



·粒子束及加速器技术·

数字束流位置探测器系统的信噪比需求分析*

高国栋^{1,2}, 唐旭辉^{1,2}, 曹建社^{1,2}, 杜垚垚¹, 刘智¹, 叶强¹, 麻惠洲¹, 随艳峰^{1,2},
岳军会¹, 何俊¹, 季大恒¹, 杨静^{1,2}, 李宇鲲^{1,2}, 魏书军^{1,2}

(1. 中国科学院高能物理研究所, 北京 100049; 2. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘 要: 以高能同步辐射光源(HEPS)对 BPM 提出的位置测量分辨率要求为出发点, 介绍了 BPM 系统的整体架构并推导出 BPM 系统的信号链路中各级信号所需达到的信噪比; 并根据 ADC 采样数据的信噪比需求, 计算出 ADC 采样时钟的抖动需求; 最后介绍了能够测量 BPM 信号信噪比和采样时钟抖动的 BPM 测试平台。各项结论可以作为判断 BPM 系统各部分能否达到 HEPS 工程要求的标准。

关键词: 高能同步辐射光源; 数字束流位置探测器; 信噪比; 时钟抖动; ADC 采样

中图分类号: TL506

文献标志码: A

doi: 10.11884/HPLPB202234.210522

Signal-to-noise ratio requirement analysis for digital beam position monitor system

Gao Guodong^{1,2}, Tang Xuhui^{1,2}, Cao Jianshe^{1,2}, Du Yaoyao¹, Liu Zhi¹, Ye Qiang¹, Ma Huizhou¹,
Sui Yanfeng^{1,2}, Yue Junhui¹, He Jun¹, Ji Daheng¹, Yang Jing^{1,2}, Li Yukun^{1,2}, Wei Shujun^{1,2}

(1. Institute of High Energy Physics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: The signal-to-noise ratio (SNR) of DBPM signal is one of the important parameters to measure the performance of BPM, and it plays a decisive role in the resolution of beam position measurement. Based on the position measurement resolution requirements of high energy photon source (HEPS) for BPM, this paper firstly introduces the overall architecture of BPM system and deduces the signal-to-noise ratio of signals at all levels in the signal link of BPM system. Then the calculation method of ADC sampling clock jitter and BPM electronics test platform are introduced. The conclusions in this paper can be used as a standard to judge whether each part of BPM system can meet the requirements of HEPS, which is of great significance to promote the batch application of self-developed BPM electronics in HEPS engineering.

Key words: high energy photon source, digital beam position monitor, signal-to-noise ratio, clock jitter, ADC sampling

束流测量系统是现代加速器不可或缺的一部分, 能够提供所需的各种束流参数^[1]。其中, 束流位置测量系统是束流测量系统中最为重要的部分, 它不仅能够测量束流位置、监控束流轨道, 还可用于其它重要物理参数的计算。作为束流位置测量系统的核心, 束流位置探测器(BPM)的性能不仅决定了束测系统的性能, 甚至对整个加速器的性能都有重大影响^[2]。

高能同步辐射光源(HEPS)是一个低发射度、高亮度的第四代同步辐射光源。现代同步辐射光源要求束流轨道变化幅度小于束团横向截面尺寸的 5%~10%, 因此 HEPS 要求 BPM 的位置测量分辨率最高要达到 0.1 μm ^[3-4]。基于多方面因素考虑, 中国科学院高能物理研究所决定在 HEPS 中使用自行研发的数字 BPM 系统, 其硬件结构主要由射频调理电路、数字信号处理电路组成以及高速、高精度的模数转换电路(ADC)采样电路组成。影响数字 BPM 系统测量的因素有很多, 其中决定数字 BPM 位置测量分辨率的主要因素是 ADC 数据的信噪比, 而 ADC 采样

* 收稿日期: 2021-11-25; 修订日期: 2022-01-27

基金项目: 中国科学院青年创新促进会项目(Y202005); 中国科学院重大科技基础设施重大成果培育项目(E01G74Y2); 国家自然科学基金青年基金项目(11805221)

联系方式: 高国栋, gaoguodong@ihep.ac.cn。

通信作者: 魏书军, weisj@ihep.ac.cn。

时钟的抖动将直接影响 ADC 数据的信噪比^[5]。为使自行研发的数字 BPM 系统走向工程化, 本文根据 HEPS 提出的 BPM 位置测量分辨率要求, 分析得出了 BPM 的信号链路中各级数据所需达到的信噪比, 进而利用 ADC 数据的信噪比推算出 HEPS 对采样时钟抖动的需求, 并以此作为标准判断数字 BPM 系统能否达到 HEPS 对于位置测量分辨率的要求。

1 数字 BPM 系统

数字 BPM 系统的结构主要包括 BPM 探头、BPM 线缆、BPM 电子学和时钟处理模块。HEPS 工程中将采用钮扣型的电极探头输出 4 路模拟信号, 通过 50 m 长的同轴电缆(LMR-240)分别与 BPM 电子学的 4 个 SMA 接口连接。BPM 电子学是 BPM 测量系统中的核心部分, 由模拟信号采集板卡(AFE)和数字信号处理板卡(DFE)组成。在 AFE 中实现 BPM 信号的窄带滤波、增益控制和 ADC 采样等功能; 在 DFE 中完成数字信号处理的工作, 通过重心法计算出束流的位置并将计算结果传递给后端的服务器进行处理^[6]。

