

## 摘要

追求光源高亮度和高稳定性是加速器装置建造者的主要目标。对同步辐射光源而言,有着各种因素影响光源流强的提高和光源稳定性,其中影响最大的是各种束流不稳定性,尤其是耦合束团不稳定性。对储存环中束流运行时存在的各种不稳定性现象进行研究,建立有效的观测手段,采取有针对性的措施来抑制不稳定性的发生,从而保证光源的稳定运行和提高光源亮度是重要的课题之一。在此背景下作者所在的课题组进行了合肥光源逐圈测量、逐束团测量和横向反馈系统的研制。本文的重点是介绍逐圈测量系统的集成和应用,以及逐束团横向模拟反馈系统的改进及相关应用研究。

本文首先介绍了合肥光源逐圈测量系统的集成和应用。开发了系统配套控制软件 and 数据处理程序。对逐圈测量系统的应用进行了研究,引入了基于 NAFF 算法的瞬时工作点提取和基于数字锁相的阻尼时间计算方法,总结并发展了相空间的测量和计算,还进行了横向耦合度测量的计算。

其次,对合肥光源横向模拟反馈系统样机进行了改进。在很多实验研究分析的基础上,提出并进行了如下改进:前端束流位置信号处理模块的重建;加入了直流成分剔除单元;改进了信号矢量合成模块并增加了四路高频相位控制模块;加入了 XY 反馈增益独立控制模块;全面优化了信号传输线路,有效解决了信号传输中的反射问题。本文还开发了基于 EPICS 的反馈系统控制软件。

最后,使用逐圈测量系统和改进后的横向模拟反馈系统对合肥光源电子储存环进行了不稳定性研究。本文分析了纵向振荡对横向模拟反馈系统的影响。对 800MeV 运行状态下合肥光源电子储存环不稳定性进行了初步研究,给出了 Beta 振荡的增长和阻尼时间,计算了瞬时工作点变化和对应的相空间变化规律。本文还介绍了改进的横向模拟反馈系统在注入状态下的调试实验,对 200MeV 注入状态的不稳定性现象进行了测量和分析。

**关键词:** 逐圈测量系统, 逐束团横向反馈系统, 对数比, 阻尼率, 相空间, 耦合振荡模式, 基频数值分析, 数字锁相检测

## Abstract

Brightness and stability are key specifications of synchrotron radiation light sources. Continual endeavor is directed to acquire high current, high brightness and favorable stability. Whereas the knowledge of coupling impedance (by which we mean the interaction between a beam and the surrounding vacuum chamber) indicates that the probability of improving performance of storage ring is limited by complicated beam surroundings. What caused the beam unstable, and how to cure the beam instabilities are the key questions, which all the accelerator researchers around the world need to face.

Firstly, the HLS turn by turn measurement (TBT) system integration and application are introduced. A couple of system control software and data processing procedures are developed. The transient tune extraction based on NAFF algorithm and damping time calculating based on digital phased-locked amplifier are introduced. The measurement and calculation of the phase space are summed up and development, also, the x y coupling.

Secondly, the HLS analog transverse feedback prototype has been improved. Analysis the existing problems of feedback prototype and proposed the following improvements: front-end signal processing module reconstruction; joined the DC component removed units; improved the signal vector resultant modules and added four high-frequency phase control modules; joined the XY feedback gain independent control module; fully optimize the signal transmission line, effectively solve the issue of signal reflection. This article has also developed a system based on the EPICS control software.

Finally, a couple of experiments for HLS electron storage ring are conducted based on turn-by-turn measurement systems and improved analog transverse feedback system. This article also analyzed the influence of longitude oscillation to the transverse feedback system. For HLS electron storage ring, the growth and damping rate of Beta oscillation are given, the transient tune changed with time and corresponding changes in phase space are showed. This paper has also introduced the debugging of improved analog transverse feedback system at 200MeV injection status, and the injection beam instabilities phenomenon have been measured and analyzed.

**Key words:** turn-by-turn measurement system, bunch-by-bunch transverse feedback system, Log-ratio, damping rate, phase space, coupled bunch oscillation mode, numerical analysis of fundamental frequency, lock-in amplifier extract

## 文中附表索引

表 4-1 反馈条带参数比较 .....	51
表 4-2 可作增益控制的混频器参数比较 .....	53
表 5-1 本振信号 $3*RF$ 相位控制参数 .....	73
表 5-2 去直流成分模块控制参数 .....	75
表 5-3 Y 方向反馈相位及增益参数调整 .....	78
表 5-4 X 方向反馈相位及增益调整参数调整 .....	78
表 5-5 阻尼时间与反馈功率的关系 .....	80

## 中国科学技术大学学位论文原创性声明

本人声明所提交的学位论文,是本人在导师指导下进行研究工作所取得的成果。除已特别加以标注和致谢的地方外,论文中不包含任何他人已经发表或撰写过的研究成果。与我一同工作的同志对本研究所做的贡献均已在论文中作了明确的说明。

作者签名: 杨永良

签字日期: 2009.6.9

## 中国科学技术大学学位论文授权使用声明

作为申请学位的条件之一,学位论文著作权拥有者授权中国科学技术大学拥有学位论文的部分使用权,即:学校有权按有关规定向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版,允许论文被查阅和借阅,可以将学位论文编入有关数据库进行检索,可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。本人提交的电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。

保密的学位论文在解密后也遵守此规定。

公开  保密 (\_\_\_\_年)

作者签名: 杨永良

导师签名: 王德华, 刘志明

签字日期: 2009.6.9

签字日期: 2009.6.9

## 第1章 绪论

### 1.1 研究目的

合肥同步辐射加速器是一台专用同步辐射光源。它由一台能量为 800MeV 的电子储存环和一台能量为 200MeV 的直线加速器注入器组成。采用多圈多次多束团注入方式, 200MeV 低能下注入储存环, 加速到 800MeV 运行。

为了提高储存流强和亮度, 加大束团的数目和单个束团的流强是常用的方法。然而, 大的储存流强, 注入时引起的大束流扰动, 束-束、束-腔、电阻壁、高频腔的高次模等都会引起横向和纵向产生各种类型的束流不稳定性。束流不稳定性一旦产生, 不仅会影响束流寿命与光源质量, 还会影响注入束流流强积累, 使得流强无法进一步提高, 严重时还会导致束流部分丢失, 甚至突然间彻底崩溃。

目前加速器物理学界已对束流不稳定现象建立了较为完整的理论解释<sup>[1]</sup>。对合肥光源电子储存环而言, 采用有效的手段对储存环中的束流不稳定性进行观测, 确定储存环中存在的各种不稳定性的种类, 有针对性的采取措施抑制不稳定性, 是非常必要的。

本文希望, 通过逐圈测量系统和逐束团测量系统的集成和应用, 为合肥光源 (Hefei Light Source, 简称 HLS) 的调试和日常运行提供一个有效的监测手段; 利用它们有效地研究合肥光源电子储存环中的束流不稳定性; 通过对模拟反馈系统的改进和相关理论的研究, 提高反馈系统的性能, 抑制束流在注入和运行中的耦合束团不稳定性, 为进一步提高合肥光源电子储存环束流运行的稳定性提供一个有力的工具; 将反馈系统有效应用于 200MeV 注入状态, 期望能提高注入效率和储存流强。同时, 还希望通过相关理论的学习, 在研究过程中拓展思维, 提出束流测量和诊断中的新应用, 获得相关参数测量与计算的新方法。

### 1.2 研究现状

合肥光源储存环上已有的测量设备中, 常规的时域慢测量和频域平均测量系统都早已存在<sup>[2]</sup>。由于束流不稳定性现象是一种复杂的过程, 某些不稳定现象非常快, 比如耦合束团不稳定性的增长与阻尼过程, 注入过程产生的  $\beta$  振荡, 工作点的瞬时变化等。观测这样的快过程现象, 传统的平均测量已经无法满足要求, 这就需要引入专门用于不稳定性测量和分析的新诊断工具: 逐圈测量系统 (Turn by Turn, 简称 TBT) 和逐束团测量系统 (Bunch by Bunch, 简称 BxB)。

HLS 逐圈测量系统于 2002 年初步构建成功<sup>[3][4][5]</sup>。该系统由束流位置检测器、对数比模块、低通滤波器、NIM 控制器、数字化仪和计算机等构成。测量系统使用安装于真空室壁的 4 个斜 45 度的钮扣电极获得束流逐圈感应信号, 经过 Bergoz 对数比处理器计算获得位置信号, 采用 12bit 数字化仪进行数据获取。该系统具有线性范围大、测量精度高、能在线实时监测与即时数据分析等优点。可用于监测注入时的束流位置, 判定注入效率、阻尼率, 研究  $\beta$  振荡, 研究储存环

上的束流不稳定性等。图 1-1 为合肥光源逐圈测量系统硬件框图。

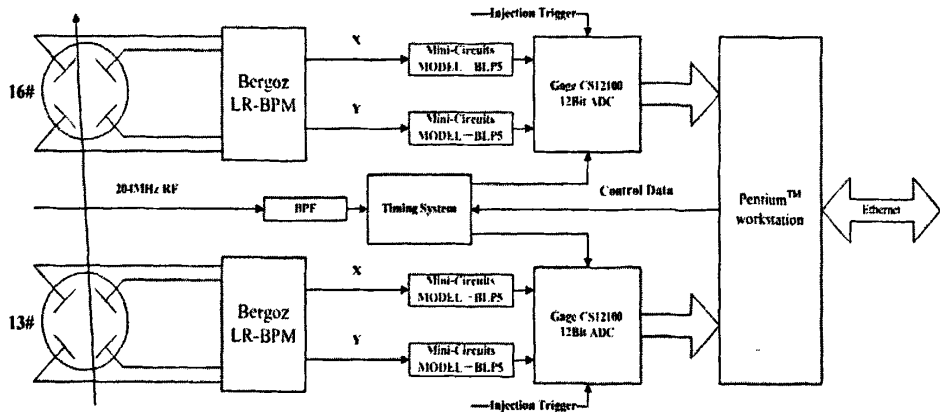


图 1-1 合肥光源逐圈测量系统硬件结构框图

集逐束团测量和逐束团反馈于一体的合肥光源横向模拟反馈系统样机已经在 2007 年底搭建完成，并取得了初步成果<sup>[6][7][8]</sup>。图 1-2 为原反馈系统样机系统框图。

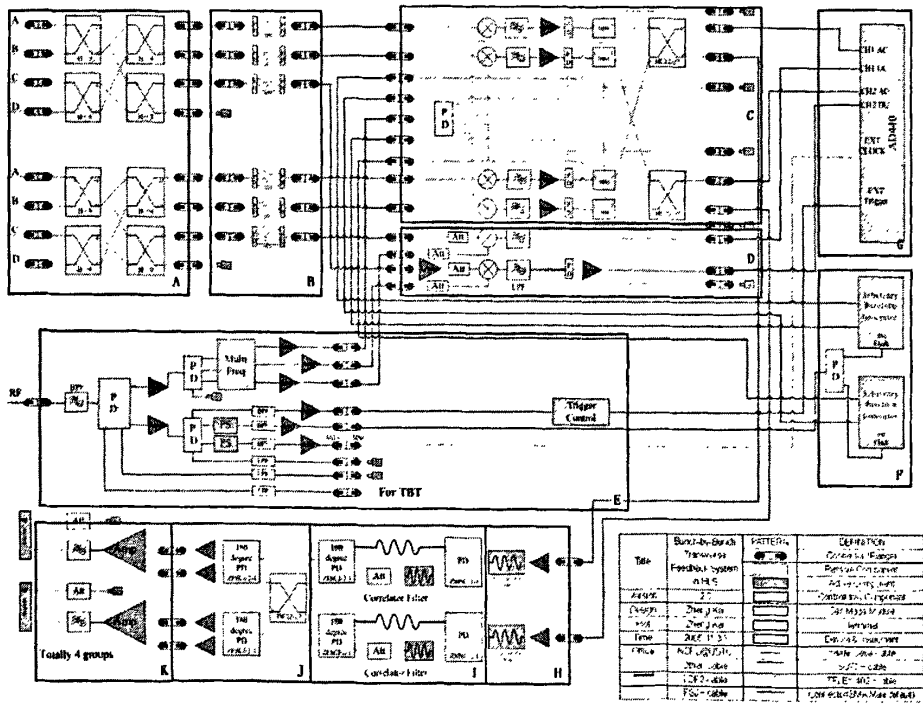


图 1-2 合肥光源反馈系统样机框图

然而，在对反馈样机系统进行在线调试后，发现样机系统仍存在一些不足之处。为了进一步提高反馈效果，对该样机系统进行了改进。图 1-3 是改进后的合肥光源反馈系统示意框图。

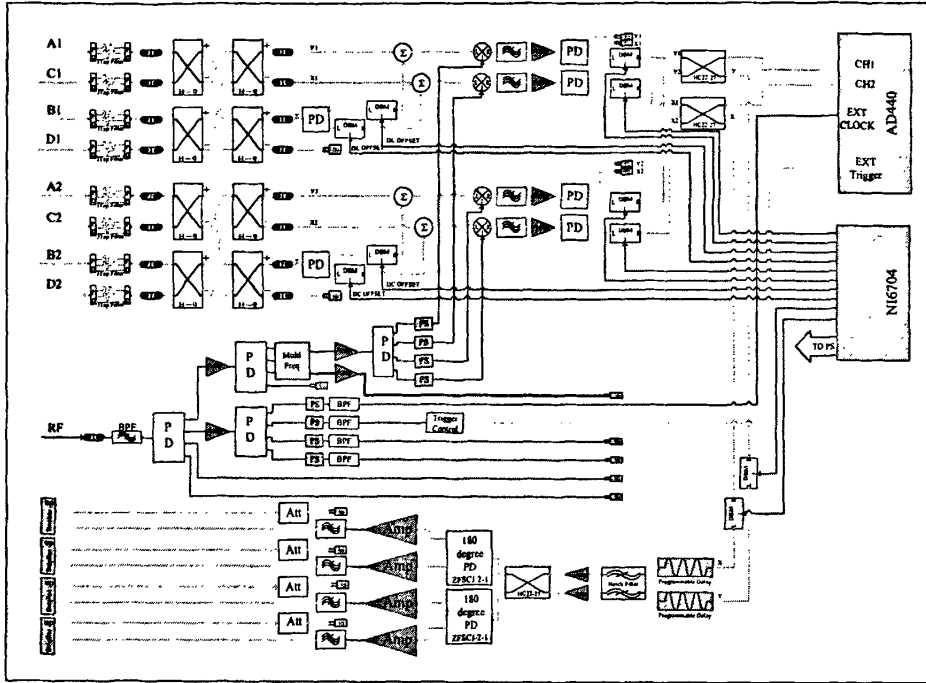


图 1-3 改进的合肥光源反馈系统框图

### 1.3 研究内容

本文主要的研究方向是合肥光源逐圈测量系统的集成及其应用，以及横向模拟反馈系统的改进工作。该课题的选择既能够对束流不稳定性展开相关的研究，又能够和合肥光源运行相结合，深入测量和研究合肥光源中存在的束流不稳定性，并通过模拟反馈系统来抑制其中的耦合束团不稳定性。该课题具有重要的理论和实际工程应用意义。

#### 1.3.1 逐圈测量与束流反馈相关理论的研究

文中研究了束流逐圈测量和束流反馈系统的相关理论。探讨了储存环中的束流运动规律及其探测原理，比较了束流信号的和差处理与对数比处理方法在斜 45 度钮扣探测电极上的应用。学习和研究了逐束团反馈的相关理论，描述了耦合束团不稳定性成因和逐束团反馈的物理模型。深入了解了逐圈测量、逐束团测量和逐束团反馈中的信号处理技术。

#### 1.3.2 逐圈测量系统的集成

对逐圈测量系统硬件进行了集成，并进行了联机调试，验证了系统的可靠性。使用 C++ 程序语言开发了硬件控制和数据采集软件系统。并使用 C++ 语言实现了瞬时工作点提取，相空间计算，阻尼率或增长率的获得，实现了即时测量即时计算。将数字锁相检测应用到了逐圈测量系统的阻尼时间计算，并使用 Matlab 进



进行了仿真计算，将 NAFF 算法应用到了瞬时工作点计算中。通过使用不同的测量和计算方法，获得束流运动的相空间图像，研究储存环上的束流不稳定性等。

### 1.3.3 横向模拟反馈系统的改进

在对反馈系统样机进行深入细致测量、试验的基础上，通过进一步调研，制定了反馈系统样机的改进方案。该方案包括前端位置信号处理模块的改进；增加直流成分别除单元；改善整个电子学处理线路的阻抗匹配问题；增加 XY 增益单独可调模块；光纤滤波器和新的反馈条带的应用。

本文开发了基于 EPICS (Experimental Physics and Industry Control System) 的反馈系统控制软件，实现了方便快捷的反馈系统控制和参数调整，实现了反馈控制系统与合肥光源控制系统的融合。还实现了基于扫频激励的单束团形成电路的集成与远程控制操作，以及基于快速门电路的逐束团测量等。

### 1.3.4 基于逐圈逐束团测量和横向模拟反馈的实验

利用逐圈测量系统和逐束团测量系统，对合肥光源电子储存环进行了不稳定性现象的测量和研究，包括如下几个部分：

1. 使用逐圈测量系统研究了电子储存环运行状态下的束流不稳定性现象。计算了不稳定性振荡的增长时间和阻尼时间，以及瞬时 tune 值的跟踪和相空间随时间变化的跟踪。
2. 使用逐圈测量系统研究了电子储存环注入状态下的束流不稳定性现象。计算了工作点随注入时间的变化及其相空间演变。
3. 改进后的模拟反馈系统的调试实验。对各个部件进行了细致的测量和调整。进行了反馈相位和功率调试，获得了反馈相位稳定区域；进行了注入束流积累实验。
4. 使用逐束团测量系统测量和分析了单束团、多束团状态的耦合模式。在注入状态下，比较和分析了反馈开与关的状态下耦合振荡模式。

