

# 中国散裂中子源快循环同步加速器 环斜切型束流位置探测器设计

毕宏宇, 徐韬光, 傅世年

(中国科学院 高能物理研究所, 北京 100049)

**摘要:**束流位置探测器(BPM)是加速器束流测量系统的重要组成部分。本文通过在斜切型 BPM 的差和比计算式中引入相对电极间的耦合电容及电容差,解释实测灵敏度偏小、存在零点偏移量的原因。结合模拟软件 CST 的仿真结果及推得的计算式,得到 BPM 几何结构与电子学参数的关系。最后,基于 CSNS-RCS 环上参数及电子学要求,得到优化的 BPM 几何结构及其电子学参数值。

**关键词:**束流位置测量;斜切型束流位置探测器;灵敏度

中图分类号:TL506

文献标志码:A

文章编号:1000-6931(2011)05-0600-06

## Design of Linear-Cut Beam Position Monitor in Rapid Cycling Synchrotron of China Spallation Neutron Source

BI Hong-yu, XU Tao-guang, FU Shi-nian

(*Institute of High Energy Physics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China*)

**Abstract:** Beam position monitor (BPM) is an important part of the beam measurement system. In this article, by introducing the coupling capacitance (plate-to-plate cross-talk) and the difference capacitance of two electrodes into the formula of the linear-cut BPM by difference over sum method, the reasons of the low sensitivity and the offset of the electrical center of the BPM were got. The relationship between geometry and electronics parameters by combining the formulas and the calculated results of the CST program were obtained. Finally, by considering the requirements of the CSNS-RCS and electronics, the optimized geometry and the electronics parameters of the BPM were got.

**Key words:** beam position measurement; linear-cut beam position monitor; sensitivity

中国散裂中子源(CSNS)建成后将在生物、生命、医药等研究领域发挥重要作用,它与同步辐射光源互为补充,成为基础科学研究和新材料研发的最重要平台。CSNS 的总体设计指标

如下:打靶质子束流功率为 100 kW,质子束能量为 1.6 GeV<sup>[1]</sup>,束流脉冲重复频率为 25 Hz,快循环同步加速器(RCS)环高频谐波数为 2。RCS 上束流位置探测器(BPM)是 CSNS 束测

中的重要组成部分,全环需 40 台。选择斜切型 BPM 作为 RCS 的位置探头,其有大感应面积、灵敏度较高、线性度较好的优点,适用于质子加速器中测量长束团或漂移束。本文中的 BPM 设计如下:基于束流管道半径 122 mm,环上束流功率 100 W,注入束流强度 5~15 mA,相对速度  $\beta=0.3661$ ,束团脉宽 500 ns,经过涂抹和加速后最终脉冲流强峰值为 35 A,相对速度  $\beta=0.9292$ ,束团脉宽为 80 ns。BPM 设计的目标是在满足电子学最低要求输入信号电压为 mV 量级情况下,尽量提高探头灵敏度。

### 1 斜切型 BPM 计算式推导及优化

选择斜切型 BPM 如图 1 所示。



图 1 斜切型 BPM  
Fig. 1 Linear-cut BPM

对于斜切型 BPM,当束流位置发生偏移,采用电极感应信号的和差法求得的位置与束流实际偏离位置有很好的线性<sup>[2]</sup>,有:

$$S_x = \frac{V_2 - V_1}{V_2 + V_1} \quad (1)$$

式中: $S$ 为 BPM 的灵敏度; $V_1$ 为  $x$  负向电极测得的电压; $V_2$ 为  $x$  正向电极测得电压。

灵敏度越高,束流偏离位置越大,测得的电压差和比越大。对测 1 个方向的斜切型 BPM,采用未优化的 BPM 参数进行模拟,CST 微波工作室仿真得到电极电压差和比  $m(m=S_x)$  与束流位置的关系为: $m=0.004480x-0.000030$ 。截距  $-0.000030$  相当于束流在中心位置时测得的结果偏移了 0.0067 mm,是个极小量,由仿真误差引起。但对于同时存在  $x$  向和  $y$  向电极的模型(图 1)得到的  $m=0.004370x+0.007135$ 。这里出现的截距远大于 1 个方向电极的 BPM 结构仿真所得到的结果,与文献[3-4]一致。因此,需对式(1)进行修正,预测出束流零点偏移值,并分析斜切型 BPM 的几何结构与灵敏度以及偏移值之间的关系,以便对 BPM 进行优化设计,减少模拟时间。

