

# 基于 $\Delta\Sigma$ 超频的高功率密度空间功率平台

苗狄<sup>1</sup> 张东来<sup>1</sup> 张乃通<sup>2</sup>

(1. 深圳航天科技创新研究院 D806 深圳 518057 2. 哈尔滨工业大学 哈尔滨 150001)

**摘要** 空间功率平台(PCU)多采用电流型跨导控制的S4R架构,母线输出电容滤波阵一般由低容值的自愈电容组成。针对功率平台基板面积、体积及重量的限制条件,在满足与滞环跨导控制相同的开关管损耗和母线稳态纹波指标情况下,提出采用 $\Delta\Sigma$ 控制策略对局部开关进行超频驱动,降低了自愈电容阵的容值且提升了高功率密度。从功率谱分析角度阐述了超频驱动减小电容阵容值的机理,给出了驱动电路,定量分析了超频范围,建立了超频电源控制器数学模型,给出了控制参数设计办法。仿真及实验证实超频驱动的S4R的动态性及功率密度优于滞环驱动的S4R。

**关键词:** S4R  $\Delta\Sigma$  控制策略 超频 功率密度 建模 稳定性分析

**中图分类号:** TM391.9

## Research on Space Power Conditioning Unit with High Power Density Based on $\Delta\Sigma$ Overclocking Characteristics

Miao Di<sup>1</sup> Zhang Donglai<sup>1</sup> Zhang Naitong<sup>2</sup>

(1. Shenzhen Academy of Aerospace Technology Shenzhen 518057 China 2. Harbin Institute of Technology Harbin 150001 China)

**Abstract** Sequential switch series shunt regulator(S4R) is used as space photovoltaic(PV) 20kW power conditioning unit(PCU). In order to improve high power density, a reasonable solution is reducing the filter healing capacitor array size and weight. Sigma-delta control strategy is proposed to gate the shunt switch by overclocking at the same efficiency with the hysteretic control. Modeling, loop design and system stable of sigma-delta control is analyzed in this paper. A better dynamic performance and power density ratio than the Bang-Bang control is proved by simulation and experiment.

**Keywords:** Sequential switch series shunt regulator(S4R), sigma-delta control strategy, overclocking, power density, modeling, stable

## 1 引言

针对空间太阳能电池蓄电池联合供电平台,普遍采用有序开关分流器(Sequential Switch Shunt Regulator, S3R)或有序串联开关分流器

(Sequential Switch Series Shunt Regulator, S4R)架构作为功率调节平台<sup>[1,2]</sup>。下一代空间功率平台具有平台模块化、高功率密度比、高冗余度及良好的

通用继承性等特点<sup>[3]</sup>。S3R与S4R属于能量直接传递<sup>[4,5]</sup>的功率调节技术,基于这两种架构的功率调节器(Power Conditioning Unit, PCU)均采用双环跨导控制策略<sup>[6,7]</sup>,电压外环负责针对不同载荷情况及外部干扰进行电流内环调阵一般采用欧法公司具有自愈特性的金属薄膜电容,过电压时具有自动恢复绝缘的特性。该电容 $\square$ 一般都是微法级<sup>[12,13]</sup>。因此相对于民用的电解电容,由该电容组成的毫法级电容阵,无论体积与重量都相对滞环驱动的电容量大。图1给出了基于S4R的空间功率平台框图。