本段的内容将在第五章详细阐述。

## 1.4 创新及特色

论文讨论的核心是逐圈和逐束团测量系统以及横向模拟反馈系统。系统的集成、改进与应用中，关键技术的解决及新测量计算方法的应用正是本文的创新点及特色所在。

创新点可罗列如下：

1. 逐圈测量系统控制与分析软件的开发
2. 基于 NAFF 的瞬时工作点计算方法的应用
3. 基于数字锁相检测的阻尼时间计算方法的应用
4. 相空间计算方法的总结和发展
5. 矢量运算单元的改进
6. 基于逐圈测量系统的实验和分析
7. 基于逐束团测量的实验和分析

## 第2章 逐圈测量与横向反馈相关理论

本章首先简要介绍了逐圈测量和横向反馈使用到的束流测量及束流信号处理的相关理论。从储存环中的束流运动开始,描述了电子储存环中束流运动的规律及束流信号的频谱。介绍了测量和反馈系统中位置信号的获取以及使用的处理方法。最后探讨了逐束团反馈系统的相关理论,以及逐圈测量和横向反馈系统中使用到的相关束流信号处理方法。

### 2.1 束流运动及其频谱信号

研究束流在电子储存环中的运动规律,深入了解探测到的束流信号的成分和意义是逐圈、逐束团测量系统和束流反馈系统中非常重要的环节。本节首先介绍电子储存环中与束流探测和反馈相关的束流运动理论。

#### 2.1.1 电子储存环中的束流运动

电子运动的线性近似方程<sup>[12]</sup>(希尔方程)为

$$x'' + \left( \frac{1}{\rho^2(s)} + k(s) \right) x = \frac{1}{\rho(s)} \frac{\Delta E}{E} \quad (2.1)$$

$$y'' - k(s)y = 0 \quad (2.2)$$

其中,  $\rho$  为电子在二极铁中的弯转半径,  $\rho = p / eB_y$ ;  $\Delta E$  是电子的实际能量与

理想能量  $E$  之差;  $k(s)$  为四极磁铁强度,  $k(s) = \frac{e}{p} \frac{\partial B_y}{\partial x}$ 。  $k(s)$  值为正, 则四极磁

铁在水平方向上起聚焦作用; 否则在水平方向上起散焦作用。  $k(s)$  是以储存环周长  $L$  为周期的周期函数,  $k(s) = k(s+L)$ , 它完全由储存环上二极磁铁和四极磁铁的分布位置决定。

考虑水平方向, 电子在储存环内的横向轨迹可以被分成两部分:

$$x = x_c + x_\beta \quad (2.3)$$

其中,  $x_c$  是一个闭合的轨道, 它并不是理想轨道, 也可称为平衡轨道;  $x_\beta$  是横向振荡轨迹。

显然, 如果(2.3)右边的两部分满足

$$x_c'' + \left( \frac{1}{\rho^2(s)} + k(s) \right) x_c = \frac{1}{\rho(s)} \frac{\Delta E}{E} \quad (2.4)$$

$$x_\beta'' + \left( \frac{1}{\rho^2(s)} + k(s) \right) x_\beta = 0 \quad (2.5)$$

那么, 式(2.1)也被满足成立。式(2.4)拥有唯一的周期解  $x_c(s) = \eta(s) \frac{\Delta E}{E}$ , 其中  $\eta(s)$  称为动量分散函数。在垂直方向, 式(2.2)的形式与(2.5)十分类似, 因此可以统一表示为:

$$x'' = K(s)x \quad (2.6)$$

其中,  $x$  代表横向运动, 水平方向或者垂直方向;  $K(s)$  是以周长  $L$  为周期的函数。

方程(2.6)所描述的电子运动称为横向振荡, 它的解满足以下形式:

$$x_\beta(s) = a \sqrt{\beta(s)} \cos\left(\int_0^s \frac{ds}{\beta(s)} + \varphi_0\right) \quad (2.7)$$

其中,  $a$  和  $\varphi_0$  与位置  $s$  无关, 由电子的初始状态决定;  $\beta(s)$  又称 Beta 函数, 是以储存环周长  $L$  为周期的周期函数, 它满足方程

$$[\beta^{\frac{1}{2}}(s)]'' = K(s)\beta^{\frac{1}{2}}(s) + \beta^{-\frac{3}{2}}(s) \quad (2.8)$$

振荡相位函数可以描述为  $\mu(s) = \int_{s_0}^s \frac{1}{\beta(s)} ds$ , 电子运行一周所完成的横向振荡

周期数  $\nu$  称为 tune, 又称作工作点,  $\nu_{x,y} = \frac{1}{2\pi} \int_L \mu_{x,y}(s) ds$ 。

## 2.1.2 束流在时频域的调制

### 2.1.2.1 束流信号的频谱

储存环中束流沿闭轨作回旋运动, 不考虑能散(动量分散)和色散等效应, 忽略束团内部粒子的运动和作用, 可将整个束团简化视为一个等效的宏粒子, 其运动形式为偶极横向 Beta 振荡  $x(t)$  合并偶极纵向振荡  $s(t)$ 。假设束团电荷分布密度为  $b(t)$ , 对于单束团情况, 时域束流信号可以描述为<sup>[6]</sup>

$$f(t) = x(t) \cdot s(t) \quad (2.9)$$

其中

$$\begin{aligned}
 x(t) &= x_0 + x_\beta \cos(\omega_\beta t + \phi_0) \\
 s(t) &= b(t) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_0 - \tau_s \cos(n\omega_s T_0 + \phi_0))
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

相应的频域形式（式中的  $J_m$  是  $m$  阶贝塞尔函数）为

$$\begin{aligned}
 X(\omega) &= 2\pi x_0 \delta(\omega) + \pi x_\beta [\delta(\omega - \omega_\beta) + \delta(\omega + \omega_\beta)] \\
 S(\omega) &= B(\omega) \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} j^{-m} J_m(\tau_s \omega) e^{jm\phi_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{-jnT_0(\omega - m\omega_s)} \\
 &= B(\omega) \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} \omega_0 j^{-m} J_m(\tau_s \omega) e^{jm\phi_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_0 - m\omega_s)
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

频域束流信号可表达为

$$F(\omega) = 2\pi x_0 S(\omega) + \pi x_\beta [S(\omega - \omega_\beta) + S(\omega + \omega_\beta)] \tag{2.12}$$

其频谱图形见图 2-1。

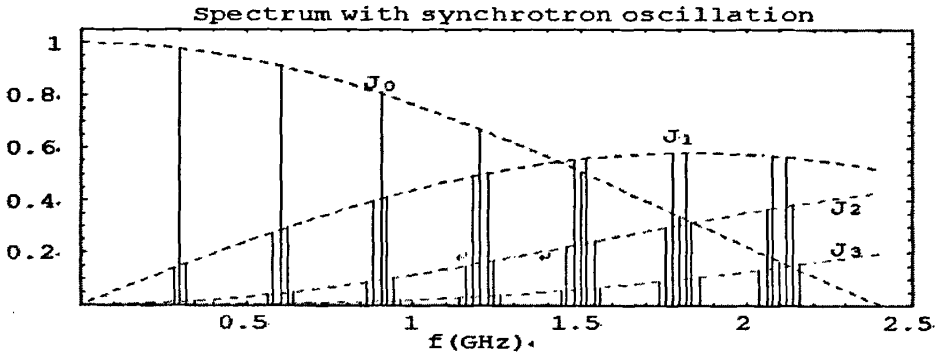


图 2-1 有纵向振荡的束流频谱

从频谱分布可以看出，测量横向  $\beta$  振荡时，应该选在低频部分适当的频段，因为对应模式  $m=0$ ， $\beta$  振荡边带的包络类似于函数  $J_0(\omega)$ ，在束团有效频谱内随  $\omega$  增长单调递减。同理，纵向振荡测量应该在较高的频带，因为此时模式  $m = \pm 1, \pm 2, \pm 3$ ，同步边带的包络类似于函数  $J_1(\omega), J_2(\omega), J_3(\omega)$ ，在低频段受到压缩。由此，逐束团横向反馈系统的信号探测选在了 3 倍  $f_{RF}$  处。

### 2.1.2.2 幅度调制信号

在逐圈测量系统和逐束团反馈系统的信号探测中，通常是使用安装于储存环真空管道壁上的探测器。储存环中实际运行的束团围绕闭合轨道在横向平面振荡，相应的环上的探测器观察到的是信号逐圈的变化，即流强与横向位置偏移的乘积，

先仅考虑横向运动，其结果就表现为被横向振荡频率  $\omega_\beta$  幅度调制的信号，单束团下通常表示为<sup>[13]</sup>：

$$f(t) = A_\beta \cos(\omega_\beta t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_0) \quad (2.13)$$

不考虑束流中心与探测电极测量中心不吻合造成的直流偏置影响，这里的  $A_\beta$  即可近似认为是振荡幅度，式(2.13)对应的频率表达式为：

$$\tilde{f}(\omega) = \frac{A_\beta \omega_0}{2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} [\delta(\omega - m\omega_0 + \omega_\beta) + \delta(\omega - m\omega_0 - \omega_\beta)] \quad (2.14)$$

从(2.14)式可以看到，横向振荡的边带出现在回旋频率分量的两侧，图 2-2 中即显示了单束团和多束团情况下横向振荡边带的分布情况。单束团情况下，每一个回旋频率的两侧都会出现横向振荡频率的分量。

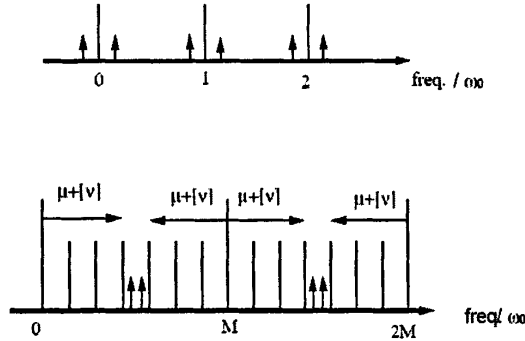


图 2-2 单束团和多束团的横向振荡边带示意图<sup>1</sup>

再假设有  $M$  个等电荷分量的，等间距的束团运行于储存环中，而不同的束团的起始相位定为  $\varphi_n$ ，其时域表达式为：

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{M-1} \cos(\omega_\beta t + \varphi_n) \delta(t - (kT_0 + nT_0 / M)) \quad (2.15)$$

得到频域表达式为：

$$\tilde{f}(\omega) = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{M-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left[ e^{i\varphi_n} e^{\frac{2\pi i(\omega_\beta - \omega)n}{\omega_0 M}} \delta(\omega_\beta - \omega - m\omega_0) + e^{-i\varphi_n} e^{\frac{2\pi i(-\omega_\beta - \omega)n}{\omega_0 M}} \delta(-\omega_\beta - \omega - m\omega_0) \right] \quad (2.16)$$

为了便于讨论，设相邻束团的相位差为某一固定值，相位关系描述为：

<sup>1</sup>图摘自 Bunch Feedback System and Signal Processing, J. D. Fox and E. Kikutani

$$\phi_n = \phi_0 + 2\pi \frac{n\mu}{M}, (n=1, \dots, M-1) \quad (2.17)$$

当  $\mu$  为整数并且取值范围从 0 到  $M-1$  时, 设  $\phi_0=0$ , 式(2.16)可以简化为:

$$\tilde{f}(\omega) = \frac{M}{2} \sum_{m_1=-\infty}^{\infty} [\delta(\omega - \omega_\beta + (Mm_1 - \mu)\omega_0) + \delta(\omega + \omega_\beta + (Mm_1 + \mu)\omega_0)] \quad (2.18)$$

该公式的频谱在图 2-2 的下半部分中表示。图中  $[v]$  表示工作点  $v$  的整数部分;  $\mu$  被定义为耦合束团不稳定模式, 在参考文献<sup>[13]</sup>中有详细的讨论。

## 2.2 束流信号探测及信号处理

测量束流位置的最基本的方法是耦合出束流的电磁场<sup>[14]</sup>。由于束流是一个电流, 所以它产生电场和磁场。在束流的情况下, 这些场是纯横电磁场 (TEM)。如果束流偏离真空室中心, 则耦合出束流的电磁场将被调制, 由此可以得到束流位置信息和横向振荡的信息。通常, 人们采用探测电极测量束流的电磁场。探测电极的感应信号是被束流调制的时域信号, 其载波是束团的回旋频率 (对单束团而言) 或高频的  $f_{RF}$  频率 (对多束团而言)。束流位置探测电极通常有静电探测电极、钮扣(Button)电极和条带(Stripline)电极等。束流位置检测器由一对电极或两对电极 (在同时测量水平和垂直位置时) 构成。由钮扣电极和条带电极构成的束流位置检测器常称为钮扣 BPM (Beam Position Monitor) 和条带 BPM。

### 2.2.1 束流位置信号探测

在本课题的研究中, 主要使用的是斜 45 度角放置的钮扣型探测电极。下面详细讨论钮扣型探测电极的信号探测过程。钮扣电极通常呈圆形且非常小。其特性阻抗与将输出信号送至电子学线路的传输线阻抗一致。

图 2-3 所示为束流与 45 度角放置的束流位置检测器示意图, 使用极坐标, 其中  $(r, \theta)$  表示束流的位置,  $r_0$  为真空室半径,  $b$  为电极到真空室中心的距离,

$\varphi$  为电极张角。用  $(b, \varphi_w)$  表示电极上某点的位置。

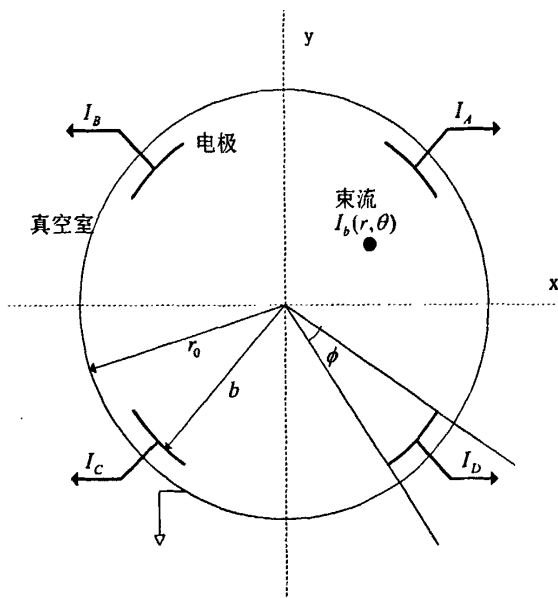


图 2-3 束流和束流位置检测器示意图

在  $b$  接近  $r_0$  时, 采用静电镜象法可求解得电极上的壁电流密度为<sup>[2][14]</sup>:

$$i_w(b, \varphi_w, t) = -\frac{I_b(t)}{2\pi b} \left[ \frac{b^2 - r^2}{b^2 + r^2 - 2br \cos(\varphi_w - \theta)} \right] \quad (2.19)$$

将上式展开可得:

$$i_w(b, \varphi_w, t) = -\frac{I_b(t)}{2\pi b} \left\{ 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{r}{b} \right)^n \cos[n(\varphi_w - \theta)] \right\} \quad (2.20)$$

因此, 对于 45 度角放置的四个电极, 其电流分别为

$$\begin{cases} I_A(t) = -\frac{I_b(t)\varphi}{2\pi b} \left\{ 1 + \frac{4}{\varphi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left( \frac{r}{b} \right)^n \cos(n(\frac{\pi}{4} - \theta)) \sin\left(n\frac{\varphi}{2}\right) \right\} \\ I_B(t) = -\frac{I_b(t)\varphi}{2\pi b} \left\{ 1 + \frac{4}{\varphi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left( \frac{r}{b} \right)^n \cos(n(\frac{3\pi}{4} - \theta)) \sin\left(n\frac{\varphi}{2}\right) \right\} \\ I_C(t) = -\frac{I_b(t)\varphi}{2\pi b} \left\{ 1 + \frac{4}{\varphi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left( \frac{r}{b} \right)^n \cos(n(\frac{5\pi}{4} - \theta)) \sin\left(n\frac{\varphi}{2}\right) \right\} \\ I_D(t) = -\frac{I_b(t)\varphi}{2\pi b} \left\{ 1 + \frac{4}{\varphi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left( \frac{r}{b} \right)^n \cos(n(\frac{7\pi}{4} - \theta)) \sin\left(n\frac{\varphi}{2}\right) \right\} \end{cases} \quad (2.21)$$

为了简化计算, 定义  $M = -\frac{I_b(t)\varphi}{2\pi b}$ ,  $N = \frac{2 \sin \frac{\varphi}{2}}{\frac{\varphi}{2}} \frac{1}{b}$ , 对公式(2.21)计算一次项

则有

$$\begin{cases} I_A(t) = M \left[ 1 + N \cdot r \cos\left(\frac{\pi}{4} - \theta\right) + \text{高次项} \right] \\ I_B(t) = M \left[ 1 + N \cdot r \cos\left(\frac{3\pi}{4} - \theta\right) + \text{高次项} \right] \\ I_C(t) = M \left[ 1 + N \cdot r \cos\left(\frac{5\pi}{4} - \theta\right) + \text{高次项} \right] \\ I_D(t) = M \left[ 1 + N \cdot r \cos\left(\frac{7\pi}{4} - \theta\right) + \text{高次项} \right] \end{cases} \quad (2.22)$$

通过对四个电极信号进行运算即可获得束流相关信息。

### 2.2.1.1 使用差比和运算

对公式(2.22)四个电极信号进行差比和表示, 有

$$\begin{cases} \frac{(I_A + I_D) - (I_B + I_C)}{I_A + I_B + I_C + I_D} = \frac{\sqrt{2}}{2} N \cdot r \cos \theta + \text{高次项} \\ \frac{(I_A + I_B) - (I_C + I_D)}{I_A + I_B + I_C + I_D} = \frac{\sqrt{2}}{2} N \cdot r \sin \theta + \text{高次项} \end{cases} \quad (2.23)$$