对  $x$  方向测量电极的 BPM,等效电路<sup>[2]</sup>如图 2 所示。

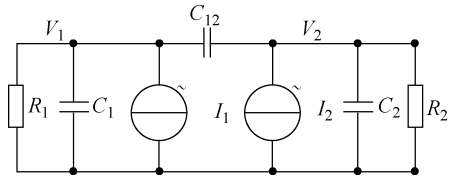


图 2 BPM 等效电路  
Fig. 2 Equivalent circuit of BPM

图 2 中, $I_1$ 、 $I_2$  分别为两相对电极感应电流; $R_1$ 和  $R_2$ , $C_1$ 和  $C_2$  分别为电极的外接等效电阻及电极电容; $C_{12}$  为两相对电极间的耦合电容,一般要求  $R_1=R_2=R$ 。

令  $\frac{1}{Z_1} = j\omega C_1 + \frac{1}{R}$ ,  $\frac{1}{Z_2} = j\omega C_2 + \frac{1}{R}$ , 由图 2 中电路得到:

$$V_1 = \frac{Z_1 I_1 + (I_1 + I_2) Z_1 Z_2 j\omega C_{12}}{1 + (Z_1 + Z_2) j\omega C_{12}} \quad (2)$$

$$V_2 = \frac{Z_2 I_2 + (I_1 + I_2) Z_1 Z_2 j\omega C_{12}}{1 + (Z_1 + Z_2) j\omega C_{12}} \quad (3)$$

由式(2)、(3)得到差和比:

$$\frac{V_2 - V_1}{V_2 + V_1} = \frac{Z_2 I_2 - Z_1 I_1}{Z_2 I_2 + Z_1 I_1 + 2(I_2 + I_1) Z_2 Z_1 j\omega C_{12}} \quad (4)$$

感应电流与束流流强的关系式<sup>[3]</sup>为:

$$I_1 = j\omega \left(1 - \frac{x}{a}\right) I_B \frac{gl}{v}$$

$$I_2 = j\omega \left(1 + \frac{x}{a}\right) I_B \frac{gl}{v} \quad (5)$$

式中: $I_B$ 为束流强度; $a$ 为斜切型 BPM 的电极内径; $g \approx 0.5$ ; $l$ 为电极长度; $v$ 为束流速度。

推导出差和比计算式为:

$$\frac{V_2 - V_1}{V_2 + V_1} = \frac{\frac{2}{j\omega R} + C_1 + C_2}{\frac{2}{j\omega R} + C_1 + C_2 + 4C_{12} + \frac{x}{a}(C_1 - C_2)} \cdot \frac{x}{a} + \frac{C_1 - C_2}{\frac{2}{j\omega R} + C_1 + C_2 + 4C_{12} + \frac{x}{a}(C_1 - C_2)} = S_x + b \quad (6)$$

当 BPM 两端端口的几何参数相同,得到

$C_1 = C_2$ , 此时,  $b = 0$ , 可得式(1)的形式。但当  $x, y$  向电极同时存在,  $x$  向电极右端加入了  $y$  向测量电极, 由于电极分布特性, 造成  $x$  正向电极与  $y$  负向电极耦合, 使得  $x$  方向相应两电极的电容值不等, 从而会产生束流零点偏移误差。

令  $C = C_1 - C_2, S_0 = 1/a$ , 得到:

$$S = \frac{\frac{2}{j\omega R} + 2C_2 + C}{\frac{2}{j\omega R} + 2C_2 + 4C_{12} + \left(1 + \frac{x}{a}\right)C} S_0 = \left(1 - \frac{4C_{12}}{\frac{2}{j\omega R} + 2C_2 + 4C_{12} + \left(1 + \frac{x}{a}\right)C} - \frac{\frac{x}{a}C}{\frac{2}{j\omega R} + 2C_2 + 4C_{12} + \left(1 + \frac{x}{a}\right)C}\right) S_0 \quad (7)$$

$$b = \frac{C}{\frac{2}{j\omega R} + 2C_2 + 4C_{12} + \left(1 + \frac{x}{a}\right)C} \quad (8)$$