针对卫星功率平台高功率密度要求与元器件可靠性要求,通过减少元器件数量以提高功率平台的

功率密度不具有可实施性,且元器件的数量、体积与重量是减少功率密度的次要因素。研究过程中发现由具有低容值自愈特性的 MKP 电容组成的母线

输出滤波阵列所占的体积较大,因此如何减少滤波电容阵的容值是提高功率密度的主要矛盾。

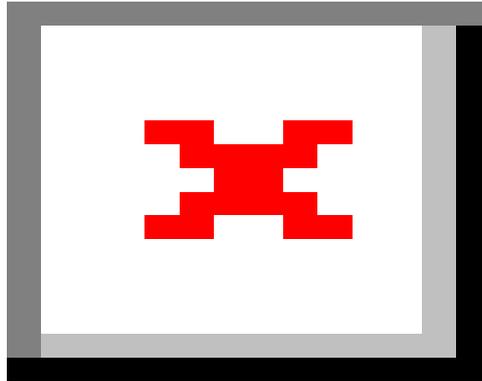


图1 空间功率平台框图

Fig.1 The schematic of PCU based on S4R

无论采用 S3R 或 S4R 技术的 PCU 主要特点是限频定幅调节技术,即 LC<sup>3</sup> (limit cycle conductance control) 调节技术,其分流开关频率或者电压环路的剪切频率与滤波电容成反比关系。因此如何在相同损耗情况下提高分流的最高开关频率是本研究的重点。 $\Delta\Sigma$  (Sigma-Delta) [14-17]的控制策略主要应用在模-数转换 (Analog to Digital Convertor, ADC) 采样、数字 PWM 精度提高及开关电源的 EMI 抑制上。 $\Delta\Sigma$  超频驱动是一种反馈调制,通过增加调制器前馈通道增益及采样的开关频率,对开关噪声进行整形,从而达到信号频谱内噪声幅度抑制的目的。开关电压尖峰的减小可以有效地减少输出滤波电容阵列大小,因此在相同纹波要求下采用  $\Delta\Sigma$  调制技术的 PCU 功率密度明显提高。

## 2 $\Delta\Sigma$ 超频驱动减少输出滤波电容的机理

### 2.1 分流域 $\Delta\Sigma$ 超频驱动母线纹波谱分析

量化噪声  $e$  是平稳的随机数列,与输入的控制信号  $V_c$  无关,并且服从均匀概率分布,见式 (1)。

$$p(e) = \begin{cases} \frac{1}{\Delta V} & e \leq \frac{\Delta V}{2} \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $\Delta V$  是量化区间,即跨导模型中的上下之间域值宽度。则量化噪声功率见式 (2)。

$$P_e = \frac{\Delta V^2}{12} \quad (2)$$

其  $\Delta\Sigma$  驱动的采样频率为  $f_s$ , 则量化后的功率谱密度见式 (3)。

$$p_e(f) = \frac{P_e}{f_s} \quad (3)$$

过采样技术可以降低量化噪声的功率谱密度,但是过高的采样时钟频率对于实际应用电路不是很现实。采用噪声整形  $\Delta\Sigma$  技术可以实现在母线带宽范围内的降噪目的。图 2 给出了 2 阶噪声整形系统框图;无噪声整形及二阶整形的开关分流器功率谱密度图如图 2 所示, Bang-Bang 的开关频率为 1kHz,  $\Delta\Sigma$  的采样频率为 2kHz, 通过 Saber 仿真软

件对分流调节器 (Shunt Regulator, SR) 电路进行仿真, 并把需要分析的信号数据转移到 Matlab 中, 对其进行 PSD 分析。二阶整形调制器包含两个积分增益环节和一个比较环节, 该比较环节即开关环节。输入控制信号及反馈信号, 做差分形成误差信号, 通过负反馈调制器, 该误差信号在稳态时趋近于零。二阶的低频滤波器能滤除频带内的噪声; 阶数的增加能增强  $\Delta\Sigma$  调制器的滤噪效果。二阶噪声整形控制系统的 Z 域传递函数, 见式 (4)。二阶调制器的噪声在基频下有两个零点, 该处零点抑制了频带内噪声, 一般随着整形阶数增加, 抑制效果更明显。分析图 3 得出  $\Delta\Sigma$  调制器的开关时刻高频分量相比于 Bang-Bang 调制器更低, 因此功率变换器的开关噪声也得到了降低, 即抑制了开关时刻的 MOSFET 两端的电压 Spike。

$$Y(n) = \frac{k_p a_1 a_2 Z^{-2} X(n) + (1 - Z^{-1})^2 N(n)}{1 + (k_p b_2 a_2 - 2)Z^{-1} + (k_p b_1 a_1 a_2 - k_p b_2 a_2 + 1)Z^{-2}} \quad (4)$$

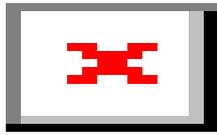


图 2 二阶噪声整形控制框图  
Fig.2 2-nd noise shaped control frame

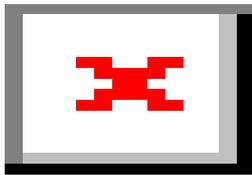


图 3  $\Delta\Sigma$  与 Bang-Bang 驱动的分流单元功率谱密度  
Fig.3 Power spectrum density of  $\Delta\Sigma$  and Bang-Bang driver in SR unit

