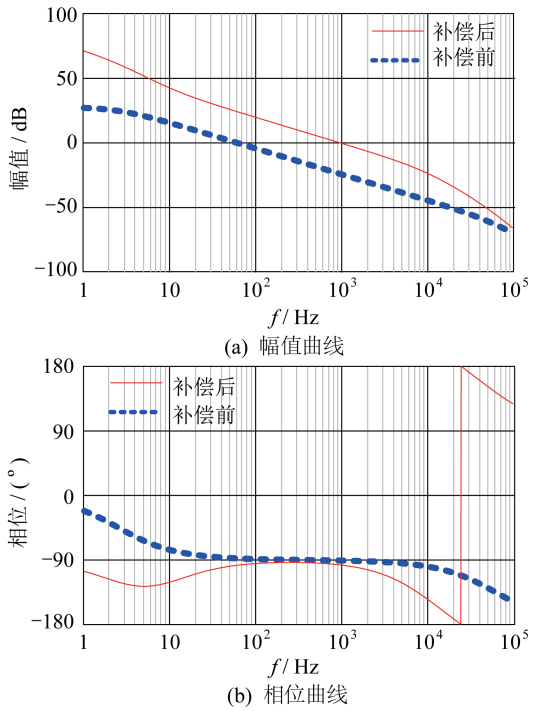


图7 补偿后电压环环路增益幅相曲线

Fig. 7 Amplitude and phase curves of the voltage loop before and after compensation

根据图7及式(17),当输入电压为32 V、负载电流为3 A时,补偿前电压环环路增益的截止频率为

表 1　充电器主电路参数

Tab. 1　Main circuit parameters of the charger

参数	数值	参数	数值
输入电压 V_{in}/V	28～32.5	输出滤波电感 L/μH	600
电池电压 V_o/V	39～49.2	输出滤波电容 C/μF	260
恒压点 V_{omax}/V	49.2	变压器匝比 1∶n	1∶3.5
恒流点 I_{omax}/A	3	电流采样系数 H_i	1.5
开关频率 f_s/kHz	50	电压采样系数 H_v	1/10

61 Hz，相位裕度为 92°，系统稳态误差较大，动态调节能力较差。

电压环补偿网络采用单零点双极点补偿网络以增大环路的低频增益同时加速衰减高频扰动，提高抗干扰能力。电压环调节器 $G_v(s)$ 为

$$G_v(s)=\frac{R_{v2}C_{v1}s+1}{R_{v1}R_{v2}C_{v1}C_{v2}s^2+\left(C_{v1}+C_{v2}\right)R_{v1}s} \tag{19}$$

取 R_{v1}=1 kΩ，R_{v2}=16 kΩ，C_{v1}=1 000 nF，C_{v2}=1 nF，可以得到电压环补偿后环路增益的幅相曲线，如图 7 中实线所示。补偿后 $T_{c_v}(s)$ 的截止频率为 973 Hz，相位裕度为 83°，电压环具有较好的稳定性。满足相位裕度大于 60°的稳定性要求，电压环具有较小的稳态误差和良好的动态调节能力[15]。

2.2　恒流环的环路设计

本文推挽变换器的恒流环和恒压环共用同一个峰值电流内环，采用峰值电流内环的平均电流外环的控制策略来控制充电电流[16]。因此，上述 2.1 节的峰值电流模型同样适用于恒流环的分析。不同的是在恒流充电过程中，认为蓄电池电压 V_o 不变，那么 $\hat{v}_o(s)=0$，$\hat{i}_o(s)=\hat{i}_L(s)$[17]。

根据式(9)～式(11)，可以得到恒流环等效功率级的传递函数 $A_{pi}(s)$ 为

$$A_{pi}(s)=\left.\frac{i_o(s)}{\hat{i}_c(s)}\right|_{\hat{v}_{in}(s)=0,\hat{v}_o(s)=0}=\frac{F_m G_{id}}{1+F_m G_{id}} \tag{20}$$

其中，

$$G_{id}(s)=\left.\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)}\right|_{\hat{v}_{in}(s)=0,\hat{v}_o(s)=0}=\frac{2nV_{in}}{Ls} \tag{21}$$