从式(7)可看到, BPM 的实际灵敏度都小于  $S_0$ 。

同时, 可得到束流在中心位置处的输出电压  $V_1$  为:

$$V_1 = \frac{\left(C_2 + \frac{1}{j\omega R}\right) + 2C_{12}}{\left(C_2 + \frac{1}{j\omega R}\right)\left(C_1 + \frac{1}{j\omega R}\right) + \left(C_1 + C_2 + \frac{2}{j\omega R}\right)C_{12}} \cdot \frac{l}{2v} \cdot I_B \quad (9)$$

令  $V_1$  与  $I_B$  的比值为  $Z$ , 同时简化计算式, 令  $C_1 \approx C_2 = C$ , 有:

$$Z = \frac{\left(C_2 + \frac{1}{j\omega R}\right) + 2C_{12}}{\left(C_2 + \frac{1}{j\omega R}\right)\left(C_1 + \frac{1}{j\omega R}\right) + \left(C_1 + C_2 + \frac{2}{j\omega R}\right)C_{12}} \cdot \frac{l}{2v} \approx \frac{1}{C + \frac{1}{j\omega R}} \cdot \frac{l}{2v} \quad (10)$$

$Z$  反映 BPM 束流流强与电极信号间的关系,  $Z$  越大, 对应接收到的电压越大。

根据得到的计算式与仿真相结合对斜切型 BPM 的  $S$  及  $b$  进行研究。所研究模型的中间保护环宽度为 20 mm, 电极与外壳的距离为 9 mm, 电极与保护环间距为 6.5 mm(图 1), 此

结构下的  $C_2$  为 50 pF。由 CST 的微波工作室时域求解器仿真束流通过 BPM 模型得到输出电压的时域与频域; 由电磁工作室静电场求解器得到 BPM 模型中电极板之间的电容。

式(7)、(8)的分母中含有的  $\frac{x}{a}C$ , 是影响计算式线性的项。其值随束流中心位置  $x$  从  $-a \sim a$  变化分别取  $-C \sim C$ 。仿真得到  $C$  约为  $C_2$  的 2%, 在分母  $\frac{2}{j\omega R} + C_1 + C_2 + 4C_{12} + \frac{x}{a}(C_1 - C_2)$  中, 因此, 当  $x$  变化时, 对式(6)的线性度影响很小。同时, 从仿真结果看, 斜切型 BPM 在  $\pm 80\%$  电极半径(122 mm)范围内, 差和比处理结果的  $R^2 = 0.999998$ , 拟合值与计算值在 60% 电极半径范围内相差不超过 0.14 mm, 线性度较好。式(7)中,  $C_{12}$  是使  $S$  小于  $S_0$  的主要因素, 同时,  $C_{12}$  越小,  $S$  越大;  $C_2$  越大, 灵敏度越大。因此, 欲得到高灵敏度, 就要减小  $C_{12}$ , 增大  $C_2$ 。在式(8)中, 若减小  $b$ , 就要减小  $C$ , 增大  $C_2$ 。

## 2 S 和 b 与外接电阻 R 的关系

从式(6)中可看到, 灵敏度  $S$  及偏移量  $b$  是与频率  $\omega$  相关的, 同时, 时域中程序模拟得到的  $S$  和  $b$  均可在频域中找到对应的值。取阻抗  $R = 50 \Omega, 1 \text{ M}\Omega$ , 按式(7)进行估算, 得到的灵敏度与频率的关系如图 3、4 所示(图中标注点为对应时域仿真结果)。

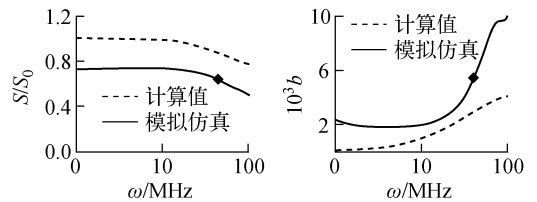


图 3 阻抗  $R = 50 \Omega$  时式(7)、(8)计算值与仿真结果  
Fig. 3 Calculation and simulation results at  $R = 50 \Omega$