HEPS 储存环的基频为 166.6 MHz, 三次谐波高频腔频率为 499.8 MHz, 谐波数是 756, 一圈共有 540 或 180 个采样点。因此储存环 BPM 的 ADC 采样频率设定为

$$f_s = \frac{166.6 \text{ MHz}}{756} \times 540 = \frac{499.8 \text{ MHz}}{756} \times 180 = 119.000 \text{ 0 MHz} \quad (1)$$

BPM 的时钟逻辑选用德州仪器公司(TI)的 LMK04610 芯片, 该芯片是基于锁相环(PLL)的时钟调节器, 可以实现时钟的抖动消除功能。通过时钟逻辑对主振频率进行分频、倍频、去抖和扇出, 最终得到 BPM 电子学所需的 ADC 采样时钟。

综上所述, HEPS 中 BPM 测量系统的信号的链路有两个(图 1): 一个是 BPM 的信号链路, 从主振信号经过高频腔到束流, 再从束流到 BPM 探头、BPM 线缆和 BPM 电子学; 另一个是 BPM 的 ADC 采样时钟链路, 主振信号通过两级扇出和去抖后传输至 BPM 电子学的 ADC。

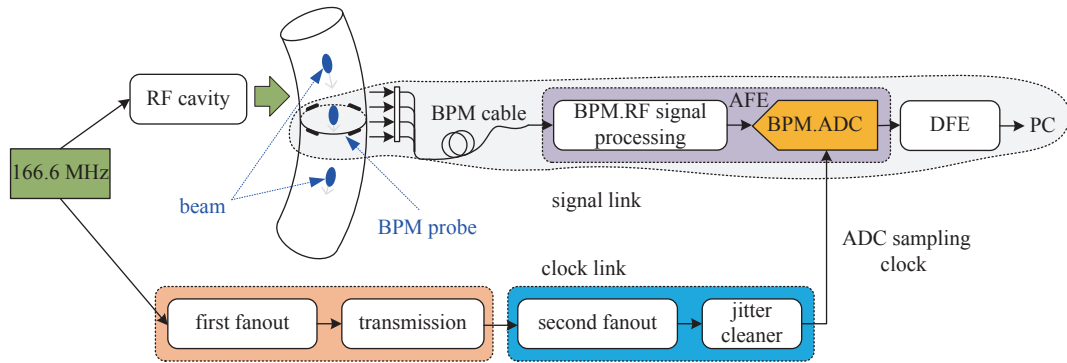


Fig. 1 Schematic diagram of BPM signal link

图 1 BPM 信号链路示意图

2 BPM 系统的信噪比分析

依据 HEPS 对束流位置探测提出的要求和 BPM 的信号链路结构, 对 BPM 探头、BPM 线缆、AFE 和 DFE 的每一级信号的信噪比进行了分析, 同时也根据信号的信噪比计算出时钟链路中的 ADC 采样时钟抖动需求。

2.1 BPM 电子学输入端信号的信噪比分析

HEPS 提出了在能量为 6 GeV 时储存环流强达到 200 mA 的设计指标。当束流流强为 200 mA 时, 在纽扣 BPM 电极上产生频率为 499.8 MHz、幅度 V_{probe} 约为 150 mV 的信号, BPM 电极两端的等效电阻 R 为 50Ω, 因此 BPM 电极输出信号 f_{analog} (频率为 499.8 MHz) 的功率为

$$P_{\text{probe}} (\text{dBm}) = 10 \times \lg \left(\frac{(V_{\text{probe}}/2\sqrt{2})^2}{R \times 1 \text{ mW}} \right) = -12.498 \text{ 8 dBm} \quad (2)$$

BPM 探测器噪声以热噪声为主, 其计算公式为

$$V_{\text{RMS_probe_noise}}^2 = 4kT \int_{f_1}^{f_2} Rdf \Rightarrow V_{\text{RMS_probe_noise}} = \sqrt{4kTR\Delta f} \quad (3)$$

式中: 玻耳兹曼常数 k 取 $1.380 \ 649 \times 10^{-23}$ J/K, 环境温度 T 取 298.15 K, BPM 探测器输出信号的有效带宽 Δf 取 20 MHz。

可以求得 BPM 探测器热噪声的有效值 $V_{\text{RMS_probe_noise}}$ 为 $4.0573 \mu\text{V}$, 峰峰值 $V_{\text{probe_noise}}$ 为 $11.4785 \mu\text{V}$ 。

此时 BPM 探测器信号的信噪比为

$$SNR_{\text{probe}} = 20 \times \lg\left(\frac{V_{\text{probe}}}{V_{\text{probe_noise}}}\right) = 82.33 \text{ dB} \quad (4)$$