$\Delta\Sigma$  调制器属于数据采样, 当放置在电源反馈控制环路上时, 电源可以看成是一个低通滤波器 (Low-Pass Filter, LPF)。电源的 LPF 能有效的抑制由调制器带来的高频噪声。分流稳态时的驱动

输出的方程见式 (5)。

$$V_{steady}^{driver} = \begin{cases} 1 & nT \leq \vartheta & (n+D)T \\ 0 & (n+D)T \leq \vartheta & (n+1)T \end{cases} \quad (5)$$

对式 (5) 进行傅里叶分析与综合得到式 (6)

$$F(V_{steady}^{driver}) = 2\pi \sin\left(\frac{fD}{f_s}\right) \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(2\pi f - 2kf_s\pi) e^{-j\left(\frac{fD}{f_s}\right)} \quad (6)$$

假设负载为纯阻性负载且为  $1\Omega$ , 则稳态时分流单元的功率谱密度见式 (7)。

$$V_{switch}^{PSD} = 4\pi^2 \sin^2\left(\frac{fD}{f_s}\right) \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(2\pi f - 2kf_s\pi) \quad (7)$$

采用二阶  $\Delta\Sigma$  噪声整形调制技术, 其引入的噪声衰减因子见式 (8) 所示

$$|H_e(f)| = \frac{A^2 \sin^2(\pi f)}{f_s^2} \quad (8)$$

### 2.2 $\Delta\Sigma$ 驱动单元设计及线性模型

分流单元的连续时间二阶 1 位  $\Delta\Sigma$  调制器实现电路图, 如图 4 所示。该模拟电路实现二阶噪声整形调制, 其中控制信号是补偿网络输出, 即误差信号。误差信号与限幅后的数模转换 (Digital to Analog Converter, DAC) 之差, 经过两个积分环节、量化比较器与 D 型触发器产生开关驱动信号。N 位二阶  $\Delta\Sigma$  噪声整形量化区间见式 (9)。

当  $V_e$  超出量化误差范围, 即  $|V_e| \geq V_{comp\_n} \pm \Delta/2$  时, 量化器会发生会发生过载现象, 即驱动信号全部置高电平。

$$\Delta = \frac{V_{comp\_n\_upper} - V_{comp\_n\_lower}}{2^N - 1} \quad (9)$$

对于多模块并联的分流单元, 要合理设计  $V_{comp\_n\_upper}$  和  $V_{comp\_n\_lower}$  两个阈值电位既能满足调用要求, 同时这两个阈值电位差还决定了  $\Delta\Sigma$  调制器的最高开关频率, 这说明  $\Delta\Sigma$  调制器在这里的应用也属于限频跨导控制模式 (LC<sup>3</sup> 原则)。

DAC 反馈采样选择不归零 (NRZ) 编码, 则 2 阶连续时间的  $\Delta\Sigma$  调制环路开环传递函数见式 (10)。

$$LF(s) = b \left( a_2 - \frac{a_1 a_2}{2} \right) \frac{f_s}{s} + a_1 a_2 b \frac{f_s^2}{s^2} \quad (10)$$

式中  $a_1$  及  $a_2$ ——反馈积分环节的增益;  
 $b$ ——阈值电压衰减比例;  
 $f_s$ ——反馈网络增益。

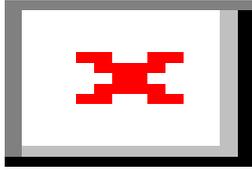


图4 二阶  $\Delta\Sigma$  驱动调制器电路

Fig.4 2-nd continuous-time noise shaped modulator

2.3  $\Delta\Sigma$  驱动稳定性分析及阈值参数的确定

不同系数情况下的 Z 域二阶  $\Delta\Sigma$  的根轨迹如图 5 所示。由式 (4) 可知当  $k_p=0$  时,  $Z=(1, 0)$  为两个起始极点。衰减因子  $c$  与第二个积分器的增益  $a_2$  对根轨迹的形状没有改变, 即  $c$  与  $a_2$  的大小不会影响调制器结构的稳定性, 仅会影响满足稳定性的  $k_p$  大小。当  $a_2$  与  $c$  值越大, 则满足稳定性的  $k_p$  越小, 反之亦然。

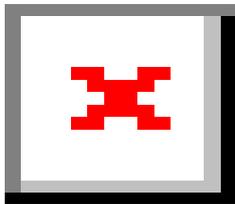


图5 不同系数的二阶一位  $\Delta\Sigma$  调制器根轨迹分析图

Fig.5 Root locus of 2 order single-bit  $\Delta\Sigma$  with different sets of scaling coefficients