由于  $x = r \cos \theta$ ,  $y = r \sin \theta$ , 所以对于(2.23), 忽略高次项后得到

$$\begin{cases} \frac{(I_A + I_D) - (I_B + I_C)}{I_A + I_B + I_C + I_D} \approx \frac{\sqrt{2} \sin(\varphi/2)}{\varphi/2} \frac{1}{b} x \\ \frac{(I_A + I_B) - (I_C + I_D)}{I_A + I_B + I_C + I_D} \approx \frac{\sqrt{2} \sin(\varphi/2)}{\varphi/2} \frac{1}{b} y \end{cases} \quad (2.24)$$

定义差比和运算中位置灵敏度系数  $S_{\Delta/\Sigma}$ , 有:

$$S_{\Delta/\Sigma} = \frac{\sqrt{2} \sin(\varphi/2)}{b \varphi/2} \quad (2.25)$$

### 2.2.1.2 使用对数比运算

对公式(2.22)四个电极信号, 使用对数比表示, 并忽略高次项, 有



$$\begin{aligned}
\log \frac{I_A}{I_C} &\approx \log(1 + N \cdot r \cos(\frac{\pi}{4} - \theta)) - \log(1 + N \cdot r \cos(\frac{5\pi}{4} - \theta)) \\
&= \frac{\ln(1 + N \cdot r \cos(\frac{\pi}{4} - \theta)) - \ln(1 + N \cdot r \cos(\frac{5\pi}{4} - \theta))}{\ln 10} \\
&\approx \frac{2N \cdot r \cos(\frac{\pi}{4} - \theta)}{\ln 10}
\end{aligned} \tag{2.26}$$

同样有:

$$\log \frac{I_B}{I_D} \approx \frac{2N \cdot r \cos(\frac{3\pi}{4} - \theta)}{\ln 10} \tag{2.27}$$

因此得到:

$$\begin{cases} \log \frac{I_A}{I_C} - \log \frac{I_B}{I_D} \approx \frac{4\sqrt{2} \sin(\varphi/2) x}{\ln 10 \varphi/2 b} \\ \log \frac{I_A}{I_C} + \log \frac{I_B}{I_D} \approx \frac{4\sqrt{2} \sin(\varphi/2) y}{\ln 10 \varphi/2 b} \end{cases} \tag{2.28}$$

在对数比运算中, 定义位置灵敏度系数  $S_{\log}$  为

$$S_{\log} = \frac{4\sqrt{2} \sin(\varphi/2) 1}{\ln 10 \varphi/2 b} \tag{2.29}$$

## 2.3 逐束团反馈相关理论

### 2.3.1 尾场效应和耦合阻抗

运动的带电粒子周围分布电磁场, 当运动的带电粒子穿越一定结构的周围环境(不连续光滑的导电束流管道及其真空部件等)时, 在其上产生粒子通过之后随时间衰减的感应电磁场, 称这一感应电磁场为粒子束流形成的尾场(Wake Field)<sup>[15]</sup>。较强的束流感应出较强的尾场, 可能导致束流不稳定性。

运动的带电粒子与束流尾场相互作用, 可以用束流与周围环境形成的耦合阻抗来描写。尾场时脉冲在时域响应, 时域与频域的响应可以通过傅里叶变换相互联系。耦合阻抗定义为束流尾场在频域的表达式。

### 2.3.2 横向耦合束团不稳定性描述

从最基本的运动方程出发描述振荡, 可表述为:

$$F_x = \frac{d}{dt} p_x \approx m_0 \gamma \frac{d^2}{dt^2} x \quad (2.30)$$

其中,  $m_0$  为粒子的静止质量,  $\gamma$  为洛伦兹因子。

如果四极铁激励力为  $-\kappa x$ , 再加上尾场产生的作用力, 可得到:

$$F_x = -\kappa x - \frac{eI_b}{c} \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(t-kT_0) \omega_{\perp}(kcT_0) \quad (2.31)$$

$I_b$  为束流流强, 将上两式合并得到:

$$\frac{d^2}{dt^2} x(t) + \omega_{\beta}^2 x(t) = -\frac{cI_b}{E/e} \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(t-kT_0) \omega_{\perp}(kcT_0) \quad (2.32)$$

其中,  $\omega_{\beta}$  是  $(\kappa/m_0\gamma)^{1/2}$ ,  $E$  为  $\gamma m_0 c^2$ 。可以为该方程找到一个近似解:

$$x(t) = A e^{-\Omega t} \quad (2.33)$$

其中,  $A$  为一常量, 参数  $\Omega$  可以为复数, 将解代入等式可以得到:

$$-\Omega^2 + \omega_{\beta}^2 = -\frac{cI_b}{E/e} \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{i\Omega k T_0} \omega_{\perp}(kcT_0) \quad (2.34)$$

再利用耦合阻抗的定义将上式变化为:

$$\Omega \approx \omega_{\beta} - i \frac{c}{E/e} \frac{I_b}{2\omega_{\beta} T_0} \sum_{p=-\infty}^{\infty} Z_{\perp}(\omega_{\beta} + p\omega_0) \quad (2.35)$$

将上式的  $\Omega$  代回近似解, 得到  $Z$  的实部即表示振荡的阻尼或者增长, 虚部代表了横向振荡的相位改变。振荡的增长率为:

$$g \approx -\frac{c}{E/e} \frac{I_b}{2\omega_{\beta} T_0} \sum_{p=-\infty}^{\infty} Z_{\perp}(\omega_{\beta} + p\omega_0) \quad (2.36)$$

假设来自阻抗源的谐振频率为  $\omega_r$ , 由上式可见, 如果  $\omega_r - \omega_{\beta}$  正好为回旋频率的倍数的时候, 就会发生不稳定性, 也就是说, 会有相应的横向耦合模式被激励。通常测量束流水平和垂直方向振荡频率就采用这样的方法。

### 2.3.3 逐束团反馈原理

反馈系统就是把从束流那里探测到的信号重新以某种方式作用回束流上, 也就是一个闭环系统, 我们用一种最为简单的振动模型来描述这个系统:

$$\ddot{x} + \gamma \dot{x} + \omega_0^2 x = U_{ext}$$

其中,  $U_{ext}$  为外加的驱动力。

合肥光源横向模拟反馈系统使用的是将位置信号的微分信号以一定比例作用于振荡上, 如(2.37)式:

$$\ddot{x} + \gamma \dot{x} + \omega_0^2 x = -\alpha \dot{x} \quad (2.37)$$

图 2-4 显示了横向反馈系统的作用原理。通过控制  $a$  的大小来控制阻尼效果。如果  $a < 0$ ，则系统的阻尼效果变差，系统的  $Q$  值增加，如果  $a + \gamma < 0$ ，则系统将变得不稳定。

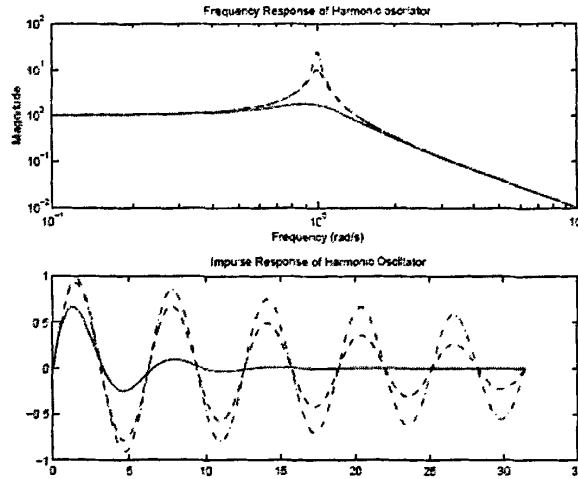


图 2-4 横向反馈系统作用原理

## 2.4 测量和反馈中的信号处理

### 2.4.1 反馈系统中的信号处理

逐束团束流反馈系统的主要是抑制耦合束团不稳定性，从信号探测到最后的反馈输出，需要经过一系列的信号处理，去除无用的、有害的信号成分，对信号进行检波，矢量合成，最后得到特定的反馈频率、相位的振荡信号，以合适的功率作用回束流上，达到抑制束流中的不稳定性振荡的目的

反馈系统前端探测电极获得的束流信号中，含有非常宽的信号频谱分量，从 0Hz 一直到几十个 GHz，而反馈系统感兴趣的频率成分只是其中一个很小的部分。反馈系统感兴趣频率成分，在  $\frac{1}{2}f_{RF}$  带宽内，由束流信号的频谱知道，选在  $3f_{RF}$  中心频率位置获得的信号具有最佳的信噪比。因此在反馈系统信号处理中，主要进行如下几个步骤：

1. 使用带通滤波，保留  $3f_{RF}$  中心频率， $1f_{RF}$  带宽的信号。
2. 去除束流的闭轨和探测电极的中心位置不重合导致的直流分量。
3. 去除信号中含有的直流量强分量。
4. 使用滤波去除信号中含有的回旋频率分量。
5. 信号检波，从高频段变到低频段。
6. 信号合成，获得需要的相位和幅度。

下面小节简要描述实现这几个步骤的信号处理技术。

### 2.4.1.1 反馈系统中主要的信号滤波

使用带通滤波器可以去除无用频带，提取感兴趣的频段。带通滤波器可以有很多实现方法。考虑到探测到的束流信号是非常窄的脉冲(百皮秒量级)，如果滤波器设计不当，很容易产生残留的振铃，混入下一个束团信号中，结果产生虚假的高阶耦合振荡信息，所以我们实际采用模拟延时方法实现的  $n$  级 FIR 滤波器。FIR 滤波器的另一个特点是通带内非常好的线性相频响应。

首先，使用中心频率为  $3f_{RF}$  的 3-TAP 滤波器实现反馈系统信号处理中滤除无用频带功能。其频响曲线如图 2-5 所示。

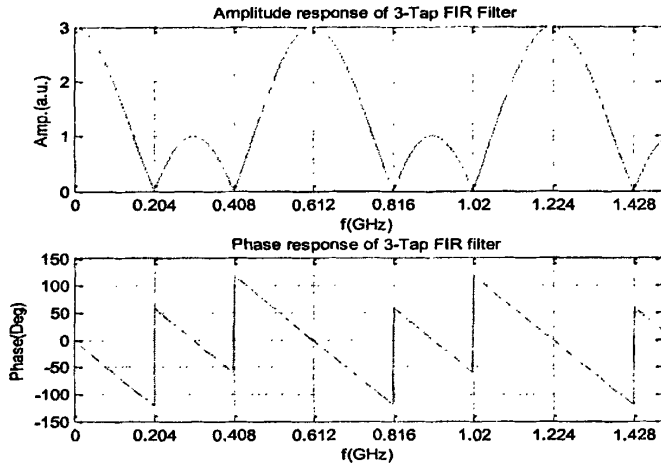


图 2-5 612MHz 3-Tap FIR 滤波器的幅频和相频响应

实现方法为使用电缆延时，将束流信号使用 3 路功分器，通过 3 根固定延时差的电缆后，使用 3 路合成器合成。电缆之间的传输时差由滤波的中心频率而定。合肥光源注入状态下高频频率为  $f_{RF} = 204.048\text{MHz}$ ，模拟反馈系统的前端信号处理电子学工作中心频率为  $3f_{RF} = 612.144\text{MHz}$ ，所以电缆之间的电长度差为

$$\Delta t = \frac{1}{3f_{RF}} = 1.6336\text{ns}$$

2-TAP 滤波器，去除回旋频率分量，具体实现为：信号通过两路功分器后，使用过两路延时差为 1 个回旋频率周期的电缆，再用反相合成器合成。在模拟反

馈系统中，电缆之间的电长度差为  $\Delta t = \frac{45}{f_{RF}} = 220.5363\text{ns}$

### 2.4.1.2 外差检波 (heterodyne) 与零差检波 (homodyne)

在逐束团模拟反馈系统中,通常有两种检波方案:外差检波与零差检波。在美国 ALS 横向模拟反馈系统的电子学系统中就同时有这两种<sup>[16]</sup>,可以根据需要切换使用。

外差检波,使用一个与储存环 RF 信号相位锁定的本振信号,通常使用晶振源或高频机的信号,对束流信号进行幅度解调。这种检波方式会受纵向振荡的影响。在存在纵向振荡的情况下,束团振荡信号和本振信号到达时间的不一致导致反馈功率产生变化,当纵向振荡大到一定程度时,会导致检波的信号不正确而影响反馈系统的性能。其影响程度的大小与纵向振荡的大小有关。

零差检波。零差检波使用的本振信号,来源于四个探测电极的和信号。零差检波的好处是本振信号与束流信号任何时候都是同步的,也就是改善了纵向振荡对检波的影响。零差检波也有它的不足之处,因为它会使得反馈系统的反馈功率增益随流强增加而以平方的关系增加。

图 2-6 和图 2-7 是 2008 年 11 月 23 日,800MeV 供光运行状态下测量的分别使用功率源 RF 信号和高频腔腔压 RF 信号对 x 方向位置信号进行检波的结果。

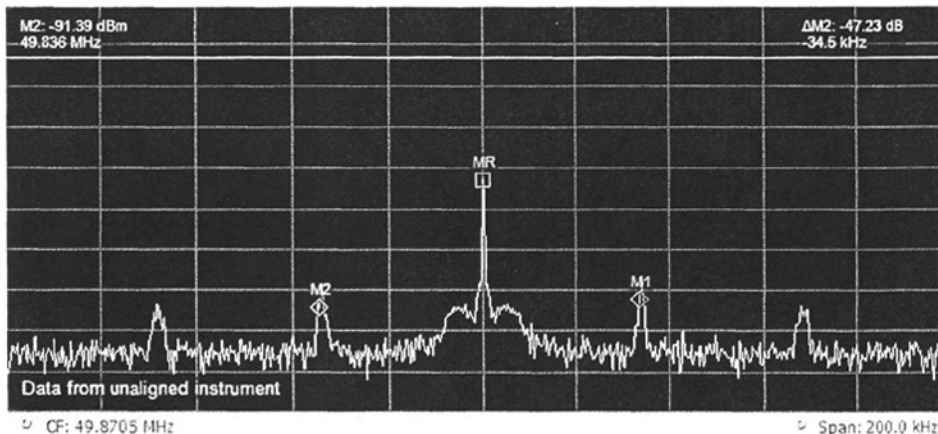


图 2-6 使用高频功率源输出的  $3 \times \text{RF}$  信号检波得到的信号

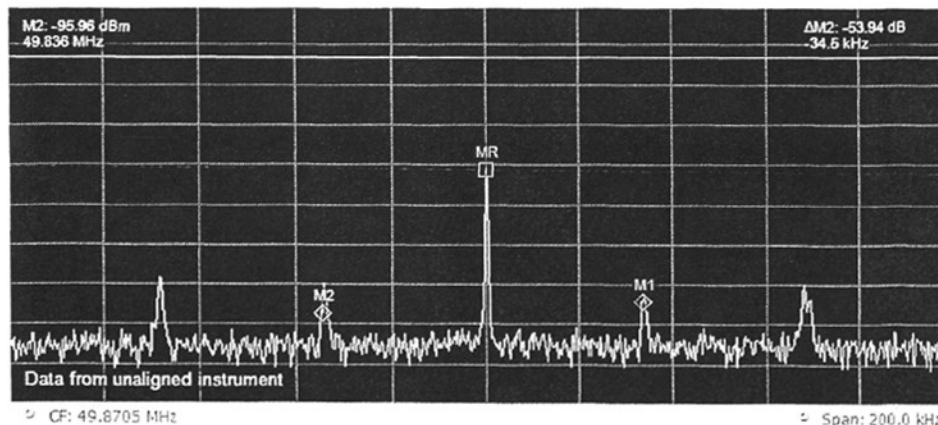


图 2-7 使用高频腔腔压信号  $3 \times \text{RF}$  检波得到的信号

### 第3章 逐圈测量系统的集成与应用

逐圈测量系统是通过测量束流在储存环运行时在钮扣电极上的感应信号,获得逐圈位置信息,通过信号处理与计算获得工作点、阻尼时间、相空间图像、XY 耦合度等束流运行信息。可以用于监测注入时的束流位置,判定注入效率、阻尼率<sup>[32][33][34]</sup>,通过测量 $\beta$  振荡进而研究储存环上的束流不稳定性等。本章介绍了逐圈测量系统的硬件结构,介绍了各部件工作原理。图 1-1 为该系统总体结构框图。

逐圈测量系统包括四个主要组成部分:BERGOZ 对数比位置信号处理模块,时钟系统,数字化仪 Gage CS1250 和数据采集分析程序。对数比位置信号处理模块负责对钮扣电极出来的信号进行信号解调和运算,获得束流逐圈运动位置信息;滤波模块负责去除无用信号成分;数字化仪用于将束流逐圈位置信号采集到计算机内存;主控软件则包括访问以太网数据、访问数字化仪、测量流程的控制和数据分析显示。本章将详细介绍每一个部分。

#### 3.1 对数比处理与束流位置信号获取

逐圈测量系统使用斜 45 度钮扣型探测电极,四个 pick-up 感应电极的输出被送到 BERGOZ 公司生产的 LR-BPM 信号处理模块。经过 BERGOZ LR-BPM 处理模块得到的束流位置信号被快速数字化仪量化后存入计算机内存。

##### 3.1.1 BERGOZ LR-BPM 处理模块

逐圈测量系统使用的 BERGOZ LR-BPM 处理模块<sup>[17]</sup>功能示意图如图 3-1 所示。来自 BPM 的四个 pick-up 信号先经过低通滤波,然后经过带通滤波器后送入对数处理器,对数处理后的信号送入和差运算单元获得束流位置信号。对于合肥光源电子储存环探测电极而言,需要进行额外的 45° 旋转角的运算。