BPM 探测器信号在通过线缆时, 不仅会产生热噪声, 信号还会产生衰减。由普朗克分布和平均分配理论可以推导出线缆中每个电磁模式的平均热噪声能量为^[7]

$$E_{\text{cable_noise}} = kT = 4.1154 \times 10^{-21} \text{ J} = -173.86 \text{ (dBm/Hz)} = -100.85 \text{ (dBm/20 MHz)} \quad (5)$$

因此对于频率为 499.8 MHz 、带宽约为 20 MHz 的 BPM 探测器产生信号的热噪声功率 $P_{\text{cable_noise}}$ 为 -100.85 dBm , 对应热噪声幅度的峰峰值为

$$V_{\text{cable_noise}} = 2\sqrt{2} \times \sqrt{P_{\text{cable_noise}} \times R} = 5.7350 \times 10^{-6} \text{ V} = 5.7350 \mu\text{V} \quad (6)$$

同轴线缆的衰减公式由生产厂家给出, LMR-240 衰减的计算公式为

$$\delta_a \text{ (dB/100 ft)} = 0.242080 \times \sqrt{F} \text{ MHz} + 0.000330 \times F \text{ MHz} \quad (7)$$

其中 F 为传输信号的频率分量, 取 499.8 MHz 。代入式(7)可得 50 m 线缆对信号的衰减约为

$$\delta_a \text{ (dB/50 m)} = \frac{0.242080 \times \sqrt{499.8} \text{ MHz} + 0.000330 \times 499.8 \text{ MHz}}{30.48} \times 50 = 5.45 \text{ dB} \quad (8)$$

可用衰减系数 α 表示通过同轴线缆后信号的输出幅值 V_o 与输入幅值 V_i 之比, 即线缆对 BPM 探测器信号 V_{probe} 及 BPM 探头噪声信号 $V_{\text{probe_noise}}$ 幅值的衰减。由式(8)可知 50 m 线缆对信号衰减为 5.45 dB , 则衰减系数 α 为

$$\alpha = \frac{V_o}{V_i} = 10^{\left(\frac{-5.45}{20}\right)} = 0.533949 \quad (9)$$

故 BPM 探测器的信号和噪声经 50 m LMR-240 线缆传输至数字 BPM 电子学射频输入端时信号峰峰值分别为

$$V_{\text{RF_in}} = V_{\text{probe}} \times \alpha = 80.0924 \text{ mV} \quad (10)$$

$$V_{\text{RF_in_noise}} = V_{\text{probe_noise}} \times \alpha = 6.1289 \mu\text{V} \quad (11)$$

同时也可以求出数字 BPM 电子学输入端信号的信噪比为

$$SNR_{\text{DBPM_IN}} = -20 \times \lg\left(\frac{V_{\text{RF_in_noise}} + V_{\text{cable_noise}}}{V_{\text{RF_in}}}\right) = 76.59 \text{ dB} \quad (12)$$

因此数字 BPM 电子学输入端信号的信噪比应不小于 76.59 dB 。

2.2 射频调理电路的信噪比分析

BPM 信号进入 BPM 电子学后首先要对其进行射频信号调理, 以满足后续的数据采集和数字化信号处理要求。射频调理电路示意图如图 2 所示^[8]。



Fig. 2 Structure diagram of BPM RF conditioning circuit

图 2 BPM 射频调理电路结构图

在数字 BPM 的射频信号链路中, BPM 信号从 SMA 接口输入, 最终进入 ADC 进行采样。在链路中共有两级 Π 衰减器、三级无源低通滤波器、一级可调衰减器、两级带通滤波器、两级射频放大器和一级巴伦。无源器件的热噪声很小, 因此在讨论噪声时可以忽略热噪声, 只需要考虑无源器件的插入损耗。对于 Π 衰减器和可调衰减器, 在实际使用中衰减值会有变化, 为计算 BPM 所能达到的最佳性能, 在计算时将衰减器的增益取为 0 dB 。

射频调理电路对信号信噪比的影响可通过射频电路模块的噪声系数 NF 计算, 噪声系数表征了该射频电路模块内存在的附加噪声, 由多个模块级联而成的系统的噪声系数与每个模块的噪声系数和增益有关。可通过公式(13)计算由 n 个模块组成的射频调理电路整体的噪声系数 NF_{sys} , 其中 NF 和 G 分别代表了系统内各个模块的噪声系数和增益。

$$NF_{\text{sys}} = NF_1 + \sum_{k=2}^n \frac{(NF_k - 1)}{\prod_{j=1}^{k-1} G_j} \quad (13)$$

为计算射频调理电路模块整体的噪声系数,需得到射频调理电路内部各器件的噪声系数和增益,各器件的具体性能如表 1 所示^[9]。将表 1 各值代入式(13)中计算,可估算出射频调理电路模块整体的噪声系数 NF_{AFE} 为 2.161 dB。

表 1 射频调理电路内部器件性能
Table 1 Performance of internal devices in RF conditioning circuit