当  $a_1 \in (1, \infty)$  时, 调制器不论增益  $k_p$  多大均处在不稳定状态; 当  $a_1=1, a_2=1$  时, 调制器的增益  $k_p \in (0, 4)$  时调制器处在临界稳定状态, 当  $k_p \in (4, \infty)$  时调制器工作不稳定。

当  $a_1 \in (0, 1)$  时, 调制器存在  $k_{p\text{critical}}$  值, 当  $k_p < k_{p\text{critical}}$  时调制器处于稳定状态。当  $a_1=0.5, a_2=1$  时,  $k_{p\text{critical}}=2.66$ 。当  $a_1$  越小, 则  $k_{p\text{critical}}$  越大。

$$\alpha = \begin{cases} \frac{D}{1-D} & D \leq 0.5 \\ 1 & D > 0.5 \end{cases} \quad (11)$$

其  $\beta$  见式 (12)。

$$\beta = \begin{cases} 1 & D \leq 0.5 \\ \frac{1-D}{D} & D > 0.5 \end{cases} \quad (12)$$

从而推论得出,  $\Delta V_p$  决定了  $k_{p\text{critical}}$  大小,  $\Delta V_p \in (1, 2)$ , 调制器是稳定的。对于滞回驱动  $\Delta V_{\text{Bang-Bang}} \in (0, 1)$  时调制器是稳定的。

2.4 相同损耗下  $\Delta\Sigma$  与滞环驱动开关频率关系

图 6 给出了在相同母线纹波情况下 Bang-Bang 与  $\Delta\Sigma$  调制器产生原理图。其中  $f_s$  为 Bang-Bang 调制器频率,  $f_{s\_avg}$  是  $\Delta\Sigma$  调制器在 Bang-Bang 调制周期内的平均开关频率。

在 ADC 及 DAC 等设计中, 采样频率一般是根据系统的信噪比 (Signal to Noise Ratio, SNR), 动态范围 (Dynamic Range, DR) 及系统的 PSD 等各种指标来确定。图 7 给出了在相同拓扑, 控制器电压输出为 2.5V 情况下 Bang-Bang 调制与  $\Delta\Sigma$  调制的驱动波形对比图。由图 6 可以得出采用  $\Delta\Sigma$  调制的驱动波形在最高开关频率一样的情况下, 相同时间内的开关次数明显少于 Bang-Bang 调制器。因此在最高开关频率相同时,  $\Delta\Sigma$  相比于 Bang-Bang 调制具有更低的开通关断损耗。SR 模块稳态工作情况下变换器的功率损耗主要由 MOSFET 及二极管的开关损耗及导通损耗组成。

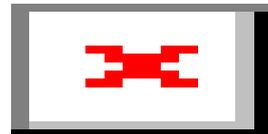


图6 相同母线纹波下 Bang-Bang 与  $\Delta\Sigma$  调制发波原理

Fig.6 Bang-Bang and  $\Delta\Sigma$  modulator driver diagram

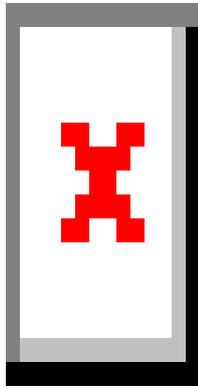


图 7 同一  $V_c$  情况的 Bang-Bang 调制与  $\Delta\Sigma$  调制对比  
Fig.7 Bang-Bang and  $\Delta\Sigma$  modulator driver at same  $V_c$

当损耗  $P_{LOSS}$  相等时, 得出式 (13), 式中  $k_0$  称为超频常数;  $f_s^{bang-bang}$  是 Bang-Bang 驱动时的开关频率;  $f_s^{\Delta\Sigma}$  是  $\Delta\Sigma$  驱动时的最高开关频率。该等式的物理解释是, 当相同的 SR 模块在相同损耗, 即  $f_{s\_avg} = f_s$  采用  $\Delta\Sigma$  驱动的最高开关频率等于  $f_s^{bang-bang}$  的  $k_0$  倍。