因此峰值电流控制的恒流环的控制框图可以简化为如图 8 所示。图中：$A_{pi}(s)$ 为等效功率级；$G_i(s)$ 为电流调节器的传递函数；H_i 为电感电流采样系数。

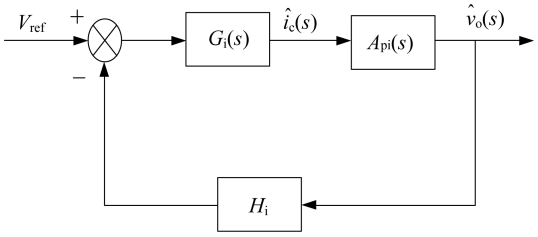


图 8　峰值电流型恒流环的控制

Fig. 8　Control diagram of the peak current type constant current loop

根据控制框图，可以得到补偿前后的电流环开环增益 $T_i(s)$、$T_{c_i}(s)$ 为

$$T_i(s)=H_i A_{pi}(s) \tag{22}$$

$$T_{c_i}(s)=H_i G_i(s) A_{pi}(s) \tag{23}$$

为便于补偿网络传递函数的分析与设计，样机实验参数见表 1。采用 Mathcad 软件绘制补偿前电流环的幅相曲线如图 9 中虚线所示。

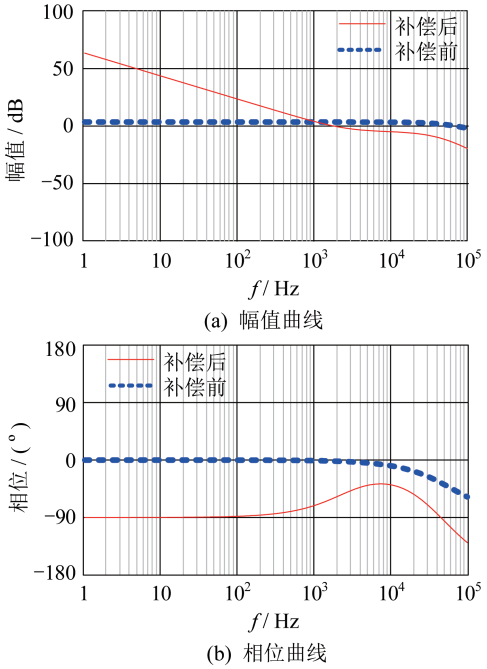


图 9　补偿前后电流环幅相曲线

Fig. 9　Amplitude and phase curves of the current loop before and after compensation

根据图 9 及式(22)，当输入电压为 32 V、电池电压为 45 V 时，补偿前电流环环路增益的截止频率为 71 kHz，相位裕度为 132°，系统稳态误差较大，动态调节能力较差。

电流环补偿网络采用单零点双极点补偿网络，以增大环路的低频增益同时加速衰减高频扰动，提

高抗干扰能力[19]。电流环调节器 $G_i(s)$ 为

$$G_i(s)=\frac{R_{i2}C_{i1}s+1}{R_{i1}R_{i2}C_{i1}C_{i2}s^2+(C_{i1}+C_{i2})R_{i1}s} \tag{24}$$

取 R_{i1}=2.4 kΩ，R_{i2}=1 kΩ，C_{i1}=62 nF，C_{i2}=4.7 nF，可以得到电流环补偿后环路增益的幅相曲线如图 9 中实线所示。补偿后 $T_{c_i}(s)$ 的截止频率为 1.8 kHz，相位裕度为 120°，电流环具有较好的稳定性。满足相位裕度大于 60°的稳定性要求，电流环具有较小的稳态误差和良好的动态调节能力。

3 实验验证

为验证理论分析的正确性，在前文建模分析的基础上进行器件选型和参数设计，搭建了一台恒流 3 A 和恒压 49.2 V 的隔离升压充电器的实验样机。样机的主电路参数[20-23]见表 1。

充电器的主要功能电路如图 10 所示，同时具备输入输出保护的功能[24-25]。图中：L_{in} 为输入滤波电感；C_{in} 为输入滤波电容；D_3 为隔离二极管；采用脉宽调制(Pulse-Width Modulation，PWM)技术。