	LFCN1	ATT	BPF1	LNA1	LFCN2	BPF2	LNA2	LFCN3	BALUN
NF/dB	0.73	0.6	2	0.9	0.73	2	2.7	0.73	2
gain/dB	0	0	0	20.6	0	0	19.4	0	-2

由式(12)可知数字 BPM 电子学输入端信号的信噪比为 76.70 dB,则经过射频信号调理后信号的信噪比 SNR_{RF_out} 约为

$$SNR_{RF_out} = SNR_{EBPM_in} - NF_{AFE} = 74.539 \text{ dB} \quad (14)$$

2.3 BPM 位置数据的信噪比需求分析

为了满足 HEPS 装置在调试和运行过程中对束流运行状态检测的不同需求,要求数字 BPM 能够提供 3 种不同频率的束流位置数据,分别是逐圈(TBT)位置数据、快获取(FA)位置数据和慢获取(SA)位置数据^[10]。3 种数据均通过 DFE 上的 ZYNQ 芯片对 ADC 采样数据进行数字信号处理后得到,其算法结构如图 3 所示。ADC 首先以 119 MHz 的采样频率对束流信号进行带通采样,之后对信号进行零中频变换和两级滤波抽取,最后用差和比公式计算出束流的 TBT 位置数据, TBT 数据的频率为 220 kHz,主要用于束流的逐圈分析, HEPS 要求 TBT 数据的位置分辨率达到 1.0 μm 。TBT 数据再依次经过 10 倍和 2200 倍低通滤波抽取后分别得到 FA 位置数据和 SA 位置数据,其中 FA 数据的频率为 22 kHz,主要用于 HEPS 的快速轨道反馈,位置分辨率要达到 0.3 μm ; SA 数据的频率为 10 Hz,主要用于轨道慢反馈,位置分辨率要达到 0.1 μm 。

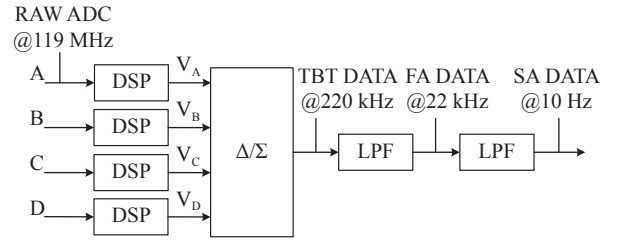


Fig. 3 Structure diagram of BPM algorithm

图 3 BPM 算法结构图

BPM 探测器的分辨率 σ 与信号的信噪比的平方根成反比,估算公式为^[11]

$$\sigma_{x,y} = K_{x,y} \times \frac{1}{\sqrt{SNR}} = \frac{b}{2\sqrt{2}} \times \frac{1}{\sqrt{SNR}} \quad (15)$$

$K_{x,y}$ 是 BPM 探测器的灵敏度系数; b 是束流管道的内径; SNR 为信号的信噪比。HEPS 储存环的真空盒直径为 22 mm,根据 HEPS 提出的分辨率要求,可以分别计算 BPM 各级数据的信噪比需求如下

$$SNR_{TBT}(\text{dB}) = 10 \times \lg \left(\frac{1}{2\sqrt{2}} \times \frac{22 \times 10^{-3}}{\sigma_{TBT}} \right)^2 = 77.82 \text{ dB} \quad (16)$$

$$SNR_{FA}(\text{dB}) = 10 \times \lg \left(\frac{1}{2\sqrt{2}} \times \frac{22 \times 10^{-3}}{\sigma_{FA}} \right)^2 = 88.28 \text{ dB} \quad (17)$$

$$SNR_{SA}(\text{dB}) = 10 \times \lg \left(\frac{1}{2\sqrt{2}} \times \frac{22 \times 10^{-3}}{\sigma_{SA}} \right)^2 = 97.82 \text{ dB} \quad (18)$$

数字 BPM 电子学获取的 TBT 数据由 ADC 原始数据经带通滤波后得到,其带通滤波增益为

$$GAIN_{ADC_TBT} = 10 \lg \left(\frac{f_s/2}{BW} \right) \text{dB} = 24.32 \text{ dB} \quad (19)$$

其中 ADC 采样频率 f_s 为 119 MHz,带通滤波器带宽 BW 取值为 220 kHz。

通过式(16)与式(19)可计算在满足 HEPS 对 BPM 分辨率要求的前提下, BPM 的原始 ADC 数据信噪比的最小值 SNR_{RAWADC} 为

$$SNR_{RAWADC} = SNR_{TBT} - GAIN_{ADC_TBT} = 77.82 \text{ dB} - 24.32 \text{ dB} = 53.5 \text{ dB} \quad (20)$$

对于 HEPS 数字 BPM 电子学来说, 全部数据处理增益应不小于

$$DSP_{GAIN} = SNR_{SA} - SNR_{RAW.ADC} = 99.82 \text{ dB} - 53.5 \text{ dB} = 44.32 \text{ dB} \quad (21)$$