$$f_s^{\Delta\Sigma} = k_0 f_s^{Bang-Bang} \quad (13)$$

### 3 超频常数 $k_0$ 的计算分析

根据马尔科夫链的特性,  $\alpha P(X_0) = \beta P(X_1)$ , 其中  $P(X_0)$  及  $P(X_1)$  是发生  $X_0$  及  $X_1$  的概率; 调制驱动的占空比值  $D = I_{LOAD} / I_{PV}$ ; 转移率  $\lambda_{12}$  及  $\lambda_{21} \leq 1$ 。推导得出, 见式 (14)。

$$\alpha = \frac{D}{1-D} \beta \quad (14)$$

由式 (11)、式 (12) 及式 (14) 可以得出如式 (15) 所示的  $k_0$  分段讨论公式。

$$\begin{cases} k_0 = \frac{\lambda_{ij}}{\lambda'_{ij}} < \frac{1}{\alpha D} = \frac{1-D}{D^2} & D \leq 0.5 \\ k_0 = \frac{\lambda_{ij}}{\lambda'_{ij}} < \frac{1}{\beta(1-D)} = \frac{D}{(1-D)^2} & D \geq 0.5 \end{cases} \quad (15)$$

针对式 (15) 得出占空比变化情况下的超平常数  $k_0$  选择范围。当  $I_{LOAD} = 0.5 I_{PV}$  时,  $k_0$  为 2。这里需要注意的是当  $D$  小于 0.5 时或大于 0.5 时, 超频倍率更高, 如图 8 所示。但显然超频上限不肯能无限的大, 上限的选择需要其它的约束条件。LC<sup>3</sup> 控制模式的特点是滤波电容的大小决定了开关频率的大小。因此采用  $\Delta\Sigma$  技术可以在相同变换器损耗情况下及母线输出阻抗不变的条件下, 减少 PCU 的滤波电容阵列大小。采用  $\Delta\Sigma$  驱动技术的 PCU, 不但减小了母线输出滤波阵列的大小 (一定意义上提高

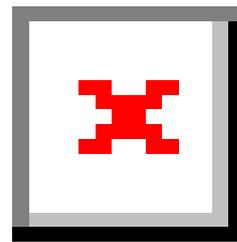


图 8 0%~100%占空比情况下超频常数选择范围  
Fig.8  $k_0$  range under 0% to 100%  $D$

了 PCU 的功率密度), 同时也提高了功率调节单元的动态特性, 滤波电容越小其动态响应越快, 但是响应的超调也越大。 $\Delta\Sigma$  调制方式的 SR 开关频率是 Bang-Bang 调制  $k_0$  倍, 则可知  $\Delta\Sigma$  调制下的  $C_{BUS}$  为 Bang-Bang 调制的  $1/k_0$  倍, 见式 (16)。

$$C_{BUS}^{\Delta\Sigma} = \frac{C_{BUS}^{Bang-Bang}}{k_0} \quad (16)$$

### 4 含 $\Delta\Sigma$ 驱动环节的电压环路稳定性研究

$\Delta\Sigma$  调制带来的主要是时间延迟。分析延迟主要包含三个部分: ①运算放大器及比较器芯片本身的

延迟；②由离散时间电路构成的  $\Delta\Sigma$  调制器的采样时间延迟，即不归零编码 (Non-Return to Zero, NRZ) 码元存在时间；③纯积分滤波电路。三部分中第一部分可以忽略不计；第二部分可以通过提高采样频率，即提高过采样率来忽略由采样带来的延迟；而第三部分其工作特性像 LPF 环节，这部份不能通过其他方法忽略，而且正是这部分存在才使得  $\Delta\Sigma$  实现了低通整形。将这部分看成一个纯延迟环节，其传递函数为  $e^{-sT_{d\_sd}}$ ，根据自控原理可知纯延迟环节不会影响系统的增益曲线，但是会降低系统的相角裕度。较大的延迟会减低系统的相角裕度因此系统的不稳定。由纯延迟环节带来的滞后相角见式 (17)，延迟时间见式 (18)。则滞后的相角见式 (19)，式中  $f_{BUS}$  是不含  $\Delta\Sigma$  驱动环节时的控制环路带宽， $f_s$  是  $\Delta\Sigma$  驱动环节的采样频率。

$$\varphi(\omega) = -\omega T_{d\_sd} \quad (17)$$

$$T_{d\_sd} = \frac{k}{f_s} \quad (18)$$

$$\varphi(\omega) = 360 f_{BUS} \frac{k}{f_s} \quad (19)$$

由式 (19) 可知：当  $f_{BUS}=200\text{Hz}$ ， $k=2$  时（低通滤波阶数），若要满足  $\varphi(\theta) \leq 10$ ，则采样频率应为  $f_s \geq 14.4\text{kHz}$ 。