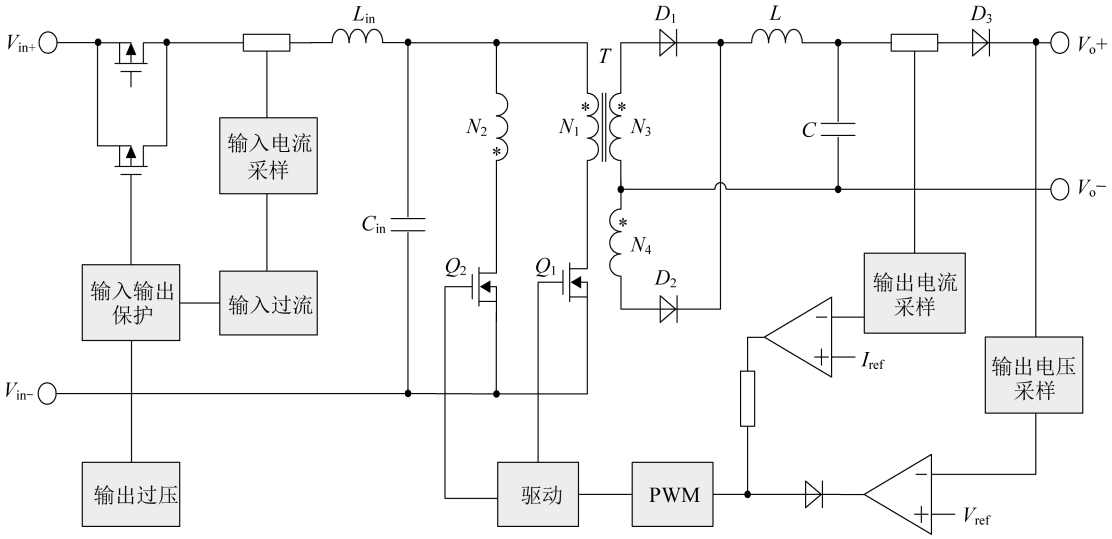
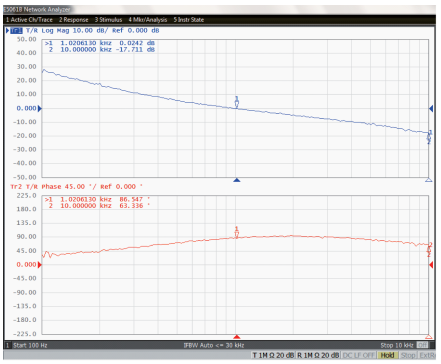


图 10 充电器主要功能电路

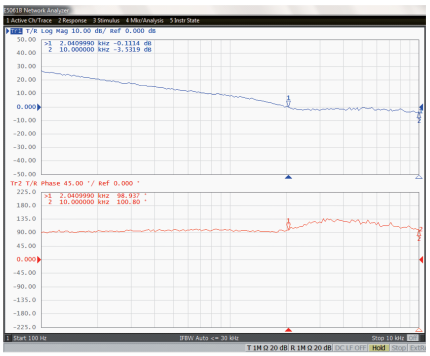
Fig. 10 Main function circuit of the charger

对充电器样机进行环路扫频，扫频范围 100～10 000 Hz，恒压环的扫频结果如图 11(a)所示，恒压环的截止频率为 1 kHz，相位裕度为 86.5°，与 2.1 节恒压环的仿真结果误差小于 5%。恒流环的扫频结果如图 11(b)所示，恒流环的截止频率为 2 kHz，相位裕度为 99°，与 2.2 节恒流环的仿真结果误差小于 10%。由于实际电路参数的影响，扫频结果与第 2 章的参数设计基本一致，验证了小信号模型的正确性。