综上所述, HEPS BPM 相关数据的信噪比需求及数据处理增益需求如图 4 所示。

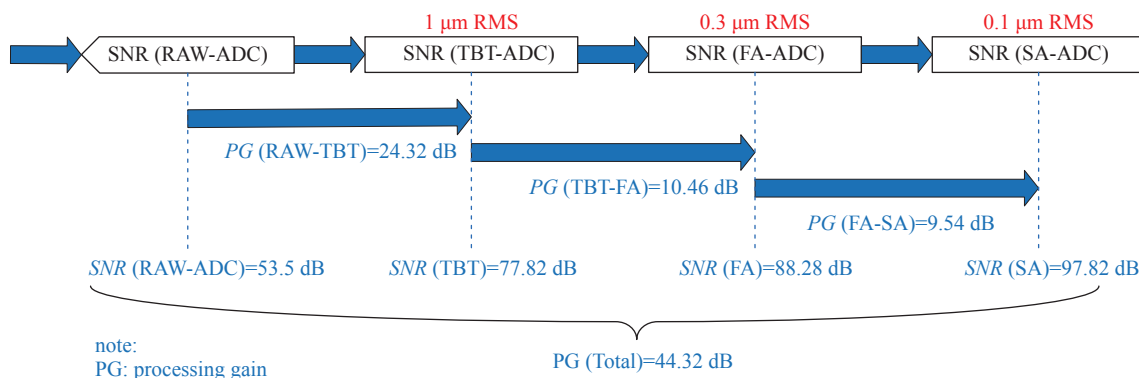


Fig. 4 BPM position data SNR and data processing gain requirements

图 4 BPM 位置数据信噪比及数据处理增益需求

2.4 ADC 采样时钟抖动需求分析

在高频条件下, ADC 的噪声主要受电源和采样时钟影响较大, 在 BPM 电子学中使用了超低噪声稳压器 TPS7A47, 其输出电压噪声在 10 Hz~100 kHz 频率范围内的有效值为 4.17 μV , 相比较于时钟引起的噪声已经非常小了, 可以暂时不予考虑, 因此采样过程中的时钟抖动是影响 ADC 性能的最重要因素。随着 ADC 输入信号频率的增加, 由时钟抖动引起的电压误差也会增加, 这会提高信号的噪声底从而降低信号的信噪比。ADC 的总时钟抖动 t_j 可分为时钟抖动 t_{clk} 和 ADC 孔径抖动 t_{samp} , 时钟抖动是由外部时钟和测试台设置引起的, 而孔径抖动是 ADC 本身固有的, 三者的关系为^[12]

$$t_j^2 = t_{\text{clk}}^2 + t_{\text{samp}}^2 \quad (22)$$

数字 BPM 电子学中的 ADC 芯片采用 Analog 公司的 LTC2165。LTC2165 是 16 位采样率的 A/D 转换器, 适用于高频、宽动态范围信号处理, 其 0.07 ps 的超低抖动设计可实现高信噪比的欠采样应用。因此相较于外部输入时钟, ADC 的孔径时钟也可以忽略, 可以假定认为总时钟抖动就是 ADC 的采样时钟抖动。

ADC 转换数据的信噪比 SNR_{ADC} 与采样时钟抖动 t_j 以及输入信号频率 f_{ADC_in} 直接相关, 即

$$SNR_{ADC} = -20 \lg(2\pi f_{ADC_in} t_{j_{ms}}) \text{ dB} \quad (23)$$

由式(20)可知, 原始 ADC 数据的信噪比应不小于 53.5 dB, 输入信号带入 HEPS 的三次谐波高频腔频率 499.8 MHz, 则采样时钟抖动为

$$t_{\text{jitter}_{ms}} = \frac{1}{2\pi f_{ADC_in}} \times 10^{-\frac{SNR_{adc}}{20}} = 0.673 \text{ ps} \quad (24)$$

故为了满足 HEPS 对于束流位置测量分辨率的要求, ADC 采样时钟的抖动应小于 0.673 ps。

3 系统测试

为了在实验室环境下测量 BPM 系统各部分的信噪比及 ADC 的采样时钟抖动, 分别搭建了 BPM 标定系统和 BPM 电子学测试平台。标定系统用于测量 BPM 探头信号信噪比和经 AFE 处理后输出信号的信噪比; 测试平台用于测量 ADC 采样时钟的抖动、ADC 采样后信号信噪比以及 BPM 位置数据信噪比。将通过标定系统和测试平台测量得到的信噪比与本文第二章中计算的理论值作比较, 检验 BPM 系统能否满足 HEPS 对于 BPM 测量位置分辨率的要求。

3.1 BPM 标定系统

BPM 标定系统用于探头标定实验和 BPM 的基本性能测试, 其结构如图 5 所示, 其硬件主要由模拟束流发生装置、频谱仪 (Tektronix RSA5100B)、机械运动结构、BPM 探头、BPM 电子学、计算机及若干同轴电缆组成。其中模拟束流发生装置又由信号发生器 (ROHDE & SCHWARZ SMF100A)、放大器和高保线 (G-Line) 组成, 高保线向空间发射电磁场被 BPM 探头探测后转化为电压信号进入 BPM 电子学中处理。计算机通过控制软件控制机械运动结

