

对数比电路在加速器束团位置监测中的应用及测量

马庆力 詹志锋 吴孝义 王筠华 阴泽杰

(中国科学技术大学近代物理系 合肥 230027)

摘要 详细介绍了在合肥同步辐射实验室 (NSRL) 二期工程中的束团位置监测 (BPM) 电子学系统中对数比电路的设计与应用。结合对数放大器自身的特性, 介绍了此电路在 BPM 系统中的组成、工作原理、测量内容、方法和结果。

关键词 对数放大器, 对数比电路, AD8307

中图分类号 TL594

在合肥同步辐射实验室 (NSRL) 二期工程的注入和高频系统更新过程中, 为了监测注入束流位置, 判定注入效率和 Damping 率以及研究 β 振荡和轨迹瞬时变化, 我们在储存环上设计并研制了束团位置监测 (BPM) 测量系统。因为 NSRL 储存环周长 66 m, 电子回旋周期只有 $0.22 \mu\text{s}$ ($f_0 = 4.533 \text{ MHz}$), 实现逐圈测量具有挑战性。因此, 选择合理的科学方案是至关重要的。

较早应用于 BPM 信号的检测技术主要采用和差 (Difference-over-sum) 型和 AM-PM (Amplitude-modulation-to-phase-modulation) 型两种电路。随着通信技术的进步, 工作频率可达 500 MHz 的带有包络检波功能的宽带对数放大器应运而生, 对数比 (log-ratio) 技术得到较多的应用。该电路本身造价较低且可直接工作在 Bunch-crossing 频率上, 使得后续的信号处理电子学线路变得相对简单。

1 电子学框图及对数比电路

BPM 系统电子学框图如图 1 所示。它由四个完全相同的前端整形电路、两组减法运算电路和一组加法运算电路组成。在整形电路中, 主要包括高速模拟开关单元、带通滤波单元及对数放大器单元。

对数比线路处理来自两个相对的电极的信号, 输出束流反映这两个电极之间的线性关系位置。因为 BPM 是倾斜放置 ($\alpha = 45^\circ$), 因此需要将电路输出转换到水平和垂直坐标, 我们在数据采集驱动程序中通过软件来实现坐标矩阵转换^[1]。

$$\begin{pmatrix} X \\ Y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha \\ \sin \alpha & \cos \alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X' \\ Y' \end{pmatrix}$$

经坐标变换, 该线路处理的数据能真实反映束流 X, Y 位置, 达到了简化线路、提高测试精度的目的。

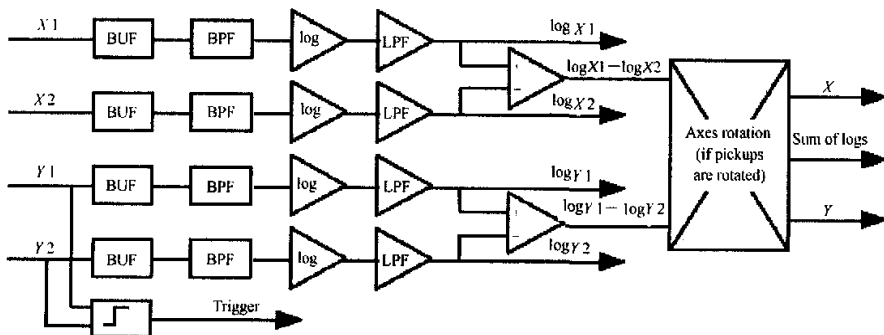


图 1 系统原理框图

Fig.1 Schematic of system principle

第一作者: 马庆力, 男, 1975 年出生, 2000 年中国科学技术大学硕博连读研究生

收稿日期: 2002-06-21, 修回日期: 2003-05-21

1.1 对数比电路的组成及特性

对数比电路是由 204 MHz RF 频率的带通滤波器、工作频率最高可达 500 MHz 的对数放大器和差分放大器组成。对数放大器我们选用 AD8307。204 MHz 对数比处理系统见图 2。