从图 3、4 可看到,  $\omega$  越小,  $S$  越大。同时, 阻抗  $R = 1 \text{ M}\Omega$  下灵敏度曲线更接近于直线, 在低频情况下, 频率对灵敏度的影响较小, 增大电阻可在频域下得到更稳定的灵敏度, 但灵敏

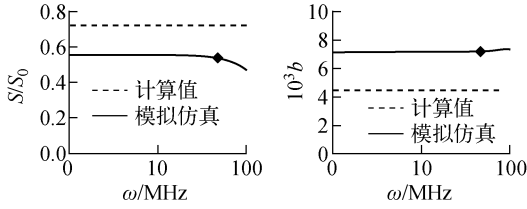


图4  $R=1\text{ M}\Omega$ 时式(7)、(8)计算值与仿真结果

Fig. 4 Calculation and simulation results at  $R=1\text{ M}\Omega$

度的值也相应变小,同时偏移量  $b$  增大。

1 MΩ 阻抗情况下,输出的电压信号波形接近输入流强波形,峰值大;50 Ω 阻抗情况下,输出波形近似输入波形的导数,峰值小。

由式(7)和(10)可得到3种阻抗  $R$  下的灵敏度与阻抗  $Z$  的对比,如图5所示。

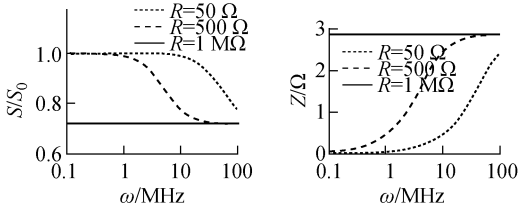


图5 3种阻抗  $R$  下的灵敏度  $S$  与  $Z$

Fig. 5 Sensitivity  $S$  and  $Z$

under three kinds of impedance  $R$

从图5可看到,当阻抗为500 Ω时,输出电压较50 Ω下提高了很多,较1 MΩ情况下要小些。灵敏度较1 MΩ下有少量提高。选500 Ω为后面结构参数的优化,为提高灵敏度而牺牲输出电压留下可调整量。

从图3、4得到的结果看,式(7)、(8)计算与仿真结果在数值上有差异,灵敏度基本成倍数关系(50 Ω时为1.35倍,1 MΩ时为1.31倍),偏移值则在变化趋势上是一致的。

### 3 几何结构变化对 $S$ 和 $b$ 的影响

从式(6)可看到,斜切型BPM的电极电容  $C_2$ 、极板间耦合电容  $C_{12}$  以及相对极板的电容差  $C$  对  $b$  的影响,通过改变BPM的几何参数,从而达到改变相关电容来得到较大的  $S$  和较小的  $b$ 。

#### 3.1 中间保护环宽度

对只有单向电极,且两端口参数及保护环

宽度  $s$  相同的斜切型BPM,电容  $C_1=C_2$ ,  $C=0$ ,代入式(8),得  $b=0$ ,在实际的仿真中得到的也是相当于计算误差量级的值。

当加入另一方向电极,破坏了原来  $x$  负向电极与  $x$  正向电极的对称性,产生了  $C_1$  与  $C_2$  的差  $C$ ,也产生了偏移量  $b$ 。保护环宽度变化的影响如图6所示。

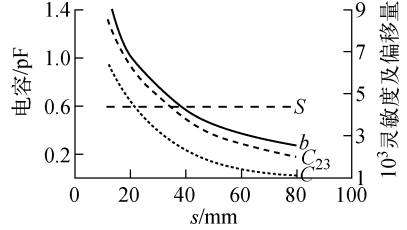


图6 保护环宽度变化的影响

Fig. 6 Influence of guard ring width

对于所建立的仿真模型,当中间保护环的宽度  $s$  逐渐增加时,  $x$  正向电极与其相邻的  $y$  向负向电极之间的耦合作用  $C_{23}$  的变化趋势与  $C$ 、 $b$  的变化趋势一致。当  $s$  增加到足够距离时,  $C_{23}$  的影响就会减小到很小,这时相当于  $x$ 、 $y$  两个方向电极相隔较远,可将双方向的BPM视为两个单方向的BPM。其响应满足式(7)、(8)。

从图6可知,应在条件允许下增加  $x$ 、 $y$  向电极间的保护环的宽度。当  $s > 60\text{ mm}$  时,随着  $s$  增加,  $b$  减小的速度越来越慢。但由于RCS环空间的限制,对整个BPM的长度有要求,不要超过300 mm,故保护环的宽度取为60 mm。