这里需要注意的是，无限制的提高采样频率用以减少  $\Delta\Sigma$  驱动的分流单元相角滞后不是解决问题的唯一办法，还可以采用在反馈环节相角超前补偿技术<sup>[18]</sup>。图 9 给出了  $\Delta\Sigma$  驱动环节  $f_s=14.4\text{kHz}$  时，并采用相角补偿技术后的环路伯德图，图中的相角裕度约为  $60^\circ$  满足系统给定的指标。

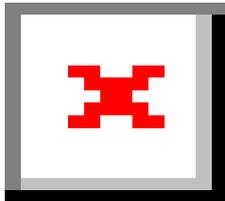


图 9  $f_s=14.4\text{kHz}$  时有相角补偿的环路伯德图

Fig.9 Control loop with  $f_s=14.4\text{kHz}$  at phase lead network

## 5 实验验证与结果对比分析

为了验证  $\Delta\Sigma$  驱动技术的可行性，设计了个分流模块采用二阶  $\Delta\Sigma$  调制和重叠调用技术，太阳能电池输入为开路电压  $120\text{V}$ ，短路电流  $6\text{A}$ ，母线输出  $100\text{V}$ ，滤波电容阵列  $550\mu\text{F}$  的  $\Delta\Sigma$  驱动实验电路和滤波电容阵列为  $1\ 100\mu\text{F}$  的 Bang-Bang 驱动实验电路，每个模块的功率处理能力是  $500\text{W}$ ，由 4 个分流模块组成，总功率是  $2\text{kW}$ 。由于输出滤波电容阵列由  $25\mu\text{F}/200\text{V}$  的具有自愈特性的 MKP 电容组成，每一个电容的体积大小是  $2.5\text{cm} \times 3.5\text{cm} \times 1.5\text{cm}$ ，重量是  $50\text{g}$ 。 $1.1\text{mF}$  的母线滤波电容由 45 个这样的电容组成，如果每个电容之间没有缝隙的放置则  $1.1\text{mF}$  的电容阵产开面积是  $112.5\text{cm} \times 157.5\text{cm}$ ，质量是  $2.25\text{kg}$ ，而  $550\mu\text{F}$  的电容阵则是  $56\text{cm} \times 79\text{cm}$ ，质量是  $1.13\text{kg}$ 。则针对母线输出滤波电容阵列采用  $\Delta\Sigma$  驱动技术的相比于 Bang-Bang 驱动技术的功率密度提高到了  $0.3\text{W}/\text{cm}^3$ 。图 10 给出了原理实验样机的照片，图中标明了  $550\mu\text{F}$  与  $1\ 100\mu\text{F}$  的大小。

图 10 给出了基于  $\Delta\Sigma$  驱动技术的 PCU 分流模块负载电流为  $3\text{A}$  时的稳态母线电压纹波、驱动及控制器输出波形。最大分流开关频率是  $4\text{kHz}$ ，最低的开关频率为  $1\text{kHz}$ ，则基于  $\Delta\Sigma$  驱动的分流开关加权平均频率见式 (20)，其中  $n_i$  是开关频率  $f_{s\_i}$  的个数。由图 11 可以得出其  $\Delta\Sigma$  驱动加权平均开关频率是  $2.1\text{kHz}$ ，图 12 给出了基于 Bang-Bang 驱动的负载电流  $3\text{A}$  时的稳态母线纹波及驱动。图 12 可以得出其开关频率为  $2.05\text{kHz}$ ，这也验证了当  $D=50\%$ ，超频  $k_0=2$  时，母线输出滤波电容减小一半，而且其平均开关频率一致，母线纹波大小均为  $500\text{mV}$ 。域内测试波形，当负载电流由  $4.5\text{A}$  阶突减至  $0.5\text{A}$  时的母线纹波即驱动信号。观察图 13 及图 14 可知，域内负载阶跃变化时母线的电压过冲小于  $600\text{mV}$ ，调整时间小于  $800\mu\text{s}$ 。

$$\alpha = \frac{D}{1-D} \beta f_s = \frac{\sum_{i=1}^n f_{s\_i} n_i}{\sum_{i=1}^n n_i} = 2.1\text{kHz} \quad (20)$$