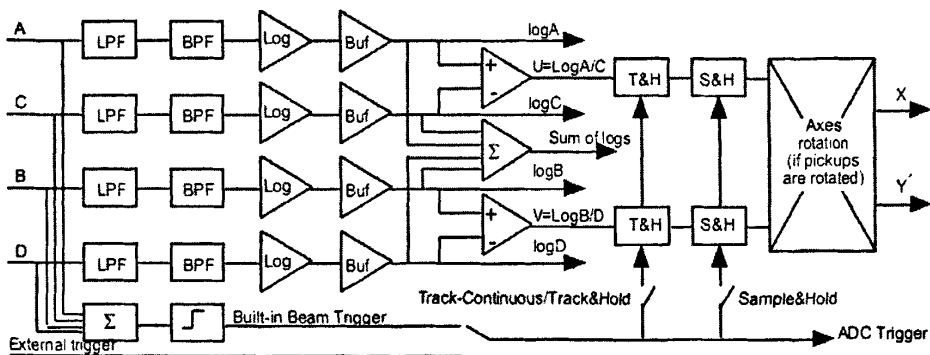


图 3-1 对数比处理模块功能示意图

### 3.1.1.1 对数比模块三种运行模式

#### 1 采样保持模式: Sample & Hold (S&H) Mode

处理时间: ~450ns

保持时间: Up to 100ms

重复频率: Up to 2MHz

主要应用:

- a) 直线: 单束团, 束团串等
- b) 输运线
- c) 同步加速器的束流运动第一圈位置获取
- d) 同步加速器单束团情况下逐圈位置
- e) 同步加速器多束团情况下的单个束团的逐圈位置(使用触发门)。

#### 2 跟踪保持模式: Track & Hold (T&H) Mode

处理时间: ~110ns

保持时间: ~70ns

重复频率: Up to 5MHz

主要应用:

- a) 同步加速器的  $2\text{ MHz} < f_{\text{rev}} < 5\text{ MHz}$  单束团情况下逐圈位置
- b) 多束团情况下的单个束团的逐圈位置(使用触发门)。

#### 3 连续跟踪模式: Track Continuous (T) Mode

输出带宽: 5MHz

主要应用:

- a) 束团重复频率 500MHz 以内的直线或同步加速器
- b) Booster 和储存环中 $\beta$  振荡监测
- c) 500MHz 以内的 L-band, S-band, X-band 预聚束的直线加速器
- d)  $f_{\text{rev}} > 5\text{ MHz}$  的小型离子或质子同步加速器

逐圈位置测量系统中, 使用跟踪保持模式获取单个束团的逐圈位置信号, 使用连续跟踪模式进行 $\beta$  振荡监测。

### 3.1.1.2 单束团运行模式下对数比模块输出

为了检验对数比处理模块的测量模式, 使用示波器观察模块输出信号。图 3-2 所示为在合肥光源单束团运行模式下, 对数比处理模块的输出信号波形。示波器设置为  $50\text{mV}/\Omega$ ,  $50\text{ns}/\text{div}$ 。图中通道 1 和 2 分别测量的是 x 和 y 位置信号。束团运行一圈的时间为  $220\text{ns}$ , 图中信号 2 个波谷位置正好相差  $220\text{ns}$ , 电平大小也就是束团运行相邻两圈的束流位置。

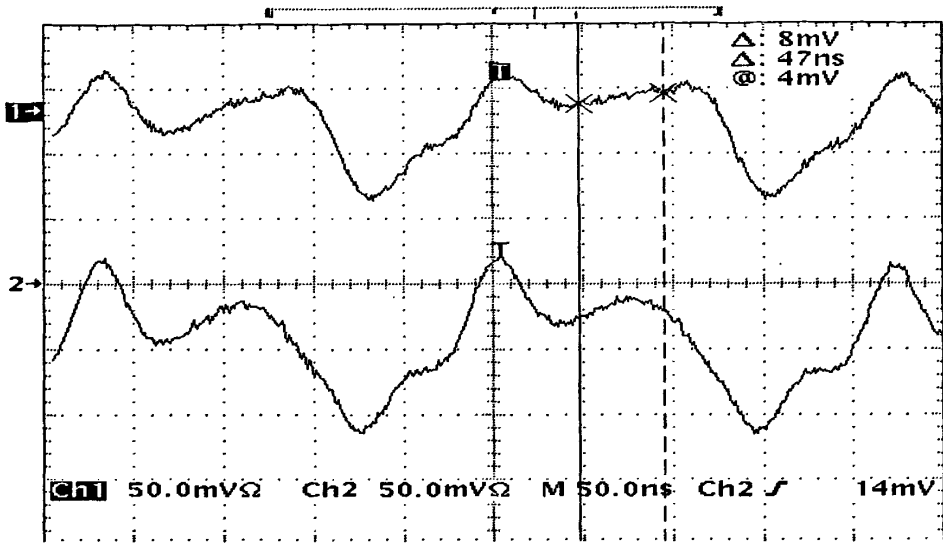


图 3-2 单束团运行模式下对数比模块输出信号

### 3.1.1.3 线性响应动态范围和响应曲线

使用如下图所示的线路测量对数比模块的动态范围和响应曲线。从快速脉冲源输出的脉冲信号经四路功分器后产生四路完全一样的信号模拟钮扣电极出来的信号。

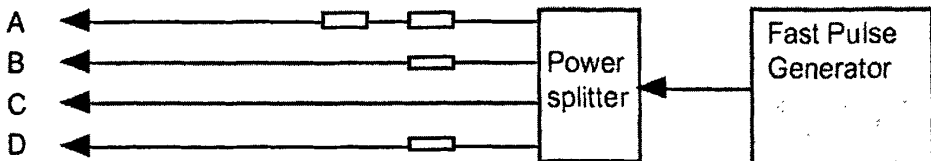


图 3-3 对数比 BPM 测量电路示意图

使用不同的衰减幅度信号模拟束流位置偏移。改变衰减大小即相当于改变束流位置。改变脉冲源的输出功率即相对于改变束流流强。在不同衰减大小下，通过改变脉冲源的输出功率，测量 x、y 输出信号幅度大小，即得到动态范围和响应曲线。从图中可以看出，对数比模块线性响应动态范围为 45dBm。



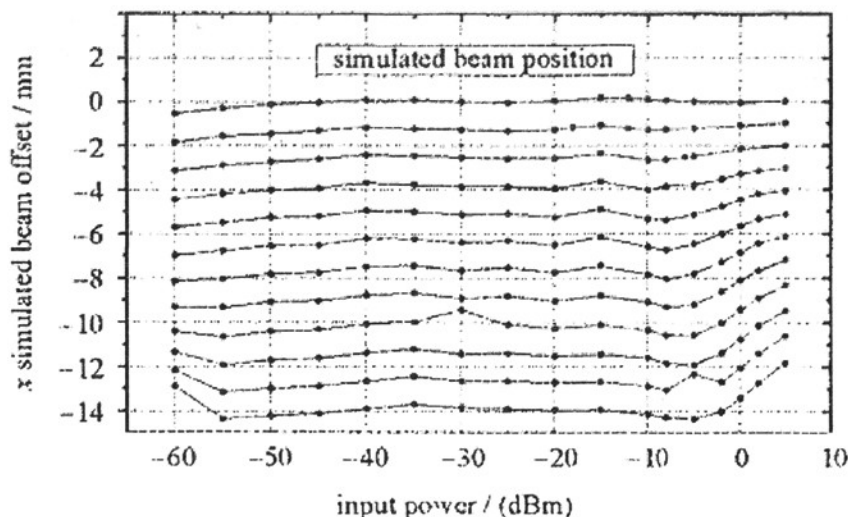


图 3-4 动态范围和响应曲线

### 3.2 信号采集模块 GAGE CS1250 和时钟模块

本文选用一个时钟模块和 Gage 公司生产的 CS1250<sup>[18]</sup>信号采集卡完成数字位置信号采集，并对其进行了系统集成。CS1250 有两个数据采集通道，配备多达 4M samples 的板载内存，双通道模式下可以连续采集长达将近 0.5 秒钟的束流两个方向的逐圈位置数据。数据采集通道 A 和 B 可以设置阻抗为  $1M\Omega$  或者  $50\Omega$ ；输入信号幅度范围为  $\pm 100mV$ 、 $\pm 200mV$ 、 $\pm 500mV$ 、 $\pm 1V$ 、 $\pm 2V$ 、 $\pm 5V$  档，均可由软件进行设置。配有外时钟模块和外触发模块。CS1250 采用 12bit 分辨率，在  $\pm 100mV$  档时，其测量分辨率可以达到  $200mV / 2^{12} = 0.0488mV$ 。

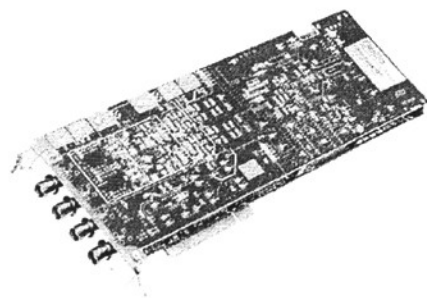


图 3-5 数据采集模块 CS1250 和时钟模块

时钟模块主要功能是对高频信号进行 45 分频后，产生一个与束流同步的 4.533MHz 的 TTL 方波信号，作为采集卡的时钟信号。时钟模块同时还包括时钟信号的滤波、放大和延时等功能。

### 3.3 控制软件与信号分析

本文开发了基于逐圈测量系统的数据采集和分析软件。使用 CS1250 采集卡提供的 API 获取束流逐圈位置数据到计算机内存并进行后续处理。如图 3-6 所示为软件流程图。程序启动时搜寻到硬件后，加载相应的驱动程序，并对硬件进行初始化。初始化结束后使用默认的参数设置硬件。用户可以在任何需要的时候改变硬件参数。

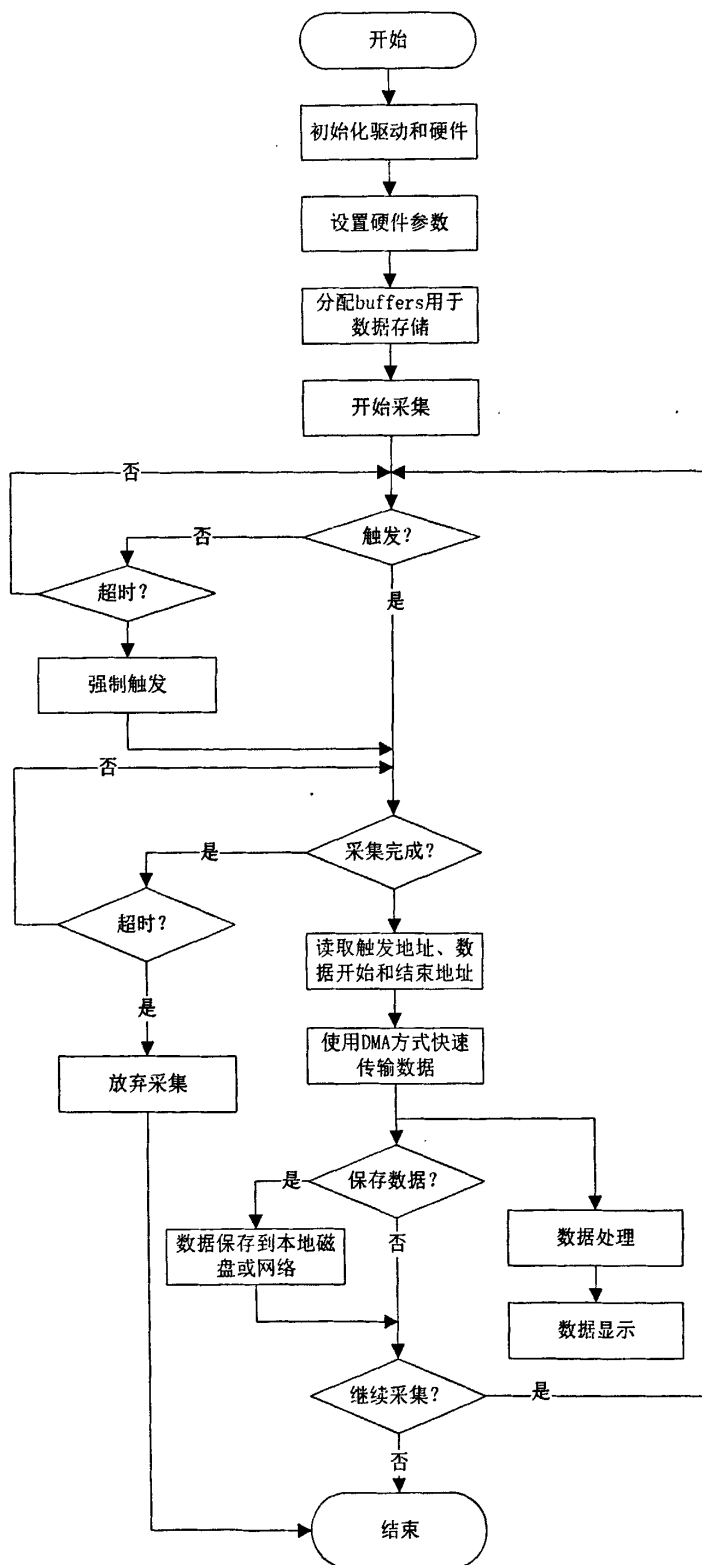


图 3-6 逐圈测量系统测量分析软件流程图

### 3.3.1 数据获取与显示程序

CS1250 采集卡提供编程接口有 VC++ 和 Labview, 考虑到后续数据处理, 选择了 VC++ 作为程序语言。CS1250 驱动程序包通过动态链接库 (Dynamic Links Library) 提供了数据采集所需要的接口函数。程序采用了 Visual C++ 6.0 集成开发环境, 通过驱动程序提供的 API 进行硬件读写相关操作。使用 CompuScope C/C++ Software Development Kit 开发套件提供的头文件和库文件, 可以方便的在程序中调用相关 API 函数。

#### 3.3.1.1 采集卡设置

进行数据获取之前, 需要对采集卡进行相关参数设置。硬件参数设置界面如图 3-7 所示, 其中主要参数的设置为:

1. 数据采集长度: 这个参数设置采集的数据长度, 单通道模式下 4M, 双通道模式下 2M 数据点。CS1250 采集支持预触发模式, 因此采集长度由 2 个时间段部分数据组成, 触发点之前的数据长度和触发点之后的数据长度。在进行注入 Damping 测量时这种模式很有用, 依据触发时间点设置好预触发长度, 可以采集到完整的振荡增长和阻尼全过程。
2. 通道幅度档和耦合模式: 设置采集信号的幅度范围, 默认为 100mV 档; 当束流位置偏移 BPM 中心较大时, 会出现较大的直流偏置, 此时需要设置到 200mV 档或 500mV 档; 注入时, 由于 Kicker 铁的影响, 束流会有较大的瞬时大幅度振荡, 依据需要调整, 通常为 200mV。耦合模式通常设置为 50 $\Omega$ 。
3. 触发方式: 依据测量功能的需要, 触发方式可以设置为 a) 外触发; b) CH1 触发; c) CH2 触发; d) 软触发。其中外触发主要用于注入状态下测量注入束流第一圈位置, 或者使用外控门信号做其他定时采用。
4. 时钟源: 在进行逐圈测量时, 通常设置为使用外部时钟模式, 此时在采集卡上接入与束流同步的 4.533MHz 的时钟信号。当使用外部时钟时, 可以设置外部时钟的相关参数, 比如延时, 分频系数等, 界面见图 3-8。
5. 超时设置: 超时设置中有两个: 触发超时和采集超时。触发超时定义等待触发的时间, 超过这个时间系统将使用软件触发采集过程; 采集超时定义为数据获取时间, 超过这个时间将放弃本次数据获取, 进入下一次采集过程, 是为了避免时间过长影响下次的测量。

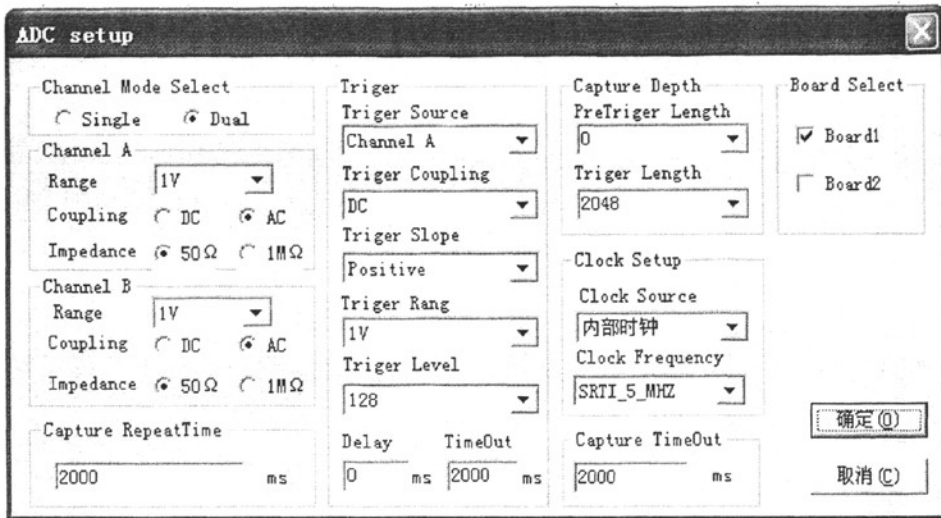


图 3-7 采集卡 CS1250 参数设置

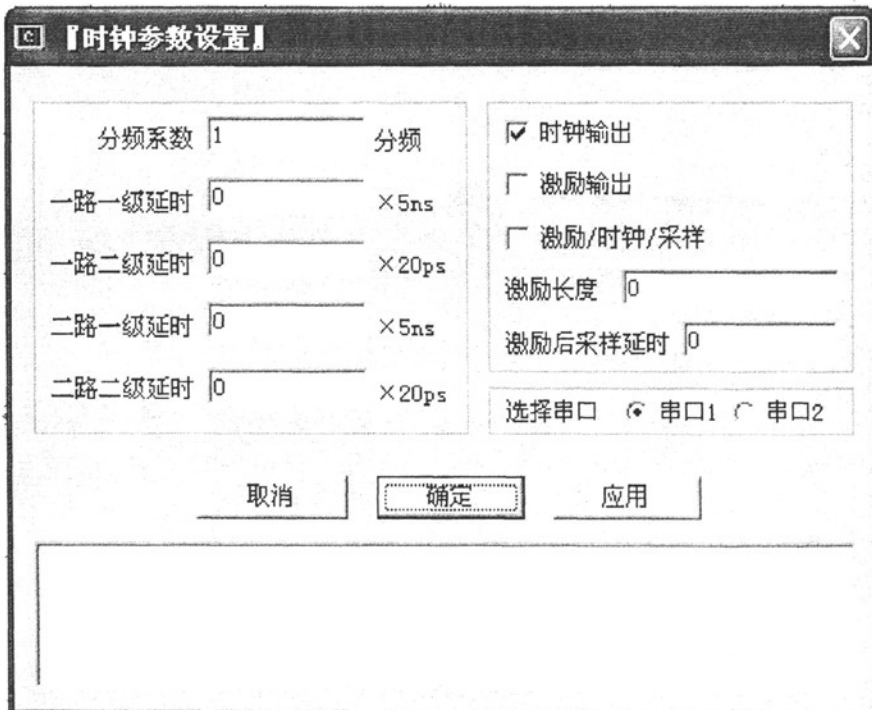


图 3-8 外部时钟参数设置

### 3.3.1.2 数据采集与控制

程序通过 DMA 数据传输方式将大批量数据由采集卡传输到计算机内存。采集多线程技术，实现数据采集与数据显示同时进行。硬件完成一次数据采集并将数据传输到计算机内存后，可以继续下一次数据采集，而此时，软件完成本