#### 3.2 真空腔外壳与电极间距

当BPM真空腔外壳与电极间距  $h$  变大时,电极电容  $C_2$  明显变小。由式(7)推出其主要影响为灵敏度降低,从7 mm间距时的  $0.77S_0$  降低到14 mm间距时的  $0.65S_0$ 。灵敏度变化与对应电容  $C_2$  的变化如图7所示。

仿真结果与前面计算式预测趋势吻合,图7中灵敏度由7 mm时的  $0.58S_0$  减小为14 mm时  $0.49S_0$ 。欲达到较高的灵敏度,需在允许的条件下将  $h$  减小,当间距为2 mm时,由图7外推估算时域的灵敏度在  $0.68S_0 \sim 0.73S_0$  之间。

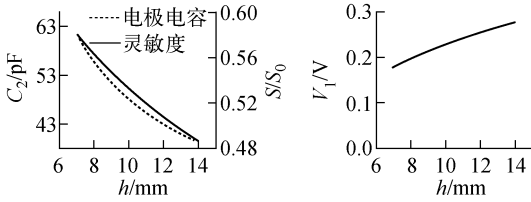


图7 真空腔与电极间距变化的影响

Fig. 7 Influence of distance between vacuum chamber and electrode

虽缩短电极与外壳的距离能带来更好的灵敏度,但输出的电压信号幅度却变小,当  $h = 7$  mm时,电极输出电压峰值为0.17 V。根据现有数据估算, $h = 2$  mm时,输出电压峰值在0.08 V左右,精度虽提高了21%,但电压减小到原来的53%,这给后面电子学部分提出更高要求。因此,这部分参数的确定需与其他条件综合考虑。最终需平衡灵敏度与输出信号幅度之间的取舍,保证总体BPM的精度。

### 3.3 电极与保护环间距

当电极与保护环间距  $d$  变大时,电极电容  $C_1$ 、 $C_2$  显著变小。由式(7)得到,灵敏度变小,计算得到的灵敏度由  $0.79S_0$  减小到  $0.72S_0$ ,电极与保护环间距变化的影响如图8所示。

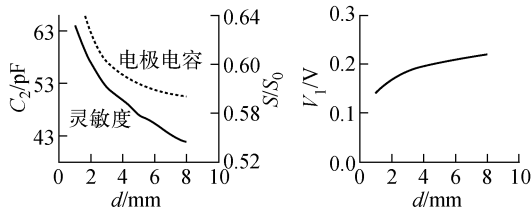


图8 电极与保护环间距变化的影响

Fig. 8 Influence of distance between electrode and guard ring

仿真的结果与预测趋势相符合。 $d$  变小,电极片自身电容增大,灵敏度亦有明显增大,从8 mm减小到1 mm,灵敏度由  $0.54S_0$  增加到  $0.63S_0$ 。同时输出电压的峰值减小到原来的64%。从设计上来说,较小电极与保护环间距,保持管道的光滑连续性,会使粒子通过BPM时受到更小的影响。

### 3.4 相对电极片间屏蔽环

分别在  $x$  向以及  $y$  向电极间加入图9所示

的屏蔽环能以提高灵敏度<sup>[4-5]</sup>。 $x$  向相对两电极间的耦合  $C_{12}$  在模型中的值约为  $C_2$  的1/5,通过式(7)可看到,如能减小两电极的耦合,明显减小  $C_{12}$  的值,就能有效提高灵敏度。

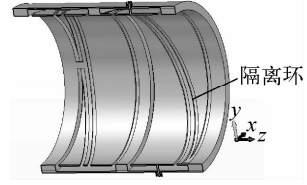


图9 带接地隔离环的斜切型BPM

Fig. 9 Linear-cut BPM with grounded separating rings in diagonal cuts

加入隔离环后,电极实际有效长度  $l$  变短,由原来的87 mm变为74 mm,经过仿真,电容  $C_{12}$  变为未加屏蔽环时的15%。将电容的改变代入式(7)计算,加入屏蔽环后的灵敏度是未加情况下的1.32倍。利用式(9)估计输出的电压相应变小为原来的92.6%,经验证估算,由计算式算得的电压为模拟仿真得到结果的93%。两者相乘,估计出实际的输出电压会减小到原来的86%。