构, 改变 BPM 探头与高保线的相对位置, 由此调整 BPM 探头输出的信号幅度。在 BPM AFE 每个通道的前后两端各有一测试点, 用频谱仪连接测试点 1 和测试点 2, 分别观测 BPM 探头信号和经 AFE 处理后输出信号的频谱, 用频谱仪导出信号的频域数据, 并在计算机中通过 Python 脚本计算信号的信噪比。

3.2 BPM 电子学测试平台

BPM 测试平台可以在实验室环境下测试 BPM 电子学的各项性能, 其具体结构如图 6 所示。平台由两台信号发生器、相噪分析仪 (R&S FSWP 1MHz-8GHz)、网络交换机 (TL-SF1008D)、自行研发的时钟扇出模块、自行研发的时钟抖动消除模块、一分四功分器 (ZFSC-4-1-S+)、数根 SMA 接口的同轴电缆、计算机、数条网线、USB 数据线以及待测的 BPM 电子学 (包含 AFE 与 DFE 两部分) 组成。两台信号发生器相位同步, 分别用于模拟 BPM 系统中的 BPM 信号链路和 ADC 采样时钟链路。相噪分析仪与 AFE 板的采样时钟引出接口相连, 用于对 ADC 采样时钟信号的抖动进行检测。计算机通过网络交换机分别与信号源、相噪分析仪、BPM 电子学相连, 使用 Python 和 MATLAB 语言制作测试脚本, 导出原始 ADC 数据并通过 MATLAB 计算其信噪比。

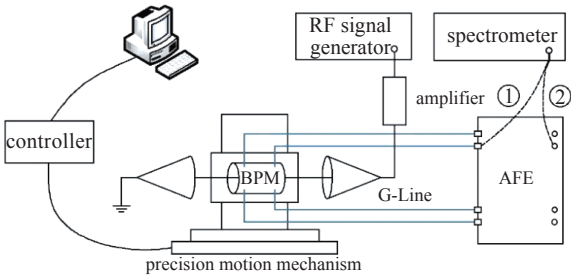


Fig. 5 Structure diagram of BPM calibration system

图 5 BPM 标定系统结构图

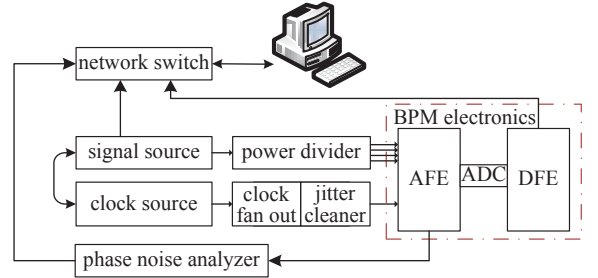


Fig. 6 Structure diagram of BPM electronics test platform

图 6 BPM 电子学测试平台结构图

3.3 信噪比测试

信噪比指一个器件的输出信号功率与输出噪声功率之比。对于时域信号, 可以直接通过 MATLAB 中 `snr` 函数计算时域信号的信噪比。而对于频域信号, 可以通过离散傅里叶变换 (DFT) 的帕塞瓦尔定理将频域能量转换为时域能量, 由此分别得到时域信号功率和时域噪声功率后计算信噪比。令 $x[n]$ 为一长度为 N 的离散时间信号, 信号仅在 $0 \leq n \leq N-1$ 有值, 其快速傅里叶变换 (DFT) 为 $X[k]$, 也为长度为 N 点的离散时间信号, 也仅在 $0 \leq k \leq N-1$ 有值。由帕塞瓦尔定理可知, 时域和频域的信号能量是相等的, 可用公式 (25) 表示。

可以通过式 (25) 计算时域信号的平均功率 P_{RMS} 。对于使用频谱仪获取的频域信号, 需要根据信号带宽区分信号频点与噪声频点, 通过式 (26) 分别计算出信号功率和噪声功率, 并由此计算出信号的信噪比, 即

$$\sum_{n=0}^{N-1} |X[n]|^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |X[k]|^2 \quad (25)$$

$$P_{\text{RMS}} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |X[n]|^2 = \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} |X[k]|^2 \quad (26)$$

$$SNR = 10 \lg \left(\frac{P_{\text{RMS_signal}}}{P_{\text{RMS_noise}}} \right) = 10 \lg \left(\frac{N_{\text{noise}}^2 \times \sum_{\text{signal}} |X[k]|^2}{N_{\text{signal}}^2 \times \sum_{\text{noise}} |X[k]|^2} \right) \quad (27)$$