次数据的分析、计算与显示，以此来达到实时测量分析模式。程序使用 MFC 的文档/视图结构，将应用程序的数据处理与界面显示分开。文档对象负责数据采集、处理、载入和保存；视图对象负责显示有关的所有操作。

数据获取有两种模式：单次采集和连续采集。单次采集模式下，每次操作只进行一次数据获取、处理与显示过程，适用于对数据现场分析和进一步处理。连续采集模式下，如果触发设置为外部触发，则按照外部触发信号的频率进行数据获取；触发设置为软触发模式时，通过定时器控制系统进行指定时间间隔的重复采集。连续采集模式适用于数据批量采集和实时监控。

### 3.3.2 系统联机调试

数据采集系统在储存环单束团运行模式下进行联机调试。主要目的是验证数据采集程序以及系统时序调整。

1) 先使用示波器观测对数比模块的输出，由图中可以看出：CH1 峰值处信号幅度为-68mV，CH2 的峰值为-112mV，这个信号即为在储存环中束团相对 BPM 中心的位置。

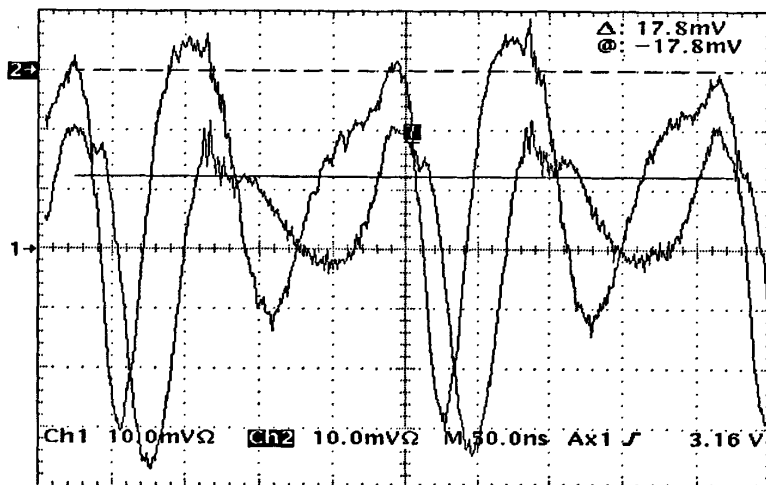


图 3-9 单束团下调整延时，用示波器看输出信号峰值

2) 时序调整。通过调整时钟系统的延时来实现时序对齐。时钟延时调整分为粗调和细调。粗调步长为 5ns，细调步长为 20ps。时钟信号总可调延时范围为 220ns，是束团的一个回旋周期。调整到合适的时钟延时，使采集卡正好能采集到峰值信号。

图 3-10 显示了正确调整延时后采集卡采集到的数据。通道 1 为-68mV，通道 2 为-112mV，同用示波器观测到的是一致的。

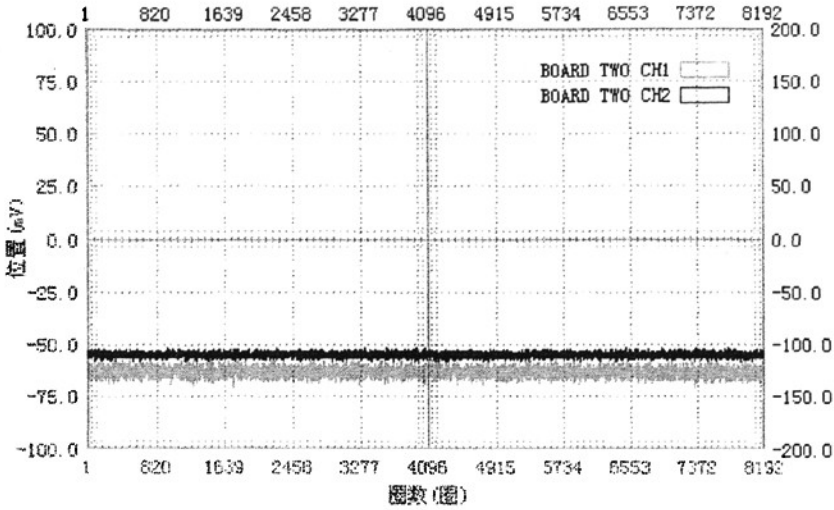


图 3-10 时钟延时调整, ADC 采集到的信号

### 3.4 逐圈测量系统的应用

逐圈测量系统可以用于监测注入时的束流位置, 判定注入效率, 研究 $\beta$  振荡、动力学孔径和储存环上的束流不稳定性等。逐圈测量数据获取的通过进行数字信号处理与计算后, 可以应用在瞬时工作点提取, 阻尼时间测量, 获取相空间图像, XY 耦合度计算等<sup>[26][27][28][29]</sup>。

#### 3.4.1 基于 NAFF 算法的瞬时工作点提取

工作点受到多种因素的影响, 从色品的定义可以看出, 粒子能量上的变化导致振荡频率的偏移, 这也是横向和纵向振荡两者之间耦合的途径; 束流不稳定性等现象可以导致粒子振荡频率出现偏移和分散; 束团振荡幅度增大时由于动力学非线性效应导致振荡频率的偏离; 电源纹波通过磁铁的引导场干扰束流工作点等。

测量工作点的手段除了频谱测量(扫频或者白噪声激励束流然后测量相应的共振峰)外, 常用的手段是使用逐圈测量系统进行测量。

大多数情况下, 束流的工作点漂移及受扰动而改变都是在很小的范围内变化。精确测量工作点对于机器的运行和研究具有重要意义, 整个机器的稳定性直接取决于设计的工作点。因此工作点的测量和计算原则是使用尽可能少的数据获得尽可能高的频率分辨。

通过各种计算方法的比较<sup>[6]</sup>, 本文将 NAFF (Numerical Analysis of Fundamental Frequency)方法<sup>[19][20]</sup>应用到逐圈测量系统上进行瞬时 tune 值计算。NAFF 进行 Tune 估计算法在数据长度为 256 点时相对分辨好于 0.00005。

##### 3.4.1.1 NAFF 算法的实现

考虑逐圈测量数据离散时间序列  $f(n)$  中, 由第  $m$  圈开始包含  $N$  圈的子集

$$f(n), n = m \dots m + N - 1 \quad (3.1)$$

由如下公式计算:

$$I(v_{m,N}^k) = \sum_{n=m}^{m+N-1} f(n) \exp(-i2\pi n \cdot v_{m,N}^k) \chi_{n-m} \quad (3.2)$$

其中,  $\chi_n = 1 + \cos(\frac{\pi \cdot n}{N})$ , 设定  $v_{m,N}^k$  的变化区间, 得到  $I(v_{m,N}^k)$  随  $v_{m,N}^k$  的变化曲线, 如图 3-12 所示。最大  $I(v_{m,N}^k)$  对应的  $v_{m,N}^k$  即为工作点频率。

对公式(3.2)取模:

$$|I(v_{m,N})| = \sqrt{\left\{ \sum_{n=m}^{m+N-1} f_n \cdot \cos(2\pi v_{m,N} \cdot n) \chi_n \right\}^2 + \left\{ \sum_{n=m}^{m+N-1} f_n \cdot \sin(2\pi v_{m,N} \cdot n) \chi_n \right\}^2} \quad (3.3)$$

公式(3.3)的一阶导数的根, 使用迭代算法即可获得。

$$\frac{d|I(v_{m,N})|}{dv_{m,N}} = \frac{\left\{ \sum_{n=m}^{m+N-1} f_n \cdot \cos(2\pi v_{m,N} \cdot n) \chi_n \right\} \cdot \left\{ \sum_{n=m}^{m+N-1} f_n \cdot \sin(2\pi v_{m,N} \cdot n) \chi_n \cdot 2\pi n \right\}}{\sqrt{\left\{ \sum_{n=m}^{m+N-1} f_n \cdot \cos(2\pi v_{m,N} \cdot n) \chi_n \right\}^2 + \left\{ \sum_{n=m}^{m+N-1} f_n \cdot \sin(2\pi v_{m,N} \cdot n) \chi_n \right\}^2}} + \frac{\left\{ \sum_{n=m}^{m+N-1} f_n \cdot \sin(2\pi v_{m,N} \cdot n) \chi_n \right\} \cdot \left\{ \sum_{n=m}^{m+N-1} f_n \cdot \cos(2\pi v_{m,N} \cdot n) \chi_n \cdot 2\pi n \right\}}{\sqrt{\left\{ \sum_{n=m}^{m+N-1} f_n \cdot \cos(2\pi v_{m,N} \cdot n) \chi_n \right\}^2 + \left\{ \sum_{n=m}^{m+N-1} f_n \cdot \sin(2\pi v_{m,N} \cdot n) \chi_n \right\}^2}} \quad (3.4)$$

根据上式只需对如下方程求解:

$$\begin{aligned} & - \left\{ \sum_{n=m}^{m+N-1} f_n \cdot \cos(2\pi v_{m,N} \cdot n) \chi_n \right\} \cdot \left\{ \sum_{n=m}^{m+N-1} f_n \cdot \sin(2\pi v_{m,N} \cdot n) \chi_n \cdot 2\pi n \right\} \\ & + \left\{ \sum_{n=m}^{m+N-1} f_n \cdot \sin(2\pi v_{m,N} \cdot n) \chi_n \right\} \cdot \left\{ \sum_{n=m}^{m+N-1} f_n \cdot \cos(2\pi v_{m,N} \cdot n) \chi_n \cdot 2\pi n \right\} = 0 \end{aligned} \quad (3.5)$$

弦截法迭代, 对初始值要求不太高, 迭代计算也不复杂, 收敛速度虽然不如简单迭代, 但由于对初始值不苛求, 因而此算法效率高。弦截法迭代公式如下:

$$x_{k+1} = x_k - (x_k - x_{k-1}) \times \frac{f(x_k)}{f(x_k) + f(x_{k-1})} \quad (3.6)$$

由于  $v_{m,N}$  值变化很慢很小, 因此可以把上一次的结果当作下一次的初始值, 这样将大大提高运算速度。



### 3.4.1.2 NAFF 算法 Matlab 仿真计算

先产生一个长度为 256 的带噪声的逐圈仿真数据，见图 3-11

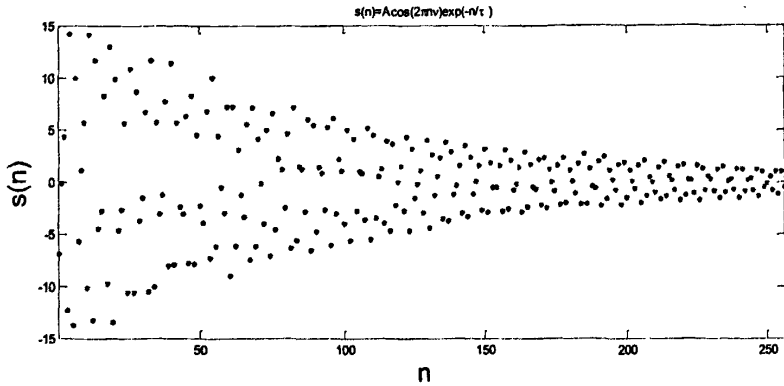


图 3-11 带噪声的逐圈测量仿真数据

然后计算  $I(v_{m,N}^k)$  随  $v_{m,N}^k$  的变化曲线  $I$ ，图 3-12。 $I(v_{m,N}^k)$  幅度最大处对应的  $v_{m,N}^k$  即为要检测的工作点频率。

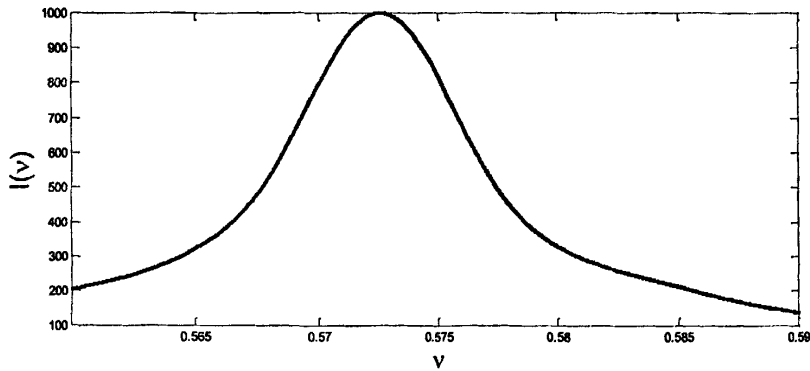


图 3-12 NAFF 算法中  $I$  与  $v$  的关系

仿真逐圈数据中，数据长度为 256，设定的工作点频率为  $v=0.572563246234$ ，计算时，寻峰间隔为  $10^{-6}$ ，计算得到的工作点频率为  $v=0.572531$ 。比较发现精度好于  $10^{-4}$ 。

### 3.4.1.3 NAFF 算法的 C++ 实现

在逐圈测量系统中，考虑到要求在线实时计算和显示工作点随时间的变化，瞬时工作点的计算效率以及与数据采集程序整合是必须要考虑的。本文使用 C++ 语言在逐圈测量系统中实现使用 NAFF 做瞬时工作点跟踪计算。

### 3.4.2 横向相空间测量

相空间通常有两种定义<sup>[21]</sup>。其一为“物理相空间”，坐标是位移和动量，如  $x, p_x, y, p_y$ 。其中动量单位常用  $m_0c$  为单位 ( $m_0$  是粒子的静止质量,  $c$  是光速)。其二称为“几何相空间”，坐标是轨迹的几何参量，即位移和轨迹斜率，如  $x, x', y, y'$ 。其中位移和斜率的单位一般分别用  $mm$  和  $mrad$ 。以横向垂直方向为例，由逐圈采样得到垂直方向的位置  $y$ ，以及计算后得到的  $y'$  构成横向垂直方向的束流运动几何相空间。

#### 3.4.2.1 两位置单圈计算

此方法是目前各大加速器通用的测量方法。通过测量储存环上束流在两个不同 BPM 上的位置信号 ( $y_2, y_1$ )，使用束流传输矩阵计算得到 ( $y_2', y_1'$ )。下面给出详细推导。

若已知两位置  $s_1$  和  $s_2$  上的 Lattice 参数  $\beta_1, \alpha_1$  和  $\beta_2, \alpha_2$ ，以及  $s_1$  和  $s_2$  之间的相移  $\Delta\varphi$ ，那么有传输矩阵  $M$  满足如下关系<sup>[6]</sup>：

$$\begin{bmatrix} y_2 \\ y_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_1}} (\cos \Delta\varphi + \alpha_1 \sin \Delta\varphi) & \sqrt{\beta_1 \beta_2} \sin \Delta\varphi \\ -\frac{(1 + \alpha_1 \alpha_2) \sin \Delta\varphi + (\alpha_2 - \alpha_1) \cos \Delta\varphi}{\sqrt{\beta_1 \beta_2}} & \sqrt{\frac{\beta_1}{\beta_2}} (\cos \Delta\varphi + \alpha_2 \sin \Delta\varphi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_1' \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

对  $M$  矩阵(3.7)略做变换，就可以得到由束流位置信号 ( $y_2, y_1$ ) 表示的 ( $y_2', y_1'$ )：

$$\begin{bmatrix} y_1' \\ y_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\cos \Delta\varphi + \alpha_1 \sin \Delta\varphi}{\beta_1 \sin \Delta\varphi} & \frac{1}{\sqrt{\beta_1 \beta_2} \sin \Delta\varphi} \\ -\frac{1}{\sqrt{\beta_1 \beta_2} \sin \Delta\varphi} & \frac{\cos \Delta\varphi - \alpha_2 \sin \Delta\varphi}{\beta_2 \sin \Delta\varphi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

为了简化计算和减小误差，实际通常选择两个合适的位置探测器：它们之间的  $\beta$  振荡相位差接近  $\pi/2$ ，Twiss 参数接近或一致。这样  $\sin(\Delta\varphi) \approx 1$ ，于是(3.8)简化为

$$\begin{bmatrix} y_1' \\ y_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\alpha_1}{\beta_1} & \frac{1}{\sqrt{\beta_1\beta_2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{\beta_1\beta_2}} & \frac{\alpha_2}{\beta_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