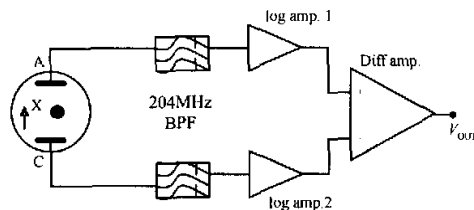


图 2 204 MHz 对数比处理电路

Fig.2 Scheme of 204 MHz log-ratio circuit

我们知道 NSRL 中束团中心频率为 204 MHz，对于这样的高频，系统采用三级 LC 无源带通滤波器，带宽为 10MHz。

从带通滤波器出来的 204 MHz 信号需要进行放大和峰值检波，我们采用 Analog device 公司的对数放大器 AD8307 实现这一功能。对数放大器的输入与输出呈对数关系，一般适用于输入信号动态范围大的系统，但同时它具有检波功能，这实际上是我们采用此芯片的关键，因为它的输出既包含输入信号的包络，又包含该输入

的信号幅度信息，还有相位信息。AD8307 是一个 92dB 量程的对数放大器（-75—+17dB），工作频率从直流到 500MHz，工作电压为 2.7—5.5 V。对数线性度 100 MHz 时为 $\pm 0.3\text{dB}$ ，到 500 MHz 时为 $\pm 1\text{dB}$ ，斜率为 25 mV/dB。其内部结构如图 3。

AD8307 每一个增益单元都有一个跨导单元 gm，以此将不同的输出电压转换为电流，通过跨导又转换为电压，获得一个对数输出。同时，gm 单元产生的输出电流与输入电压正负无关，也就是说使用了绝对值功能，从而最终输出为单极性信号。这一点从示波器上也可看出（如图 4）。

AD8307 的输入输出关系为： $V_{out} = V_T(\log V_{in}/V_X)$ ，其中 V_{out} 为输出电压； V_{in} 为输入电压； V_T 为斜率电压，单位为 mV/dB； V_X 为截距电压。在此单元系统中， V_T 和 V_X 设置为可调，目的在于便于调节四路的平衡性，达到系统要求。AD8307 实用单元电路如图 5 所示，调节电位器 VR1，实现对 V_T 的改变；调节电位器 VR2，实现对 V_X 的变化。检波输出后，系统频率应在 5MHz 左右（204.045 MHz/45），因此需用一个低通滤波，而 AD8307 输出具有低通滤波的功能，本身带宽为 5MHz，若在输出引脚上加一个接地电容可以降低拐角频率，加一个接地电阻则可以升高拐角频率。

信号经过检波后进行减法运算，此时信号频率为 5MHz。所选用的差分放大器芯片为 MAXIM 公司的 Max4112(ESA)。

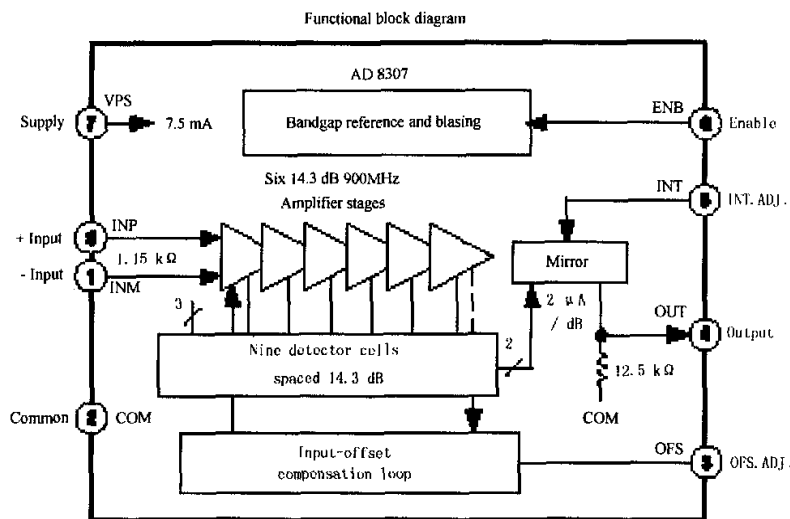


图 3 AD8307 内部结构框图

Fig.3 Schematic of AD8307 structure

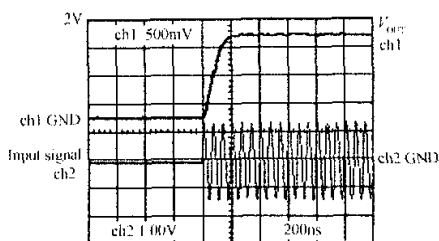


图4 AD8307的输入输出信号波形图

Fig.4 Input and output signals of AD8307

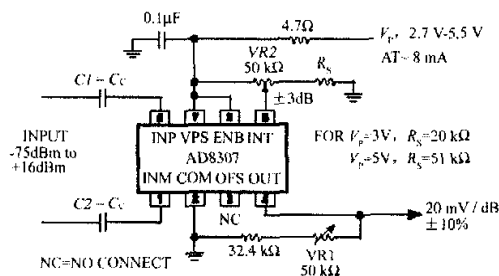


图5 AD8307实用电路

Fig.5 Practical circuit of AD8307

1.2 用对数比电路测束流位置的原理

根据电磁场仿真计算和实际测量的结果, 储存环真空管道中束流的 X 、 Y 位置可近似看作电极电压 $\log$ -ratio 的线性函数。以 X 为例, 它由下式来表示^[2]:

$$X = \frac{1}{S \times G_{STM}} \times 20 \times \log \left(\frac{V_R}{V_L} \right) = \frac{1}{S \times G_{STM}} \times 20 \times (\log V_R - \log V_L) \quad (1)$$

式中, $S = \frac{80}{\ln(10)} \times \frac{1}{a} (\text{dB/mm})$, 为 BPM 探测

电极灵敏度; 其中 a 为圆柱型管道半径; V_L 和 V_R 分别为左右探测电极电压; $G_{STM} (\text{mV/dB})$ 是系统的增益, 它包括对数放大器和差分放大器以及系统其他的增益; 由于对数比与束团位置信号成比例, 因此可以通过以下式子把电压表达的位置信息转换为 mm 表示的位置信息。

$$X = \frac{1}{S \times G_{STM}} \times V_{OUT}$$

其中 V_{OUT} 表示差分放大器输出。因对数放大器输出被归一化, 所以该线路计算结果与束流的强度无关。

2 测试对数比电路内容、方法及结果

由于 NSRL 存储环在多束团运行模式时流强将达 350 mA, 而单束团时是 50 mA。RF 系统频率为 204.035 MHz, 全环共有 45 个束团。束团长度 $\sigma = (3-8) \text{cm}$ 。为了逐圈跟踪某个束团和两个 BPM 之间的相空间测量, 系统应该达到表 1 所示的性能指标。

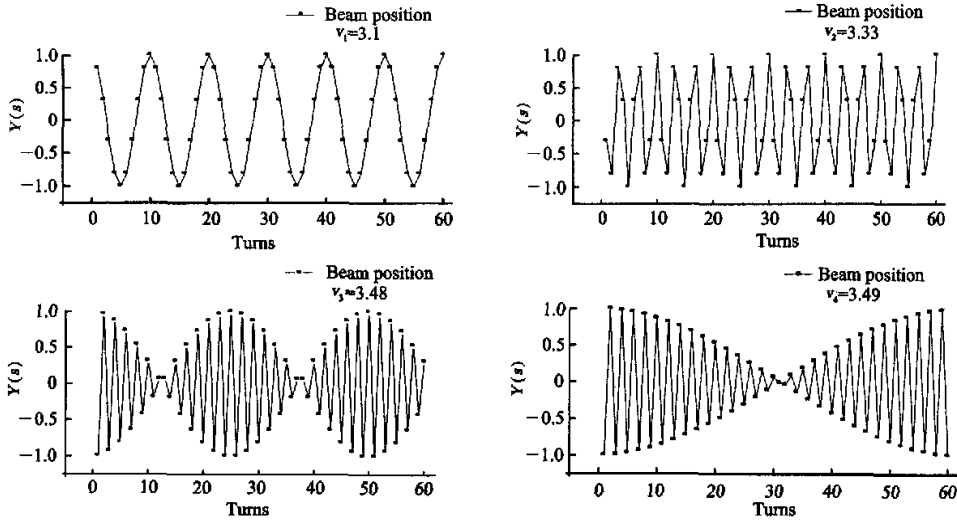
表1 NSRL 测量系统参数

Table 1 System parameters of NSRL measurement

动态范围	10—(-50 dBm)
Dynamic scope	
输出信噪比	40 dB
Output signal and noise ratio	
在动态范围内系统线性度	<1%
System linearity	
脉冲重复周期	220 ns
Pulse period	
触发延时调节步距	0.5 ns
Adjusting step of trigger delay	
调节精度	0.1 ns
Adjusting precision	
总体时间抖动	0.2 ns
Total dithering time	