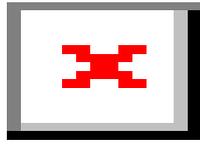


图 10  $\Delta\Sigma$  驱动与 Bang-Bang 驱动时的原理样机  
 Fig.10 Prototype of PCU with Bang-Bang and  $\Delta\Sigma$  driver

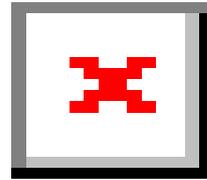


图 13 基于  $\Delta\Sigma$  驱动负载电流动态时由 0.5A 突增至 4.5A 驱动分流模块母线及驱动  
 Fig.13  $V_{BUS}$  inner domain response  $I_{LOAD}$  steps up from 0.5A to 4.5A base on  $\Delta\Sigma$  driver

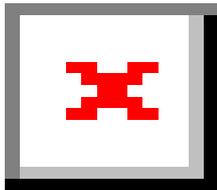


图 11 负载电流 3A 稳态时  $\Delta\Sigma$  驱动分流模块母线及驱动  
 Fig.11 The steady state waves of waves of  $V_{BUS}$  and  $V_{GS}$  at  $I_{LOAD}=3A$  with  $\Delta\Sigma$  driver

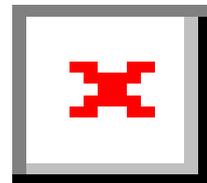


图 14 基于  $\Delta\Sigma$  驱动负载电流动态时由 4.5A 突减至 0.5A 驱动分流模块母线及驱动  
 Fig.14  $V_{BUS}$  inner domain response  $I_{LOAD}$  steps down from 4.5A to 0.5A on  $\Delta\Sigma$  driver

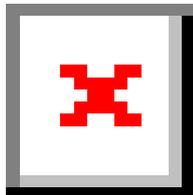


图 12 负载电流 3A 稳态时 Bang-Bang 驱动分流域  
 母线纹波及驱动信号  
 Fig.12 The steady state waves of waves of  $V_{BUS}$  and  $V_{GS}$  at  $I_{LOAD}=3A$  with Bang-Bang driver

基于  $\Delta\Sigma$  驱动域内动态测量测试波形如图 15 及图 16 所示，负载变化的摆率是  $1\ 000A/\mu s$ 。图 15 给出了 SR 域间测试波形，当负载电流有 0.5A 阶跃至 9.5A 时的母线纹波即驱动信号；图 16 给出了 SR 域间测试波形，当负载电流由 9.5A 阶突减至 0.5A 时的

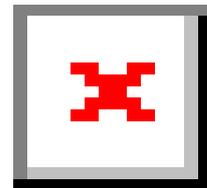


图 15 基于  $\Delta\Sigma$  驱动负载电流动态时由 0.5A 突增至 9.5A 驱动分流模块母线及驱动  
 Fig.15  $V_{BUS}$  inner domain response  $I_{LOAD}$  steps up from

0.5A to 9.5A on  $\Delta\Sigma$  driver

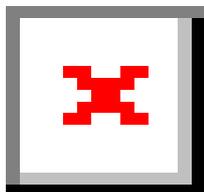


图 16 基于  $\Delta\Sigma$  驱动负载电流动态时由 9.5A 突减至 0.5A 驱动分流模块母线及驱动

Fig.16  $V_{BUS}$  inter domain response  $I_{LOAD}$  steps down from 9.5A to 0.5A on  $\Delta\Sigma$  driver

母线纹波即驱动信号。观察图 15 及图 16 可知,域间负载阶跃变化时母线的电压过冲小于 1.2V,调整时间小于 5ms。

## 6 结论

针对在满足给定的母线稳态纹波指标及开关损耗情况下,如何减少母线滤波阵列的容量,提出二阶  $\Delta\Sigma$  调制驱动技术应用于分流域中。并量化分析了二阶  $\Delta\Sigma$  调制驱动的稳定条件,并采用马尔科夫过程分析理论进行了超频  $k_o$  的选择研究。在完成稳定条件确定的基础上,把  $\Delta\Sigma$  调制驱动看成纯延迟环节带入到 MEA 控制环路中,进行了相对稳定性分析,给出了采样频率确定方法。理论分析及仿真、实验验证得出以下结论:

(1) 基于  $\Delta\Sigma$  驱动的 S4R 架构 PCU 稳态测试表明,在平均开关频率一样,即分流开关管损耗一样的情况下,母线纹波均保持在  $\pm 500\text{mV}$  以内。其采用  $\Delta\Sigma$  调制驱动的母线滤波电容是 Bang-Bang 调制的 0.5 倍。

(2) 域内与域间的动态测试表明,采用  $\Delta\Sigma$  调制驱动的不论是母线电压过冲还是调整时间均小于 Bang-Bang 调制驱动的技术。

(3)  $\Delta\Sigma$  调制驱动对 MEA 环路带来的相角滞后影响可以通过提高  $\Delta\Sigma$  调制的采样频率  $f_s$  来解决,也可以辅以反馈环节的相角超前校正来满足给定的相角裕度指标。

## 参考文献

- [1] Maset E, Sanchis Kilders E, Ejea J B, et al. New high power/high voltage battery-free bus for electrical propulsion in satellites[C]. IEEE Applied Power Electronics Conference, 2007: 1299-1305.
- [2] Bruno ghislain liegeois. Switch shunt regulator and power supply arrangement using same for spacecraft applications[P]. United States Patent, Part No. US6979986B2.
- [3] Capel A, Perol P. Comparative performance evaluation between the S4R and the S3R regulated bus topologies[C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2001: 1963-1969.
- [4] O'Sullivan A Capel, Marpinard J C. High power conditioning for space applications[C]. IEEE Proceedings on Power Electronics Specialists on Power Electronics Specialists, 1988(76): 201-210.
- [5] Dehbonei H, Lee S R, Ko S H. Direct energy transfer for high efficiency photovoltaic energy systems part i: concepts and hypothesis[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(1): 31-45.
- [6] Dehbonei H, Lee S R, Ko S H. Direct energy transfer for high efficiency photovoltaic energy systems part II: experimental evaluations[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(1): 46-57.
- [7] Blanes J M, Garrigos A, Carrasco J A, et al. Maximum power point estimator for photovoltaic solar arrays[C]. IEEE Mediterranean, Electronic Technical Conference, 2006: 889-892.
- [8] Maset E, Ejea J B, Fereeres A. New high power high voltage battery free bus for electrical propulsion in satellites[J]. IEEE Transactions on Aerospace and System Electronic, 2007(5): 1456-1470.
- [9] 苗狄, 张东来. 航天器供电系统 S4MPR 应用仿真研究[J]. 系统仿真学报, 2009(19): 95-104. Miao Di, Zhang Donglai. Simulation analysis of S4MPR and its application[J]. Journal of System Simulation, 2009(19): 95-104.
- [10] Garrigos A, Carrasco J A, Blanes J M, et al. Modeling the sequential switching shunt series regulator[J]. IEEE Power Electronics Letters, 2005(3): 7- 13.
- [11] Garrigos A, Rubiato J, Carrasco J A, et al. System model of the sequential switching shunt series regulator for spacecraft regulated high power busses[C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2004:

2645-2650.

- [12] Garrigos A, Blanes J M, Carrasco J A, et al. A power conditioning unit for high power GEO satellites based on the sequential switching shunt series regulator[C]. IEEE Electrotechnical Conference, 2006: 1186-1189.
- [13] 李国欣. 航天器电源系统技术论述 [M]. 北京: 宇航出版社, 2008.
- [14] Stewart R, Pfann E. Oversampling and sigma delta strategies for data conversion[J]. Electronic and Communication Engineering Journal, 1998 (4): 37-47.
- [15] Pieter Rom, Ludo weyten. Design of double-sampling  $\Delta\Sigma$  modulation A/D converters with bilinear integrators[J], IEEE Transactions on Circuits AND Systems I: Regular Paper, 2005, 52: 715-721.
- [16] Steven K, Terri S. A noise shaped switching power supply using a sigma delta modulator[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2004, 51: 1051-1061.
- [17] Paramesh J, Von Joy A. Use sigma delta modulation to control EMI form switch mode power supplies[J]. IEEE Transactions on Industrial Eletronics, 2001, 48(1): 101-111.
- [18] 苗狄, 张东来. 独立光伏电源控制器建模及高动态性能研究 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(7): 75-82.  
Miao Di, Zhang Donglai. Modeling of stand-alone PV power controller and high dynamic performance research [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(7): 75-82.

---

**作者简介** : 苗 狄 男, 1980 年生, 博士, 主要从事新能源电力电子技术的研究。张乃通 男, 1934 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为通信与信息工程。