### 3.4.2.2 单位位置双圈计算

此方法的计算原理和第一种方法是一样的,不同之处在于对测量数据的处理。考虑到电子储存环中电子的运行轨迹是无限不重复的,因此,一个 BPM 观测到的连续两圈的数据具有不变相位差的信号,其相位差数值可以由工作点的分数部分很容易得到。代入公式(3.8),就可以计算得出  $y'$ 。这种测量方法只用到了一个 BPM。

### 3.4.2.3 单位位置单圈计算

从横向振荡轨迹方程的特殊性质推出,使用单个位置上测量的连续数据可以计算相空间图像。

对公式(2.7)取一阶导数:

$$y'(s) = \frac{1}{\beta(s)} [-\alpha y(s) - a\sqrt{\beta(s)} \sin(\int_0^s \frac{ds}{\beta(s)} + \varphi_0)] \quad (3.10)$$

其中,  $\alpha = -\frac{\beta'(s)}{2}$ 。

比较公式(3.10)与公式(2.7)可以看到,(3.10)表达式的第二项其实就是  $y(s)$  移相  $\pi/2$ 。所以可以从一个位置探测器的测量数据  $y$  计算得到该点的振荡轨迹的方向  $y'$ 。具体的做法是首先对测量数据作离散傅立叶变换,交换复数结果的实部和虚部值,然后改变新得到的复数实部的符号,对这个新生成的复数序列作反傅立叶变化得到一系列时域波形,这个就是原信号移相  $\pi/2$  的结果。代入上式就可以得到与各圈测量的束流位置  $y$  对应的振荡轨迹方向  $y'$ 。

### 3.4.2.4 相空间计算方法的仿真计算

根据电子储存环中粒子的横向振荡轨迹方程(1),设置对应的参数和数据后,可以得到仿真数据。这里我们采用合肥光源上的参数,模拟合肥光源电子储存环上的电子束团运动。设置初始工作点为 0.57,经过 2048 圈后变化到 0.571。

得到公式(5)产生我们需要的数据,其中  $n$  表示圈数。

$$y_1 = \cos(2\pi n \times (0.57 + 0.1 \times n / 2048)) \times \exp(-n / 2048) \quad (5)$$

这里我们取 2048 圈的数据，见图 3-13。

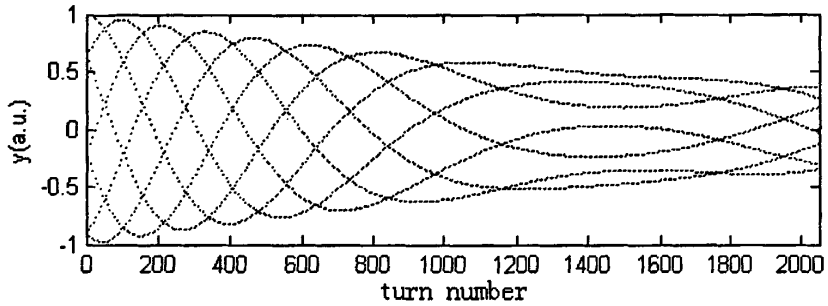


图 3-13 逐圈采样的束团运动位置

分别使用单位位置双圈法和单位位置单圈法计算出  $y'$  并绘出相图，见图 3-14，a) 为单位位置双圈法计算结果，b) 为单位单圈法。用于计算的参数，为 800MeV 供光状态下某 BPM 处 Lattice 参数。

$$\beta_x = 10.07368276$$

$$\alpha_x = -3.608354324$$

$$\beta_y = 9.751384498$$

$$\alpha_y = 1.409080251$$

图 3-14 很好的演示了相空间的变化：随着束团垂直振荡振幅衰减，椭圆从外向内收缩，图中可以看到 7 条摆臂，计算后知道  $\nu = 0.571 \approx \frac{4}{7}$ 。

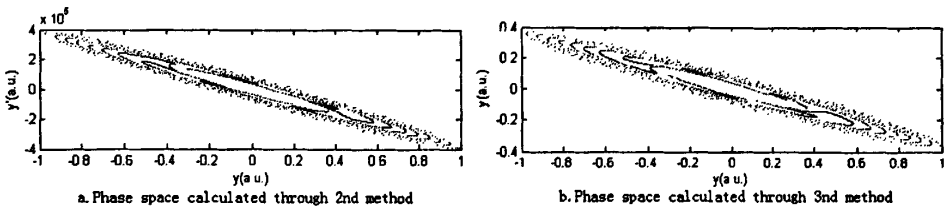


图 3-14 用仿真数据计算出来的相空间图像

### 3.4.2.5 实验数据计算

图 3-15 为合肥光源环上的实测数据。在 200MeV 下，通过扫频激励后同步触发对数比逐圈位置测量系统采集到的数据，数据采样率为回旋频率 4.533MHz。(a)是 13#BPM 上的数据图形，(b)是 16#BPM 的数据图形。均以测量的垂直方向  $y$  的数据为例。

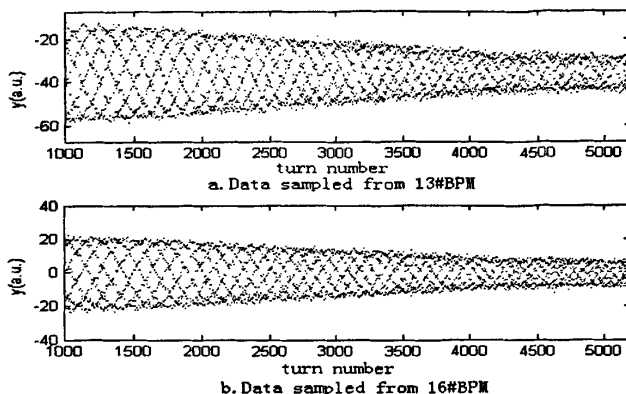


图 3-15 Q2S BPM 和 Q2W BPM 上采集到的逐圈位置信号

使用这组数据，我们分别用双位置单圈法、单位置双圈法和单位置单圈法计算并绘出了相图，见图 5 所示。

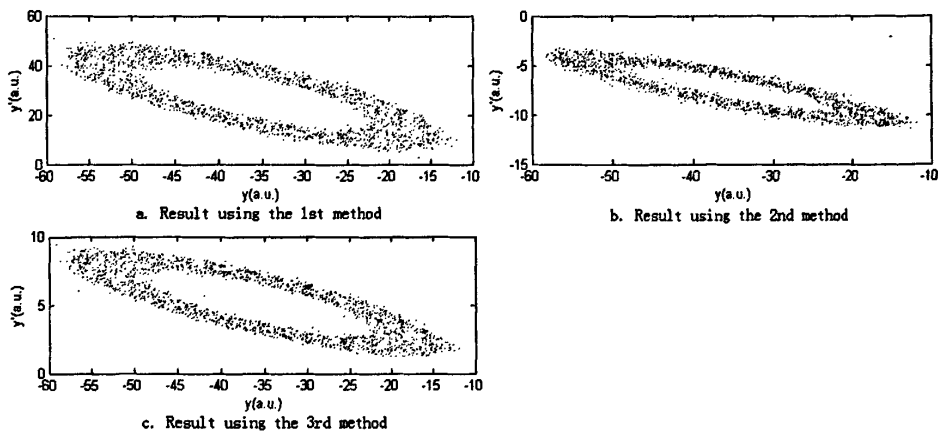


图 3-16 分别用三种方法处理实验数据后获得的相空间图像

从图 3-16 可以看出，三种方法计算出来同一组实测数据的相空间图像是一致的，表明这三种方法都可以很好的运用在合肥光源的相空间测量和计算中。

### 3.4.3 基于数字锁相检测的阻尼时间计算

在逐束团反馈系统的调试中，一个重要的参考就是反馈系统对束流提供的阻尼时间。阻尼时间的测量基础是在一个探测电极上测量到的束流运动  $N$  圈的位置信息。这是束流  $\beta$  振荡信号的逐圈采样信号，其形式为以工作点频率为周期的幅度呈指数衰减的信号。阻尼时间的计算就是取其包络后按指数衰减规律进行拟合。测量阻尼时间的关键是包络信号的提取。

使用数字锁相检测可以有效的检测出某振荡频率的幅度信息。锁相检测是微弱信号检测中常用的一种方法，它的应用前提是待测信号频率已知。束流  $\beta$  振荡信号正具有这个特点。

3.4.3.1 锁相检测原理<sup>22)[23][24]</sup>

检测具有如下形式的信号:

$$s(t) = A_m \sin(\omega_m t + \varphi_m) + \sum_{i=1}^N A_i \sin(\omega_i t + \varphi_i) + n(t) \quad (3.11)$$

其中, 带有  $m$  下标的信号为待测信号, 带有  $i$  下标的信号为其他频率的干扰信号,  $n(t)$  为噪声信号。这里的噪声信号可以是多种形式的噪声, 例如热噪声等, 它在一定频率范围内可以看作均值为零的高斯白噪声。

在已知  $\omega_m$  的前提下, 可以生成一个单位幅度的参考信号

$$s_{rs}(t) = \sin(\omega_m t + \varphi_r) \quad (3.12)$$

使该参考信号与  $s(t)$  相乘, 然后得到

$$\begin{aligned} s_{multi}(t) &= s_{rs}(t) \times s(t) \\ &= \frac{1}{2} A_m \cos(\varphi_m - \varphi_r) \\ &\quad - \frac{1}{2} A_m \cos(2\omega_m t + \varphi_r + \varphi_m) \\ &\quad + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N A_i \{ \cos[(\omega_i - \omega_m)t + \varphi_i - \varphi_r] - \cos[(\omega_i + \omega_m)t + \varphi_i + \varphi_r] \} \\ &\quad + n(t) \sin(\omega_m t + \varphi_r) \end{aligned} \quad (3.13)$$

其中, 第一项是直流, 第二、三项是远离直流的单频信号(假设没有  $\omega_i$  靠近  $\omega_m$ ), 第四项仍然是噪声。

通过一个低通滤波, 即可去除掉第二、三项, 得到

$$s_F(t) = \frac{1}{2} A_m \cos(\varphi_m - \varphi_r) + n_F(t) \quad (3.14)$$

其中,  $n_F$  在滤波器通带范围内仍然可以看作是高斯白噪声。对(3.14)在一个信号周期内求均值,  $n_F$  的均值为零, 因此被去除。最后得到的均值信号为  $0.5 A_m \cos(\varphi_m - \varphi_r)$ 。由于待测信号与参考信号的相移不可预测, 所以再使用一个与参考信号(3.12)正交的参考信号

$$s_{rc}(t) = \sin(\omega_m t + \varphi_r + \frac{\pi}{2}) = \cos(\omega_m t + \varphi_r) \quad (3.15)$$

同样经过上述处理, 得到最终值为  $0.5 A_m \sin(\varphi_r - \varphi_m)$ , 最后信号幅值可以由式(3.16)确定:

$$[A_m \sin(\varphi_r - \varphi_m)]^2 + [A_m \cos(\varphi_m - \varphi_r)]^2 = A_m^2 \quad (3.16)$$

### 3.4.3.2 阻尼时间计算和 Matlab 实现

同步加速器或储存环中做回旋运动的束流，当受到扰动时，探测到的逐圈位置信号通常具有式(3.17)的形式。

$$f(n) = A_i \sin(2\pi\nu_i n + \varphi_i) + f_{noise} \quad (3.17)$$

其中， $\nu_i$  为工作点频率，下标  $i$  指水平或垂直或纵向；其中幅度  $A_i$  通常具有指数衰减  $e^{-(t/t_0)}$  的形式。阻尼时间定义为指数衰减常数  $\tau$ ，阻尼率定义为指数衰减常数的倒数，即  $1/\tau$ 。

阻尼时间的计算，使用如下的步骤：

1. 对离散时间信号序列进行高通滤波处理。在  $f(n)$  中，通常含有较大的直流分量和其他一些低频分量，对信号先进行高通滤波处理有利于去除不必要的干扰。
2. 计算振荡信号频率。产生参考信号需要的频率  $\nu_i$  通常从信号中提取。对于阻尼时间计算而言，采用 FFT 方法提取的  $\nu_i$  就能满足要求了。要求高时可以采用 NAFF、插值 FFT 等方法获得。
3. 产生参考信号序列。使用第 2 步得到的  $\nu_i$ ，产生与  $f(n)$  信号序列等长度的参考信号序列  $s_{rc}(n) = \cos(2\pi n \nu_i)$  和  $s_{rs}(n) = \sin(2\pi n \nu_i)$
4. 将  $f(n)$  分别与  $s_{rc}(n)$ 、 $s_{rs}(n)$  相乘，得到的信号通过一个低通滤波，滤除干扰分量，最后得到  $f_c(n) = \frac{1}{2} A_m \cos(\varphi_i)$  和  $f_s(n) = \frac{1}{2} A_m \sin(\varphi_i)$ 。
5. 最后合成需要的幅度信号  $\sqrt{f_c^2(n) + f_s^2(n)} = \frac{1}{\sqrt{2}} A_m$
6. 对得到的幅度信号，取自然对数运算，然后进行线性拟合，其斜率即为阻尼率。

上述步骤通过 Matlab 很容易实现出来。Matlab 的实现代码请参看附录 A。

### 3.4.3.3 仿真计算

下面给出一个仿真的例子以直观的说明这个方法

假设有如下参数的逐圈测量数据： $\nu = 0.572$ ， $\tau = 1000$ ， $A = 20$ ，加上 20% 的噪声，忽略 Tune 随幅度的变化。

$$x(n) = A \cos(2\pi n \nu) \times \exp(-n/\tau)$$

计算结果见图 3-17，上半部分中，点为带噪声的束流逐圈运动仿真数据，实线曲线为使用数字锁相提取的幅度包络。下半部分曲线为对包络信号取自然对数，并进行直线拟合的数据。

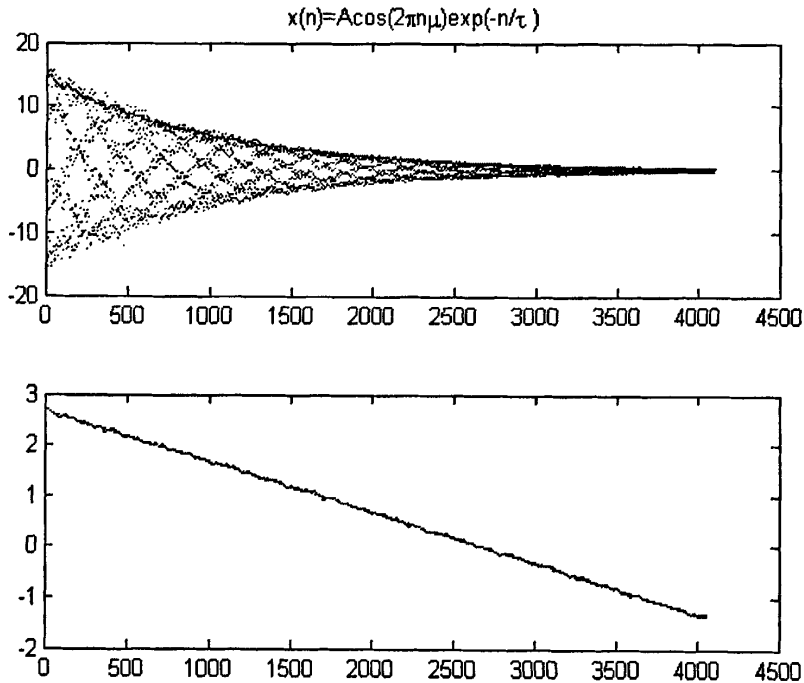


图 3-17 逐圈采样的束团运动仿真与包络提取

#### 3.4.4 横向 XY 耦合度测量

合肥光源束流注入凸轨是在水平方向。注入时注入冲击磁铁会在水平方向对束流产生扰动而给束流以水平方向的激励，当我们在水平方向激励时，不仅存在水平方向的共振峰，而且存在垂直方向的共振峰，垂直方向共振是由横向振荡的耦合引起的。如果激励幅度不太大，则在线性近似的情况下，耦合系数可以表示为<sup>[14][25]</sup>

$$k = \frac{a_y^2}{a_x^2} = \frac{A_y^2 \beta_x}{A_x^2 \beta_y} \quad (3.18)$$

对注入时逐圈测量两个方向的振荡数据做 FFT，取其工作点处幅度代入上式即可得到注入时 XY 的耦合度。



## 第4章 HLS 横向模拟反馈系统的改进

合肥光源横向模拟反馈系统样机已经在 2007 年底搭建完成, 取得了初步成果。为了将新研制的反馈条带和光纤滤波器应用于反馈系统, 同时为了进一步提高反馈效果, 克服现有样机系统的不足, 并将反馈系统推向实用化, 对系统进行了重要的改进工作。本章将详细介绍反馈系统样机的改进方案, 包括前端宽带信号处理模块的重建、信号矢量合成模块的改进、加入独立可调增益模块以及优化信号传输线路。本章还给出了反馈系统的外围控制电路以及基于 EPICS 系统的控制软件的设计。

### 4.1 改进方案中的关键问题

合肥光源电子储存环的横向模拟反馈系统样机是参考了韩国 PLS 的反馈系统设计方案。样机完成后进行了一系列的调试、测试和测量实验<sup>[6]</sup>。对实验结果进行了细致的分析, 发现样机系统存在着信号反射和动态范围不够等影响反馈系统性能的主要问题。

#### 4.1.1 信号传输中的信号反射

信号从 BPM 传输到系统本地站, 分别使用 28 米和 15 米长同轴电缆, 由于阻抗匹配问题, 出现信号反射现象。系统调试中, 使用示波器测量了前端信号处理模块出来的信号, 如图 4-1 所示。