对充电器样机进行性能测试，恒流充电、恒流切换恒压充电、恒压充电的工作波形如图 12 所示。



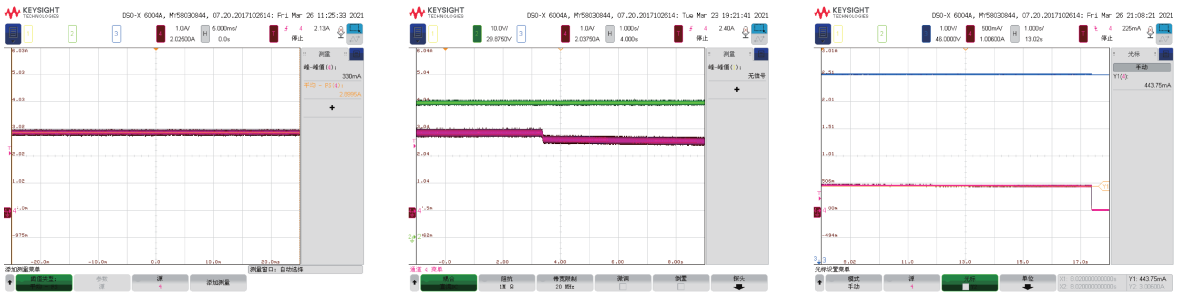
(a) 恒压环



(b) 恒流环

图 11 环路波特图

Fig. 11 Bode diagrams



(a) 恒流充电　　(b) 恒流切换恒压充电　　(c) 恒压充电

图 12　充电工作波形

Fig. 12　Charging waveforms

图中可见：当蓄电池电压较低时，充电器恒流3.0 A给蓄电池充电，蓄电池电压由39.0 V逐渐增加到49.2 V；当蓄电池恒流充到49.2 V时，切换恒压充电模式；当蓄电池恒压49.2 V充电时，充电电流逐渐减小到0.4 A充电终止。

4　结束语

本文针对卫星SAR载荷蓄电池的隔离升压充电器的需求，提出采用推挽变换器实现恒流恒压充电的方案。同时建立了推挽变换器的小信号模型，采用峰值电流控制的恒流恒压双环控制策略，进行了控制环路分析与补偿环节设计，最后在恒流3.0 A恒压49.2 V的充电器样机上进行了实验验证。实验结果表明，推挽变换器可以实现恒流恒压的充电功能，恒流恒压自然切换，反射纹波小，能够满足卫星SAR载荷蓄电池充电器新型应用的要求。

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，2008：169-173.

[2] 张庆君.高分三号卫星总设计与关键技术[J].测绘学报，2017，5(3)：269-277

[3] 雷英俊.一种小型SAR卫星电源系统设计[J].航天器工程，2019，28(5)：101-104

[4] 宋缙华，丰震河，郭向飞，等.SAR卫星用能量功率兼顾型锂离子电池研究[J].上海航天，2020，37(2)：104-108.

[5] 马世俊.卫星电源技术[M].北京：中国宇航出版社，2001：234-264.

[6] 张卫平.开关变换器的建模与控制[M].北京：机械工业出版社，2019.

[7] 曹雷.大功率蓄电池充电电源的设计[D].哈尔滨：哈尔滨工业大学，2017.

[8] 程新，薛鸿翔，韦云，等.基于Superbuck变换器的双闭环控制策略[J].微电机，2017，50(2)：68-70.

[9] 程新，王胜佳，徐伟，等.新一代充电调节器稳定性分析及实验研究[J].微电机，2018，51(8)：41-44.

[10] 贾鹏宇，郑琼林，李艳，等.航天用蓄电池充电调节器的控制系统设计[J].北京交通大学学报，2012，36(5)：43-50.

[11] SARAFIANOS A，STEYAERT M. A modelling and design approach for push/pull switched capacitor DC-DC converters [C]// 2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). 2016：1-6. DOI：10.1109/COMPEL.2016.7556666.

[12] YUAN. C H，WAN J R，ZHOU H L. Study on the dynamical characteristic for voltage-feedback push-pull DC-DC converter [C]// 2011 4th International Conference on Power Electronics Systems and Applications. 2011：1-5.

[13] HENDRA A，HAMADA F YUSIVAR F. Voltage control in push-pull DC-DC converter using state space averaging PID with soft-start for electric vehicle auxiliary system [C]// 2019 6th International Conference on Instrumentation，Control，and Automation (ICA). 2019：188-193.

[14] LARICO H R E BARBI I. Double-coupled current-fed push-pull DC/DC converter：analysis and experimentation [C]// 2009 Brazilian Power Electronics Conference. 2009：305-312.

[15] ROJAS ALDANA A A，BARRERA BELTRAN O E，TRUJILLO R C L. Design and implementation of a DC-DC converter for photovoltaic applications [C]// 2015 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Latin America (ISGT LATAM). 2015：321-325.