2.1 逐圈测量

如在某点做逐圈测量, 由方程 $y(s) = A\sqrt{\beta(s)} \cos(\int \frac{ds}{\beta} + \Phi_0)$ 决定。假定在 T_0 时刻 (第 0 圈) 的相位为 Φ_0 , 则从此开始的各测量点依次为 $(\Phi_0 + 2\pi n\nu)$ ^[1]。令 Φ_0 为零度, 所得的不同 ν 值时环上可以预见的某点束流位置的变化曲线如图 6。从图 6 可以看出, 当 ν ($N < \nu_1 < \nu_2 < \nu_3 < \nu_4 < (N+0.5)$) 越接近半整数时, 就越明显地出现幅度被调制的现象, 束流位置振荡调制周期也越长。而且, 如果数据点是足够多的话, 从一系列粒子轨迹可获得 ν 变化与 Damping 时间的关系, 数据处理一般要变换到频域来分析。此外这个方案还可以用来观察储存环工作点随时间的变化, 应用基频数字分析 (NAFF) 等方法, 可从尽可能少的数据点得到较高的分辨。

图 6 不同 ν 值时环上某点束流位置的变化曲线图Fig.6 Position variation curves for different ν values

2.2 相空间测量

若采用两个 BPM 做相空间测量, 在选取 BPM 时应遵循两个原则: 首先该处的自由振荡幅度 β 要大; 其次两个 BPM 之间的相位差最好接近 $\pi/2$ 或 $3\pi/2$ ^[1]。相空间测量示意图见图 7 所示。由图 7 可见, 从两点间传输矩阵可得到两 BPM 之间任何一点 X_0 的相空坐标为 $(X_0, \beta_0 X_0' + \alpha_0 X_0)$, 而 X_0 见 (2) 式, $\beta_0 X_0' + \alpha_0 X_0$ 见 (3) 式。由相空间椭圆方程的形式 [(4) 式] 可知, 要使相空间测量由于位置测量

引入的 W 误差最小, 即 ΔW 最小, 最后归结为要求 (5) 式分母中 $|\sin(\Phi_1 + \Phi_2)| = 1$, 即两测量点相位差为 $\pi/2$ 或 $3\pi/2$ 。同时还可以看出, 仅从误差角度考虑, 处于分母中的 β 值也要尽可能的大。根据以上原则, 我们不仅要注意到选择 β 函数较大, 而且要选择非线性设备少的地方, 以便提高测试数据的分辨率。

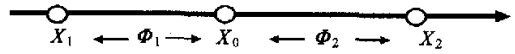


图 7 相空间测量示意图

Fig.7 Sketch map of phase spatial measurement

$$X_0 = \frac{\sqrt{\beta_1} \sin \Phi_1 X_2 + \sqrt{\beta_2} \sin \Phi_2 X_1}{\sqrt{\frac{\beta_1 \beta_2}{\beta_0}} [\sin \Phi_1 (\cos \Phi_2 + \alpha_0 \sin \Phi_2) + \sin \Phi_2 (\cos \Phi_1 - \alpha_0 \sin \Phi_1)]} = \frac{\sqrt{\frac{\beta_0}{\beta_2}} \sin \Phi_1 X_2 + \sqrt{\frac{\beta_0}{\beta_1}} \sin \Phi_2 X_1}{\sin(\Phi_1 + \Phi_2)} \quad (2)$$

$$\beta_0 X_0' + \alpha_0 X_0 = \sqrt{\frac{\beta_0}{\beta_2}} \frac{\cos \Phi_1}{\sin(\Phi_1 + \Phi_2)} X_2 - \sqrt{\frac{\beta_0}{\beta_1}} \frac{\cos \Phi_2}{\sin(\Phi_1 + \Phi_2)} X_1 \quad (3)$$

$$\frac{1}{\beta} [X^2 + (\beta X' + \alpha X)^2] = W \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \Delta W &= 2X_0 \Delta X_0 + 2(\beta_0 X_0' + \alpha_0 X_0) \Delta(\beta_0 X_0' + \alpha_0 X_0) \\ &= \frac{2\beta_0}{\beta_2 \sin^2(\Phi_1 + \Phi_2)} X_2 \Delta X_2 + \frac{2\beta_0}{\beta_1 \sin(\Phi_1 + \Phi_2)} X_1 \Delta X_1 - \frac{\beta_0 \cos(\Phi_1 + \Phi_2)}{\sqrt{\beta_1 \beta_2} \sin(\Phi_1 + \Phi_2)} \Delta(X_1 X_2) \end{aligned} \quad (5)$$