使用 BPM 标定系统测量 BPM 探头输出信号和 AFE 输出信号的信噪比。在实际测量时调整 BPM 标定系统的机械运动装置和信号发生器, 调节 BPM 探头的输出信号幅度为 150 mV, 频率为 499.9 MHz, 频谱仪的有效带宽范围为 489.8~509.8 MHz, 所得数据共有 801 个频点, 步长为 25 kHz。计算时将幅值大于 0.15 mV 的频点视为信号, 其余频点均视为噪声。使用频谱仪分别在两个测试点测试 BPM 探头信号和 AFE 输出信号的频谱并保存频域数据, 绘制频谱图如图 7 所示。设计 Python 脚本, 将频域数据带入式 (27) 中计算信噪比, 结果如下: 在 BPM 探头 150 mA 信号输出的条件下, BPM 探头信号的信噪比 SNR_{BPM} 为 84.9869 dB, AFE 输出信号的信噪比 SNR_{AFE} 为 81.8334 dB, AFE 板噪声系数 $NF_{\text{AFE}} = SNR_{\text{BPM}} - SNR_{\text{AFE}} = 3.1535 \text{ dB}$ 。

由式 (4) BPM 探头输出信号的信噪比 82.33 dB, 由公式 (13) 计算的射频调理电路模块整体的噪声系数

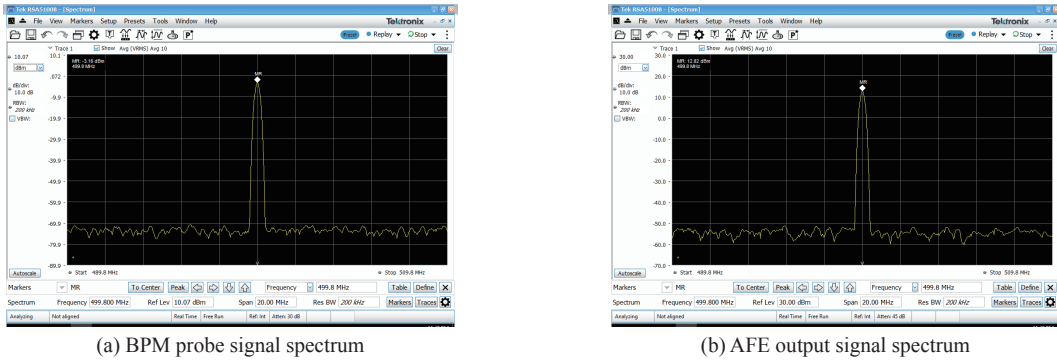


Fig. 7 Spectrum analyzer test result diagram

图 7 频谱仪测试结果图

NF_{AFE} 为 2.161 dB。在实验室测试时可以忽略线缆噪声和衰减,从计算结果中可以看出,BPM 探头信号和 AFE 输出信号信噪比的实测值与理论值相近,由此也可以验证本文第二章理论推导部分的合理性。

使用 BPM 测试平台时,可以在上位机获取到 BPM 电子学的原始 ADC 数据、TBT 数据、FA 数据和 SA 数据,因此可以测量 BPM 位置数据和 ADC 采样数据的信噪比。此时上位机获取的数据均为时域数据,调整信号输入幅度保证 ADC 工作在最佳状态,保存数据后通过 MATLAB 中 SNR 函数计算信噪比。原始 ADC 数据处理结果如图 8 所示,此时原始 ADC 数据的信噪比为 54.15 dB,由式 (20) 可知,原始 ADC 数据信噪比应不小于 53.5 dB,因此测试结果满足 HEPS 的工程需求。

3.4 采样时钟抖动测试

使用 BPM 电子学测试平台实现 ADC 采样时钟抖动的测量,具体有两种方法:一是直接将 ADC 采样时钟信号接入相噪分析仪中进行测量,可以直接测得采样时钟抖动的有效值;二是计算机通过网络获取到 ADC 的采样数据,在 MATLAB 中绘制出原始 ADC 数据的统计直方图即浴盆图,通过浴盆图的结果计算出 ADC 的采样时钟抖动。相噪分析仪直接对输入时钟信号进行测量,没有考虑到 ADC 对于采样点的影响,同时时钟扇出芯片型号、SMA 线缆型号、单端连接方式等多种因素都会对测量结果产生影响,因此测量值与实际采样时钟抖动之间存在误差。浴盆图方法直接从 ADC 采样数据入手,测量的结果为 ADC 采样的总时钟抖动,因此相比于第一种方法测试结果更精确。

图 9 为使用相噪分析仪直接测量的 ADC 采样时钟抖动结果,测得 ADC 采样时钟的抖动为 445.117 fs,由式 (24) 可知 ADC 采样时钟的抖动应不大于 673 fs,由此可证明当前的 BPM 电子学的时钟逻辑可以满足 HEPS 对于束流位置测量分辨率的要求。

4 结论

本文从工程角度出发,对将会在 HEPS 中批量使用的数字 BPM 系统的信噪比和时钟抖动需求进行了全方位的分析,并通过测试平台检验当前 BPM 系统的信噪比与时钟抖动能否满足工程需求。分析结果表明,在 200 mA 的储存环流强条件下,BPM 电子学输入端的信噪比应不小于 76.59 dB;为了达到 HEPS 对于 BPM 位置测量分辨率的要求,BPM 的原始 ADC 数据信噪比应不小于 53.5 dB,全部数据处理增益应不小于 44.32 dB,ADC 采样时钟的抖动应小于 0.673 ps。测试结果证明当前的 BPM 系统各部分能够满足上述各项指标。