利用软件模拟得到仿真的结果为:加入屏蔽环前  $S = 0.53S_0$ ,加入屏蔽环后  $S = 0.84S_0$ 。灵敏度提高到原来的1.58倍,同时,输出的电压变小,仿真结果电压峰值为加屏蔽环前的84%,与前面估算结果基本一致。

## 4 BPM设计参数优化

对于CSNS环上的斜切型BPM,既要适合环上束流的参数,同时,在考虑电子学的需求前提下尽量提高灵敏度,减小偏移量。环上注入束流强度为5~15 mA,注入时  $\beta = 0.366$ ,束团脉宽为500 ns,经涂抹和加速后最终脉冲流强约为35 A,  $\beta = 0.929$ ,束团脉宽为80 ns,电子学的测量最低为mV,那么,电流输出电压之间的系数关系及总阻抗应为  $Z = 0.2 \Omega$  以上,这样的测得值满足要求。

方案一:采用隔离环的方法。这能得到较好的灵敏度,输出的电压衰减不大。设计BPM的保护环宽度  $s$  为60 mm,电极有效长度  $l = 74$  mm,此时,电极电容为54 pF,  $C_{12} = 1.5$  pF,

$C=0.026$  pF。同时考虑外接阻抗  $R=500$   $\Omega$ 。注入时  $\beta=0.389$ ,就低流强而言,速率低,得到的输出信号更高,由式(10)得到的  $Z$  约为  $5.7$   $\Omega$ ;流强高时对应的  $\beta=0.9292$ ,时域  $Z$  约为  $2.4$   $\Omega$ ,预估灵敏度为  $S=0.85a$ ,偏移量  $b=0.0035$ 。后面电子学的信号范围为  $28$  mV $\sim$  $90$  V。由图6估得束流零点漂移为  $0.0027$ 。

方案二:不采用隔离环的方案。选取保护环宽度  $h$  为  $60$  mm,保证较低的偏移值。电极有效长度  $l=87$  mm,取外壳与电极间距  $h=3$  mm,电极与保护环间距  $d=1$  mm。此时,电极电容为  $140$  pF,  $C_{12}=7.3$  pF,  $C=0.063$  pF。注入时  $\beta=0.389$ ,  $Z$  约  $2.7$   $\Omega$ ;流强高时对应的  $\beta=0.9292$ ,  $Z$  约  $1.1$   $\Omega$ ,结合图7、8与式(7)的计算值估计,  $S=0.76S_0$ ,后面电子学的信号范围为  $13$  mV $\sim$  $39$  V,估得束流零点偏移为  $0.003$ 。

对于方案一,虽得到了较高灵敏度并符合电子学要求的输出电压范围,但在机械加工及安装上有很大难度,因此,最终选取方案二。

## 5 结论

以斜切型BPM作为RCS的位置探头,研

究了BPM的几何参数对灵敏度、束流偏离、电极感应信号关系,提出了BPM设计参数优化策略。对今后的实际研制提供重要的依据。

## 参考文献:

- [1] WEI Jie, FU Shinian, TANG Jingyu, et al. China Spallation Neutron Source—An overview of application prospects [J]. Chinese Physics C (HEP&NP), 2009, 33(11): 1 033-1 042.
- [2] ROBERT E S. Beam position monitoring[C]//AIP Conference Proceedings 212. Upton, NY: American Institute of Physics, 1990: 33-34.
- [3] 外山毅,荒川大,豊川良治. J-PARC 50 GeV Ring のBPM 検出器[C]//第14回加速器科学研究発表会. [出版地不详]:[出版者不详],2003.
- [4] KOWINA P, KAUFMANN W, SCHÖLLES J, et al. Optimisation of ‘Shoe-Box Type’ beam position monitors using the finite element methods [C]//DIPAC’05 Proc. Lyon, France: [s. n.], 2005: 114-116.
- [5] KOWINA P, KAUFMANN W, SCHOLLES J. Numerical calculations of position sensitivity for linear-cut beam position monitors[C]//Proceedings of EPAC 2006. Edinburgh, Scotland: [s. n.], 2006: 1 022-1 024.