2.3 测试方法及结果

在 NSRL 的 BPM 系统中, 圆柱形管道半径 a 为 43 mm, 得到探测电极灵敏度 S 为 0.808 dB/mm。AD8307 增益的典型值为 25 mV/dB, 并且差分放大器系统和其他系统增益是基本一致的, 因此束团位置为: $X(\text{mm})=1/20.2 V_{\text{out}}$ 。

束团位置测量时, 从 NSRL 引出两路 204 MHz 环高频信号后经过可控衰减器进入 X 方向的对数比电路两个输入端, 这样差分放大器从对数比电路输出获得一个 X 方向位置模拟信号。调节衰减器衰减使两路信号差异在 0—10 dB 范围内变化。在每个衰减值下, 在 10—-55 dBm 范围改变输入功率, 步长为 5 dBm, 测量输出信号电压值, 再把电压 (V) 转换成位置 (mm)。当一路衰减改变时, 另一路衰减可设为 0。同时, 对数比电路的斜率和截距可以通过电位器调节。测试结果见图 8。图 8 中每条测试线水平部分对应的偏移量表示各个固定衰减差异下束团在环内的位置偏移量, 其中水平方向实线表示该条测试线水平部分的平均值。如前所述, AD8307 斜率期望值为 25 mV/dB, 而通过拟合数据得到斜率为 26 mV/dB, 有 4% 的误差。从图 8 还可

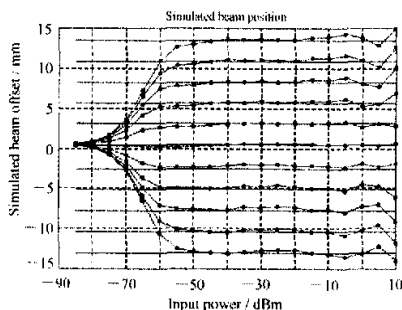


图8 模拟束团位置图

Fig.8 Diagram of simulated beam position

看出, 此电路动态范围为 55 dB, 因此 5 dBm 的步长能反应出 AD8307 在 500 MHz 输入的频率特性。

通过示波器得到 LPF 输出 V_{rms} 为 3.4 mV, LPF 带宽为 50 kHz, 增益为 4, 因此 LPF 输入端噪音为 0.85 mV (V_{rms}) 或 -48 dBm。用频谱分析仪测得数据为 -112 dBm/Hz, 因此, 在 50 kHz (47 dB) 下噪音为 -65 dBm 或 126 μV (V_{rms}) (-30 dBm 输入信号)。分别在 0 dBm、-30 dBm、-50 dBm 和 -60 dBm 的输入信号下测量噪音, 在 0 dBm 和 -30 dBm 下的噪音相同, 而在 -50 dBm 和 -60 dBm 下的噪音分别增加到 -104 dBm/Hz 和 -92 dBm/Hz。当把输入点与地短接时, BPM 对数比电路的 LPF 输入端噪音为 -46.4 dBm。因此 BPM 对数比电路的分辨率为:

$$\sigma_x = \frac{1}{S \times G_{\text{STM}}} \times 126 \mu\text{V} (V_{\text{rms}}) \approx 6.2 \mu\text{m}。$$

3 结论

对数比电路在合肥同步辐射实验室的束团位置测量中起着关键的作用。它具有低噪声、高带宽、宽的动态范围、输出信号的线性远好于和差和 AM-PM 技术。系统采用窄带滤波频域处理以降低对器件的频响要求, 从而降低成本和执行难度, 对数比信号处理技术越来越受到重视。

参考文献

- 1 王筠华, 李为民, 孙葆根, 等. 强激光与粒子束, 2001, 14(4): 485—488
WANG Junhua, LI Weiming, SUN Baogen, et al. High Power Laser and Particle Beams, 2001, 14(4): 485 - 488
- 2 Evgeny A Medvedko, Stephen R Smith. The logarithmic beam position monitor, SLAC-PUB-8445, 2000

Application and measurement of Log-Ratio Circuit of BPM system of NSRL

MA Qingli ZHAN Zhifeng WU Xiaoyi WANG Junhua YIN Zejie

(Department of Modern Physics, University of Science and Technology of China, Hefei 230027)

Abstract This article discusses the design and application of Log-Ratio Circuit of BPM system in the Phase II Project of NSRL in detail. According to log amplifier's characters, we introduce the structure, principle and experimental results of the circuit in BPM.

Key words Log amplifier, Log-Ratio Circuit, AD8307

CLC TL594