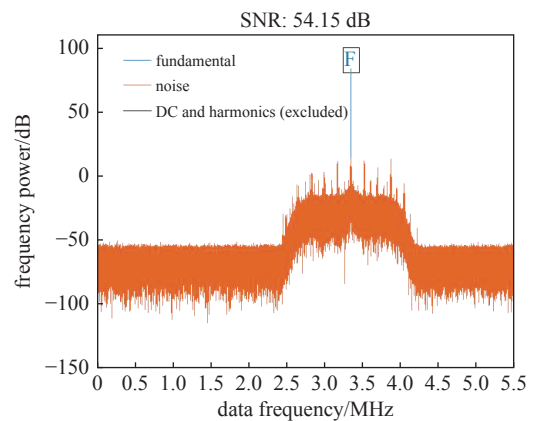


Fig. 8 SNR test result of original ADC data

图 8 原始 ADC 数据信噪比测试结果

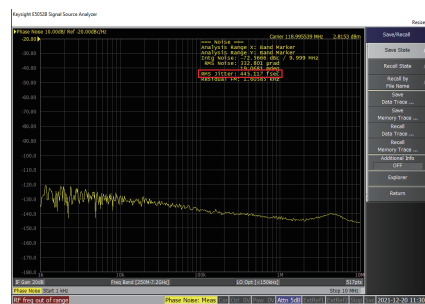


Fig. 9 Sampling clock jitter test result

图 9 采样时钟抖动测试结果

参考文献:

- [1] 赵籍九, 尹兆升. 粒子加速器技术[M]. 北京: 高等教育出版社, 2006. (Zhao Jijiu, Yin Zhaosheng. Particle accelerator technology[M]. Beijing: Higher Education Press, 2006)
- [2] 赖龙伟, 冷用斌, 阎映炳, 等. 数字BPM信号处理器的研制进展[J]. 原子能科学技术, 2015, 49(s2): 607-610. (Lai Longwei, Leng Yongbin, Yan Yingbing, et al. Progress of digital BPM signal processor[J]. Atomic Energy Science and Technology, 2015, 49(s2): 607-610)
- [3] 中国科学院高能物理研究所. HEPS-TF束测系统初步设计报告[R]. 北京: 中国科学院高能物理研究所, 2015. (Institute of High Energy Physics, Chinese Academy of Sciences. Preliminary design report of HEPS-TF beam measurement system[R]. Beijing: Institute of High Energy Physics, Chinese Academy of Sciences, 2015)
- [4] 高国栋, 曹建社, 刘智, 等. 数字束流位置探测器通道自动增益校准方法的研究与实现[J]. 强激光与粒子束, 2021, 33: 094006. (Gao Guodong, Cao Jianshe, Liu Zhi, et al. Study and implementation of automatic gain calibration method for 4-channel digital beam position monitor[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2021, 33: 094006)
- [5] 吴义华. 利用ADC测量时钟技术的研究[D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2007. (Wu Yihua. Research on clock measurement methods using ADCs[D]. Hefei: University of Science and Technology of China, 2007)
- [6] 随艳峰, 杜焱焱, 叶强, 等. 基于BEPC II数字束流位置测量系统电子学系统的设计与实现[J]. 原子能科学技术, 2020, 54(1): 172-178. (Sui Yanfeng, Du Yaoyao, Ye Qiang, et al. Development of digital beam position monitor electronics system based on BEPC II [J]. Atomic Energy Science and Technology, 2020, 54(1): 172-178)
- [7] Molotkov S N. On the relationship between: L Boltzmann entropy, M Planck distribution, C Shannon information and the principle of particles indistinguishability[J]. Laser Physics Letters, 2020, 17: 115202.
- [8] Du Yaoyao, Yang Jing, Wang Lin, et al. Design of RF front end of digital BPM for BEPCII[J]. Radiation Detection Technology and Methods, 2019, 3: 38.
- [9] 杜焱焱. HEPS数字BPM前端射频调理电路的研制[D]. 北京: 中国科学院大学, 2019. (Du Yaoyao. Development of RF front end for HEPS digital BPM[D]. Beijing: University of Chinese Academy of Sciences, 2019)
- [10] 马宇飞, 周嘉申, 曹建社, 等. 基于BEPC II的数字束流位置探测器信号处理算法的FPGA实现[J]. 原子能科学技术, 2018, 52(10): 1874-1878. (Ma Yufei, Zhou Jiashen, Cao Jianshe, et al. Implementation of digital beam position monitor signal processing algorithm in FPGA based on BEPC II [J]. Atomic Energy Science and Technology, 2018, 52(10): 1874-1878)
- [11] Smith S R. Beam positior monitor engineering[C]//7th Beam Instrumentation Workshop. 1996.
- [12] Chaganti S, Xu Li, Chen Degang. A low-cost method for separation and accurate estimation of ADC noise, aperture jitter, and clock jitter[C]//2017 IEEE 35th VLSI Test Symposium (VTS). 2017: 1-6.