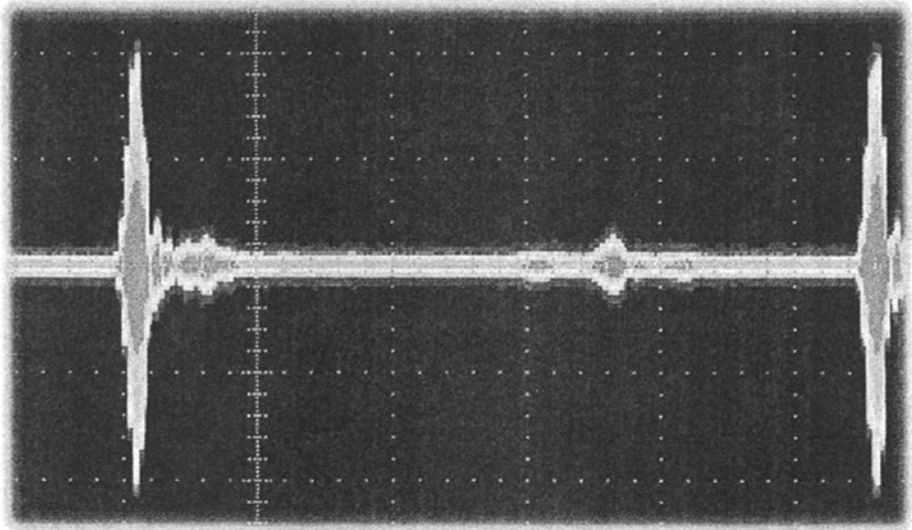


图 4-1 样机系统前端信号处理中的信号反射

图中横坐标是时间, 40ns/div; 纵坐标是幅度, 50mV。在单束团情况下, 束流信号后面出现了一连串的小信号反射。在距离束团信号 140ns 位置处出现了一

个比较大的反射，经过计算，反射来源于 15 米长电缆处的反射。测量了最终输入反馈条带的反馈信号。如图 4-2 所示。

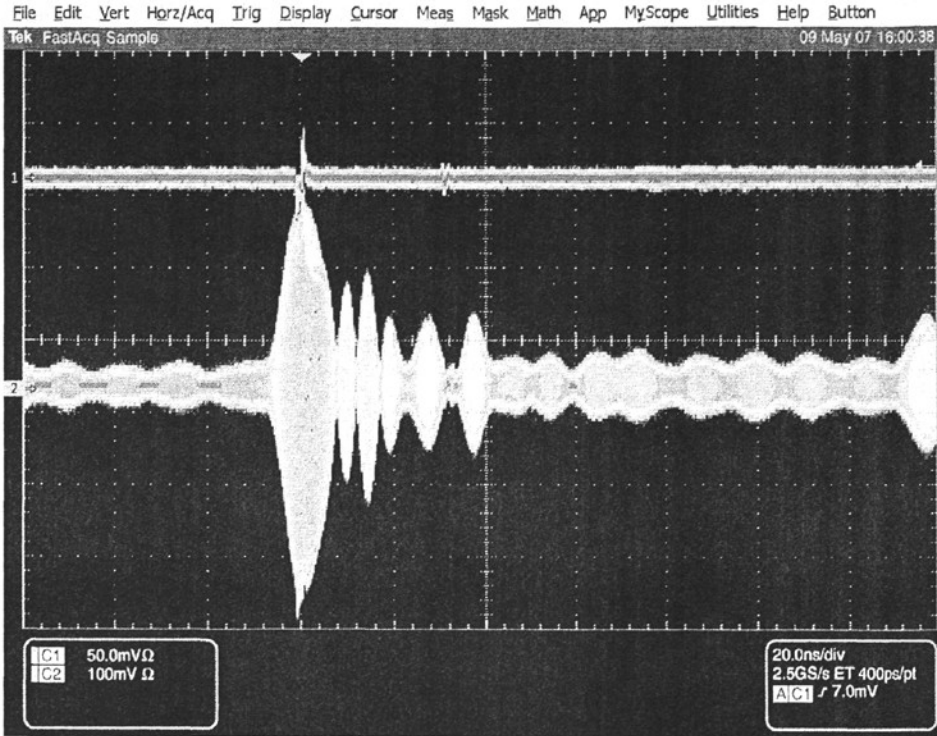


图 4-2 样机系统最终反馈信号中的信号反射

#### 4.1.2 系统动态范围与信噪比

合肥光源注入采用的是全束团多圈多次的注入方式，在 200MeV 低能量注入，加速到 800MeV 运行。注入使用 2 组 Kicker 磁铁 (K1、K2 和 K3、K4)，采用局部凸轨方式，2 秒钟一次。注入会引起束流短时间内大的闭轨偏移和围绕闭轨的大幅度振荡。注入过程中也会出现大的残余振荡。

反馈系统前端电子学模块是使用差信号来获得束流位置信号。该信号中不仅含有反馈需要的束流位置振荡信号，还包含了直直流流强分量，以及 BPM 测量中心和平衡轨道不重合带来的直流偏置，这些会影响反馈系统电子学处理模块的动态范围。过大的直流信号分量导致信号处理线路中高频器件出现饱和，同时也影响信噪比。200MeV 注入状态下，束流平衡轨道与 800MeV 运行状态不一样，直流成分对反馈系统的影响更大。

改进方案设计中，重点是系统的动态范围和信噪比的改进。改善反馈系统中的信号处理流程，尽量去除束流振荡信号以外的直流成分来降低对系统的动态范围要求。

## 4.2 横向模拟反馈系统改进

通过详细分析各部件测试结果,结合合肥光源实际,并与国内外专家、同行进行了深入细致的讨论,参考国内外其他机器上的反馈系统设计<sup>[31]</sup>,做出了包括前端宽带信号处理模块的重建、信号矢量合成模块的改进、加入独立可调增益模块以及优化信号传输线路的改进方案。改进后的系统总体设计框图见图 1-3。

### 4.2.1 前端电子学处理模块的改进

合肥光源的束流位置探测装置为安装于真空室壁上斜 45 度的钮扣型电极。钮扣电极出来的信号是一个宽带的信号,除了包含测量和反馈需要的信号外,同时还包含了不令人感兴趣、甚至对后续处理有害的频率成分,比如反馈带宽以外谐波信号成分、直流流强成分、束流闭轨直流偏置等。要获取束流的横向位置振荡信号等有用信号,就需要对该信号进行信号处理。

在反馈系统前端电子学模块中,进行位置信号运算单元由 4 个魔 T 和若干电缆组件组成。作为和差运算器件的魔 T 的工作频率范围为 2MHz-2GHz,反馈系统工作的中心频率为 612MHz,带宽 100MHz。我们知道,钮扣 BPM 探测的束流信号是一个非常宽频的窄脉冲信号,窄脉冲信号在送入位置信号运算单元进行运算之前先进行滤波,可以有效减少信号运算中无用频带通过交调或者端口耦合混入到输出信号带来的干扰。

在改进设计中,我们采用了先 3-tap comb 滤波,再进行和差运算的方案。设计方案如图 4-3 所示:

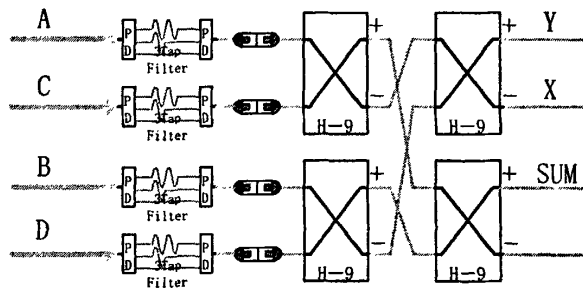


图 4-3 反馈系统前端信号处理框图

因为 HLS 采用的是双 BPM 的反馈系统,所以共需要制作 8 个 3-TAP Comb Filter。为了达到良好的滤波深度与相频响应,3-TAP 滤波器采用 Times 高性能电缆制作,电缆的电长度误差 $<5\text{ps}$ 。图 4-4 显示了使用 3-tap 电缆滤波后的束流信号频谱图。

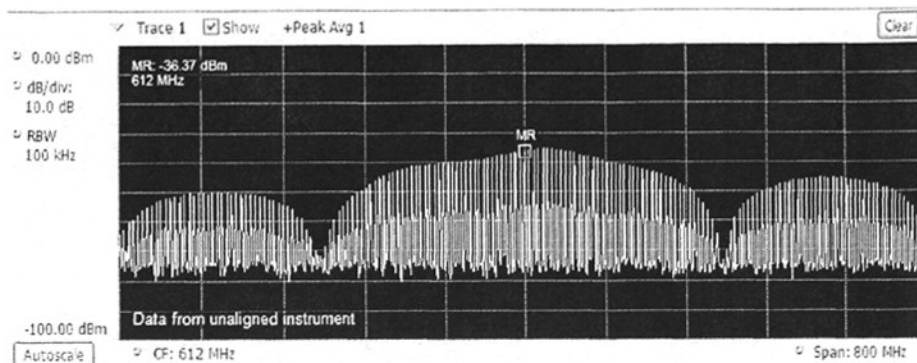


图 4-4 实测束流信号经过 3-TAP Comb Filter 后频谱图

样机系统中，观察前端束流位置信号处理模块出来的 x、y 位置信号，发现存在着较大的信号反射。对逐束团反馈系统而言，信号反射对反馈效果的影响比较大。信号反射是由于高频信号在传输过程中，传输线路出现了阻抗不连续，通常这种不匹配容易出现在电缆连接处或高频器件连接处。

反馈系统信号处理单元均在储存环外的水泥屏蔽墙后，从钮扣电极出来的信号需要经过长电缆传输。为了减小信号传输不匹配导致的信号反射，在钮扣电极和 3-TAP 滤波器的各连接处，分别加入了 3dB 衰减器。同时重新制作了长电缆的电缆头，并使用示波器的 TDR 功能进行了严格的测试。改进后的线路，有效的减小了信号反射，同时也极大的提高了输出信号的信噪比。

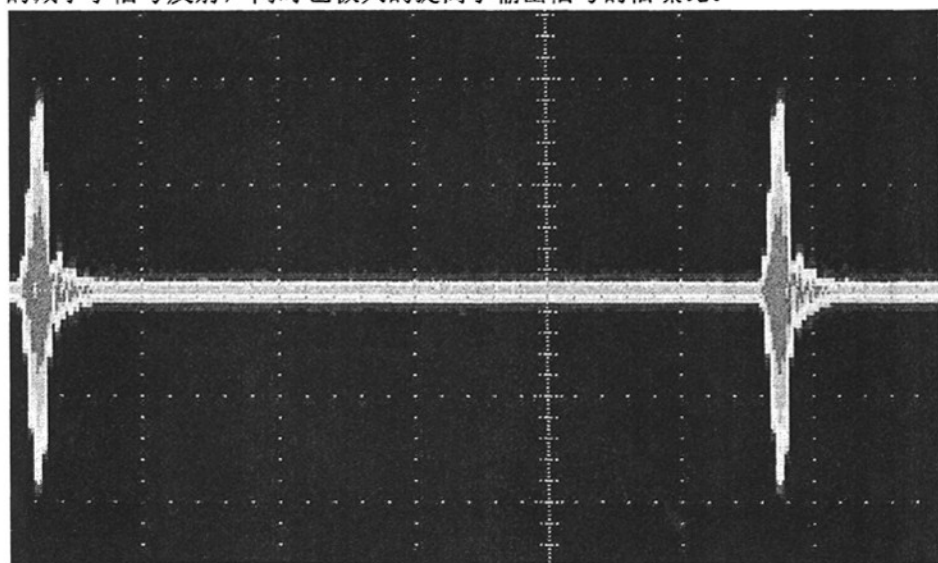


图 4-5 改进后输出的束流位置信号

#### 4.2.2 束流位置信号直流成分剔除单元

因为没有归一化运算，四个探测电极的和差运算获得的束流水平和垂直位置信号中，除了反馈需要的束流位置振荡信号外，还含有很大的回旋频率分量及其谐波分量，直流流强分量，以及闭轨直流分量。这些频谱分量对反馈系统而言，都无用的。这些无用分量的存在提高了对后续处理电路中的高频器件（比如

混频器、滤波器、低噪声放大器的输入功率) 的动态范围的要求。全部或部分剔除这些直流分量可以有效的提高整个反馈系统的动态响应范围和信噪比。

四路 BPM 的和信号, 包含有直流流强、回旋频率等信息, 将束流位置信号与束流和信号做差运算, 可以有效部分剔除直流分量。设计线路框图如图 4-6 所示。

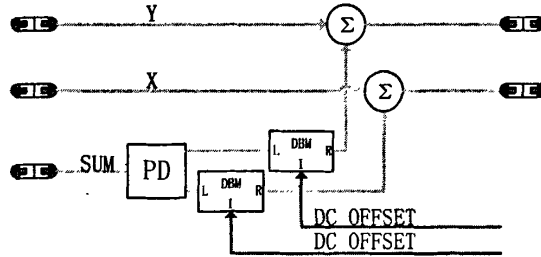


图 4-6 剔除位置信号中的直流成分电路框图

前级电路出来的和信号, 经二路功分器分成两路, 分别通过可调幅度控制模块后, 输入信号合成器, 与束流位置信号  $x$  和  $y$  相减。幅度控制模块是双平衡混频器的一个应用, 在中频端输入一个直流电平, 输入信号由 LO 端输入, RF 端口作为输出端。通过控制中频端输入直流电平的大小与极性来控制信号幅度大小和极性。

### 4.2.3 信号矢量运算单元改进

反馈系统的核心内容就是在激励处提供一个与该点束流位置信号成微分关系的力, 对于束流横向振荡信号来说就是提供一个与位置信号成  $90^\circ$  相移的力。反馈信号的产生需要通过测量环上其他位置或该处的束团振荡信号, 进行信号提取后再通过进一步的矢量运算得到。在合肥光源横向反馈系统中, 采用的是拾取两个横向振荡相位差约为  $(n+1/2)\pi$  的钮扣电极信号, 再对信号幅度进行控制后矢量合成。用可调衰减器控制衰减系数  $a_1$  和  $a_2$ , 实现对反馈相位的调节<sup>[4]</sup>。

在样机调试中, 发现调整  $a_1$  和  $a_2$  以改变反馈信号相位时, 效果并不太理想。原因是做矢量运算的  $x_1$ 、 $x_2$  信号幅度相差大概 20dBm, 仔细检查电路后发现是下变频的影响。束流位置信号  $x_1$ 、 $x_2$  来源于不同的 BPM, 相对输入用于检波的 612MHz RF 信号而言, 是具有不同的相位差的。样机系统中采用一个移相器控制四路 RF 信号的相位, 无法有效调节各路信号相位, 这使得下变频模块中的检波不理想或不正确。

由下变频原理知道, 2 个信号相乘可以获得频率相加和相减的信号。

$$\begin{aligned} & A \cos(3\omega_{RF}t + \varphi_1) \cos(3\omega_{RF}t + \varphi_2) \\ &= \frac{A}{2} \{ \cos(6\omega_{RF}t + \varphi_1 + \varphi_2) + \cos(\varphi_1 - \varphi_2) \} \end{aligned} \quad (4.1)$$

式中, 第一项通过滤波器滤掉了, 假设  $\varphi_1$  (synchrotron frequency component)

很小，于是得到  $\frac{A}{2} \cos(\varphi_2)$ 。如果  $\varphi_2$  很小，得到我们想要的幅度信号  $\frac{A}{2}$ 。然而，如果  $\varphi_2$  不小，我们就不能认为  $\cos(\varphi_2)$  近似为 1。最坏的情况是  $\varphi_2 = \pi/2$  时，我们得到的是  $\frac{A}{2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2) = \frac{A}{2} \sin(\varphi_1) = \frac{A}{2} \varphi_1$ 。

因此，要想检波正确，就必须调节各路 612MHz RF 信号的相位，使得其分别与束流信号保持最佳相位关系，这也就是使得输出幅度是最大值。

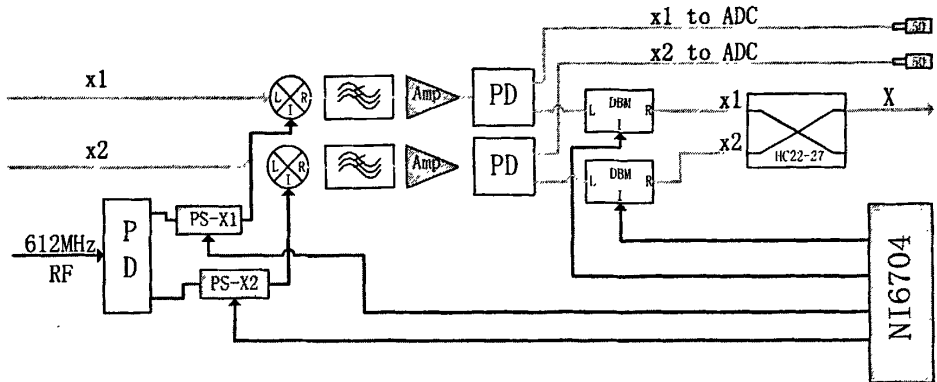


图 4-7 矢量运算单元框图

新的矢量运算单元如图 4-7 所示。612MHz RF 信号经四路功分器后，分别通过移相器控制相位，再输入混频器。移相器采用 LORCH 的 VP-360-600-60-S 电压控制型移相器，中心频率为 600MHz，可调范围为 360°。配合 NI6704 多功能控制卡，实现计算机控制，便于调试与日常运行。

#### 4.2.4 光纤滤波器的应用

反馈系统中的一个重要的组成部件就是 Notch Filter，该滤波器的作用在于滤除反馈信号中无用的回旋频率的分量。在由 BPM 检测到的束流位置信号中，会有很大的回旋频率分量，其功率通常情况下会比  $\beta$  振荡本身大 40dB 左右，如果这样的频率分量不进行抑制的话，不仅会极大的浪费掉后端放大器的功率，也容易导致后端的放大器达到饱和，更会使得放大信号中的有用信号被巨大的回旋频率分量噪声所湮没。