[16] KHATUN K，KIZHAKKAN A R，VAKACHARLA V R，et al. Small signal analysis and closed-loop design of constant frequency operated snubberless naturally-clamped soft-switching current-fed push-pull DC/DC

converter [C]// 2019 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. 2019:1-6.
[17] WANG D, QU X, HUANG Z. Design of an IPT battery charger with configurable constant current and constant voltage outputs [C]// 2019 IEEE 4th International Future Energy Electronics Conference (IFEEC). 2019: 1-5.
[18] VU V, TRAN D, CHOI W. Implementation of the constant current and constant voltage charge of inductive power transfer systems with the double-sided LCC compensation topology for electric vehicle battery charge applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 7398-7410.
[19] WANG J Q, LI J X, ZHANG W G. Interleaved push-pull converter with very low input and high output [C]// 2009 2nd International Conference on Power Electronics and Intelligent Transportation System (PEITS). 2009: 247-249.
[20] RAHIM N A, ELIAS M F B M, JAMALUDIN J B, et al. Design and implementation of a stand-alone micro-inverter with push-pull DC/DC power converter [C]// 4th IET Clean Energy and Technology Conference (CEAT 2016). 2016: 1-5.
[21] DAS D, MADICHETTY S, MISHRA S, et al. Design and modeling of high gain DC-DC converter in mixed signal domain control for PV based microgrid application [C]// 2018 8th IEEE India International Conference on Power Electronics (IICPE). 2018: 1-6.
[22] QU X, HAN H, WONG S, et al. Hybrid IPT topologies with constant current or constant voltage output for battery charging applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6329-6337.
[23] SU C, LIU Y HUNG C. A dual-input high-efficiency li-ion battery charger with current-mode smooth transition and ripple reduction circuits [C]//2017 IEEE 60th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS). 2017: 468-471.
[24] 靳洋,刘世超,何小斌,等.空间核电源电力系统功率因数校正技术的研究[J].上海航天,2018,35(4):114-119.
[25] 吴嘉文,齐雨,吴新科.航天用高效率半导体激光器驱动电源[J].上海航天,2020,37(2):81-87.

(上接第 144 页)

[15] CHAKRABORTY A, KUNNIKURUVAN S, DIXIT M, et al. Review of computational studies of NCM cathode materials for Li-ion batteries[J]. Israel Journal of Chemistry, 2020, 60(8/9): 850-862.
[16] SUN H H, RYU H H, KIM U H, et al. Beyond doping and coating: prospective strategies for stable high-capacity layered Ni-rich cathodes[J]. ACS Energy Letters, 2020, 5(4): 1136-1146.
[17] CHEN Y, SONG S, ZHANG X, et al. The challenges, solutions and development of high energy Ni-rich NCM/NCA LiB cathode materials [C]// Journal of Physics: Conference Series. Sochi: IOP Publishing, 2019: 12-12.
[18] 吕家贺.中间相炭微球在锂离子电池负极材料的应用进展[J].洁净煤技术,2020,26(1):129-138.
[19] WU J, JU Z, ZHANG X, et al. Low-tortuosity thick electrodes with active materials gradient design for enhanced energy storage [J]. ACS Nano, 2022, 16(3): 4805-4812.
[20] 岳娟,孙嘉隆,孙珊珊,等.软包锂离子电池电解液保持量对性能影响研究[J].电源技术,2021,45(4):443-445,477.
[21] 梁明敏,罗婷,刘桐妍,等.电解液用量对磷酸铁锂扣式半电池性能的影响[J].广东化工,2019,46(17):43-44.
[22] GÜNTER F J, BURGSTALLER C, KONWITSCHNY F, et al. Influence of the electrolyte quantity on lithium-ion cells [J]. Journal of the Electrochemical Society, 2019, 166(10):A1709-A1714.
[23] LIU J, DUAN Q, MA M, et al. Aging mechanisms and thermal stability of aged commercial 18650 lithium ion battery induced by slight overcharging cycling[J]. Journal of Power Sources, 2020, 445:227263.
[24] HUANG Y, LAI H. Effects of discharge rate on electrochemical and thermal characteristics of $LiFePO_4$/graphite battery [J]. Applied Thermal Engineering, 2019, 157(8):113744-113755.
[25] 宋缙华,丰震河,郭向飞,等.基于多尺度的空间锂离子蓄电池单体电-热耦合模型[J].上海航天,2021,38(5):17-24.