Notch 滤波器的原理可以描述如下：将束团前后两圈的信号进行比较，其差别应该是相对于束流中心位置的  $\beta$  振荡，前后两圈的信号相减，将束流中心位置的分量抵消，只保留  $\beta$  振荡引入的偏差。工作原理图如图 4.8 所示。

其中  $t_1 - t_2 = T$ ，为储存环束团回旋频率

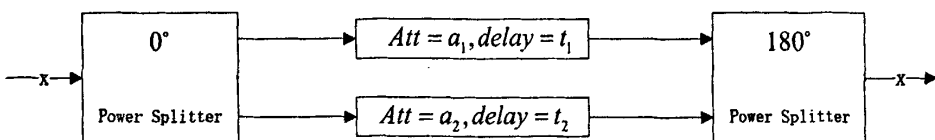


图 4-8 Notch Filter 工作原理示意图

样机系统中采用的 Notch Filter 是使用同轴电缆制作。对于同轴电缆来说衰减是随传输频率的升高而增加的,而不同的同轴电缆衰减和频率之间的对应关系又存在差别,再加上接头引入的衰减,从而使两路的良好平衡很难实现。为了克服同轴电缆的这种弊端,样机系统调试期间,又提出了使用光信号,利用光纤作为延时手段,同 YY Lab 合作开发了光电 Notch Filter。利用光信号传输具备信号衰减小(0.25dB/Km),信号衰减同传输的模拟信号频率无关的特点。光纤滤波器具备更好的滤波深度和频率响应,而且体积更加小巧,带宽也远比电缆滤波大的多等诸多优点,其性能从各方面皆优于使用电缆制作的滤波器的效果。由于光纤 Notch 滤波器的研制时间和实验条件的限制,样机系统中一直未曾使用该组件。在样机系统改进工作中,移除了原有的电缆滤波组件,替换成了光纤滤波器。

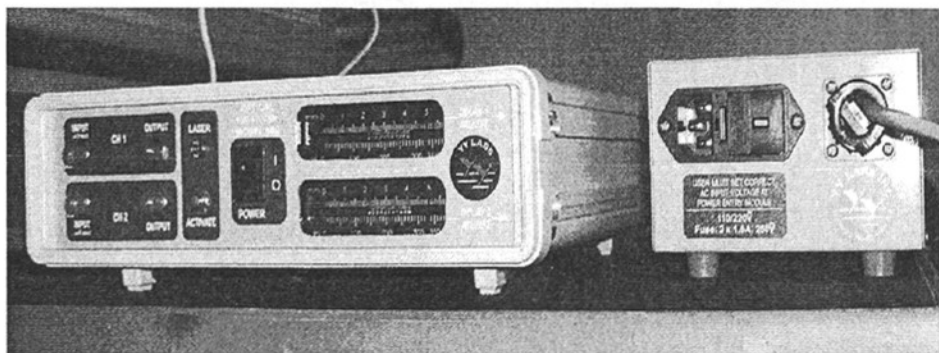


图 4-9 光纤滤波器实物图

#### 4.2.5 新反馈条带的使用

用于将处理后的反馈信号作用回束流的部件是反馈系统中必须要考虑的因素,它的设计和制造决定了反馈功率的大小和反馈效率。在样机系统中,由于条件限制,使用的条带为已经安装在合肥光源电子存储环上的 73cm 条带。为了配合横向反馈系统达到更好的效果,系统改进方案中,采用由北京高能物理研究所为合肥光源研制的专用于横向反馈的 20cm 的短条带。

表 4-1 反馈条带参数比较

参数	73cm 长条带	20cm 短条带
条带形状	垂直水平放置	斜 45 度角
长度	730mm	200mm
电极张角		60°
宽度	10mm	
真空室半径	44mm	43mm
条带半径	39.6~40.6mm	33mm

在论文<sup>[8]</sup>里分别对 73cm 条带与新设计的 20cm 条带进行了计算,条带的阻抗和反馈时所需提供的功率计算结果见图 4-10。

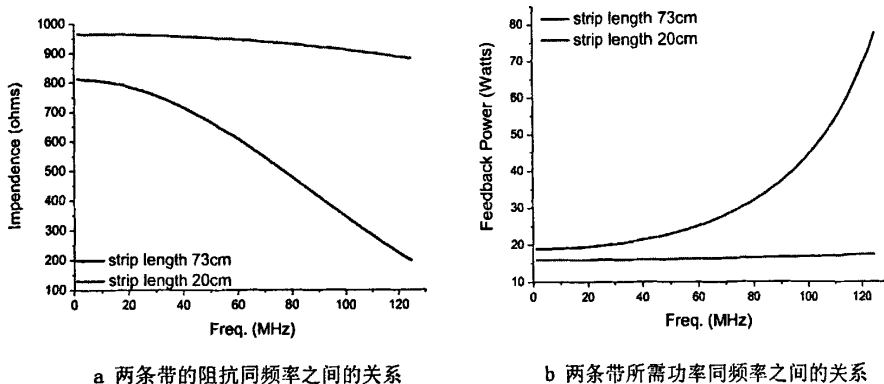


图 4-10 73cm 条带和 20cm 条带的反馈性能比较

从这两幅图可以看出，新设计的 20cm 条带对于频率的响应更为平坦，从各方面皆优于 73cm 长条带。图 4-11 显示了 20cm 条带的特征阻抗和分路阻抗，此图由高能所提供。

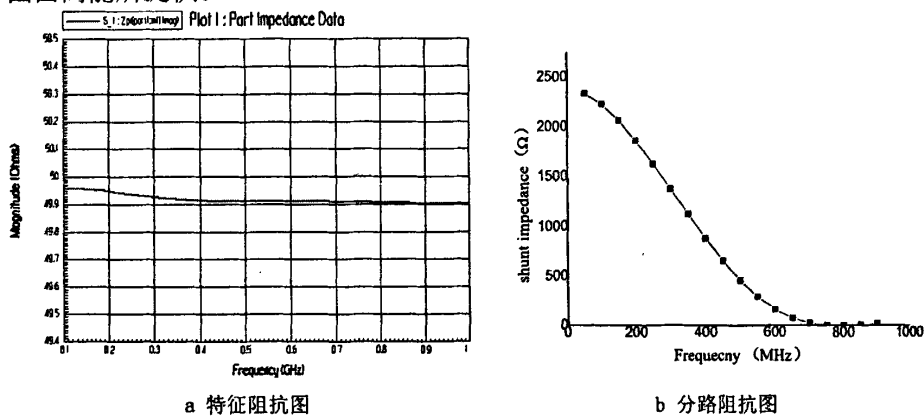


图 4-11 20cm 条带的特征阻抗和分路阻抗

#### 4.2.6 增益独立可调模块

由于反馈条带由老的 73cm 条带改为新设计的 20cm 短条带，反馈功率的馈入方式由垂直水平改为了斜 45 度角。原有反馈方式中，使用 1、2 号放大器用于水平方向反馈，3、4 号放大器用于垂直方向反馈。斜 45 度条带要求 4 个放大器同时用于水平和垂直反馈。考虑到不同反馈方向要求的反馈功率不一样，必须要在反馈信号送入放大器之前，加入增益独立可调模块。新反馈功率馈入方式的方框图见图 4-12。



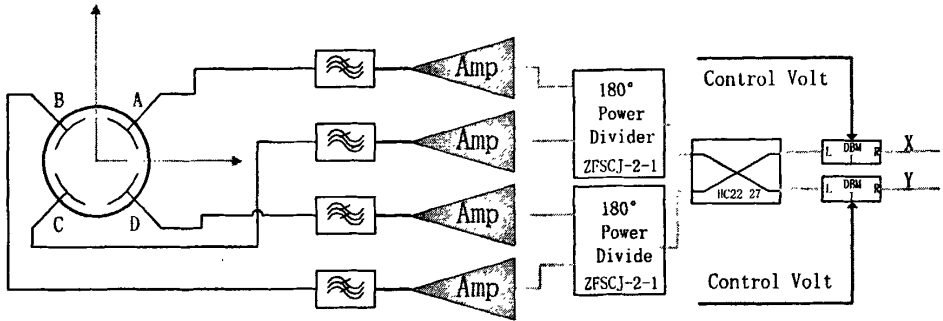


图 4-12 新反馈功率馈入方式框图

增益独立可调模块中的重要部件是双平衡混频器 (DBM: Double Balanced Mixer), 混频器选择的好坏直接影响反馈信号的信噪比和控制范围。送入放大器的反馈信号频率范围为 0~250MHz, 幅度 < 10dBm。DBM 的选择遵循以下条件:

1. 输入、输出端口工作频率范围在 0~250MHz 以上。
2. 输出信号幅度可调范围尽量大, 响应曲线尽量平坦。
3. 工作频率范围内尽量线性响应。
4. 有良好的相频响应。
5. 控制端口输入为 DC。

综合比较了方便购买的各混频器参数, 并通过实验测试, 最终选择了 ZFM-2 作为模块器件。

表 4-2 可作增益控制的混频器参数比较

Model	Frequency Range (MHz)				Conversion Loss (dB)			LO-RF Isolation	LO-IF Isolation
	LO/RF		IF		Typ.	$\sigma$	Max.	Typ.	Typ.
ZFM-2	1.0	1000	DC	1000	5.72	0.06	8.5	40	35
ZFM-3+	0.04	400	DC	400	4.78	0.03	8.0	50	45
ZX05-2	5.0	1000	DC	1000	6.7	0.30	8.0	47	45
ZX05-C24	300	2400	DC	700	6.1	0.10	8.9	40	25
ZFM-150	10	2000	DC	1000	6.05	0.12	8.0	35	30

### 4.3 基于 EPICS 的系统控制软件

本文开发了合肥光源横向模拟反馈系统控制软件。通过计算机接口控制反馈参数调节, 计算并得到相位控制数据, 获取束流运动信息等。控制软件除了完成参数计算外, 需要与不同硬件通信, 发送控制命令或者获取数据。控制系统的架构基于 EPICS (Experimental Physics and Industry Control System) 控制系统, 网络通信遵循 EPICS 的通信协议。控制程序可以由 VC++、VB、Labview 等任何计算机程序语言编写。作者分别尝试使用这些语言编写了控制程序。目前使用的服务端和客户端程序由 EPICS 的 Labview 软件包编写。

### 4.3.1 EPICS 控制系统模型

EPICS 是由美国洛斯阿拉莫斯国家实验室(LANL)和阿贡国家实验室(ANL)等几家实验室为加速器和其他大型实验装置联合开发的控制系统。它采用当今世界上的“标准模型”，在总体上为分布式结构，并且其上层操作员接口和下层设备接口都具有很强的可塑性和扩展性。由于具有这些特点，再加上其所有代码都可以在其成员间免费共享，所以 EPICS 不仅为世界上众多的实验室所采用，广泛用于加速器、探测器以及天文台等大型实验装置的控制，而且也为一些公司采用<sup>[38][39]</sup>。

EPICS 是一个基于工具的软件包，。它支持多种操作系统平台，如 Solaris, DEC, HP-UX, Linux 等，并部分的支持 Windows98/2000/XP/2003/Vista。

HLS 控制系统采用分布式控制，但在总体结构上采用“标准模型”，控制系统采用 EPICS。

### 4.3.2 合肥光源模拟反馈控制系统

考虑到与合肥光源控制系统的融合，合肥光源横向模拟反馈控制系统架构采用 EPICS。如图 4.13 所示为控制系统框图。控制系统涉及到的硬件有基于 PXI 总线接口的 NI6704 多功能卡，基于 PXI 的 GPIB 控制卡，高速数字化仪 DC440，Tektronix AFG3252 多功能信号发生器，Agilent E4400B 信号发生器，RF 倍频和延时模块，RF 45 分频和延时模块，高功率放大器 AR250A。

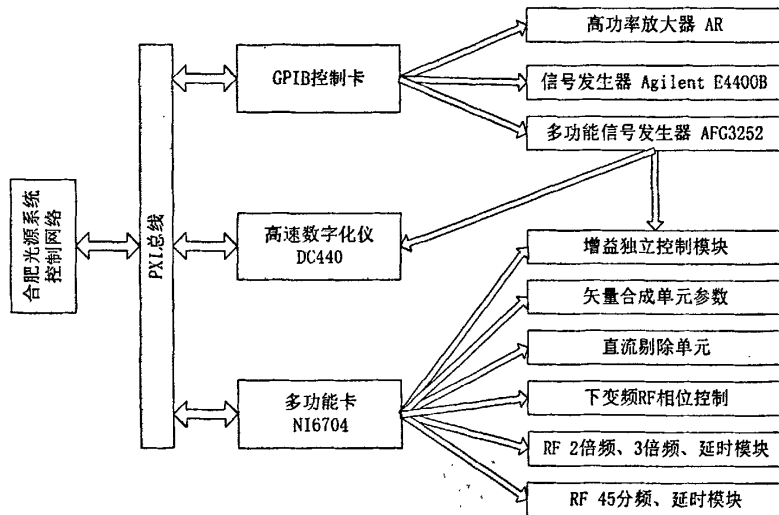


图 4-13 合肥光源模拟反馈控制系统框图

具有 GPIB 接口的高功率放大器 AR250A、任意波形发生器 AFG3252、信号源 Agilent E4400B 均通过 GPIB 控制卡控制，其他则通过多功能卡来控制。NI 公司的 NI6704 多功能卡，包括 16 路独立电压信号输出，16 路独立电流信号输出，还有 8 路数字 I/O。该卡所支持的软件包括 NI-DAQ, LabView for Windows, LabWindows/ CVI for Windows, Measurement Studio, ANSI C, .NET。提供了方便的编程环境。本系统中使用 Labview

控制系统从软件功能上包括放大器控制，反馈相位控制，直流成分别除模块

控制，数字化仪测量信号控制，数字化仪时钟控制和单束团形成模块控制。

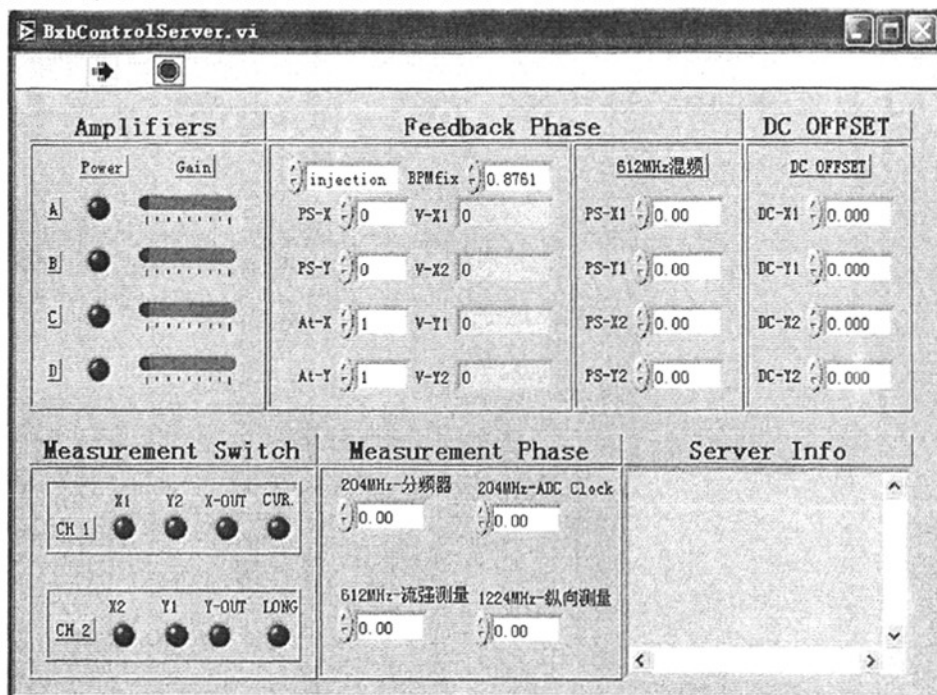


图 4-14 合肥光源模拟反馈系统控制程序服务端

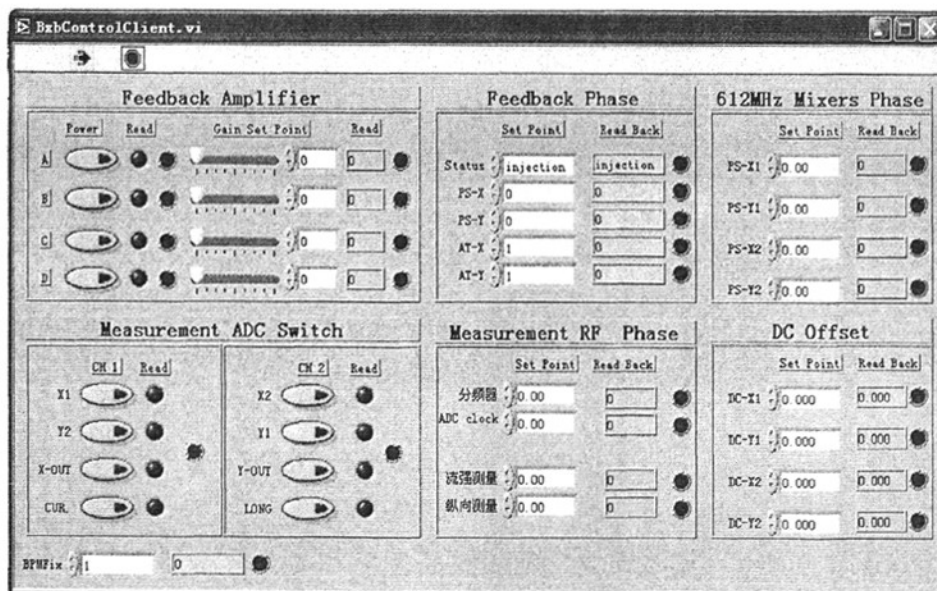


图 4-15 合肥光源模拟反馈系统控制程序客户端

## 4.4 相关实验系统的研制和集成

### 4.4.1 基于扫频激励的单束团形成

合肥光源电子储存环注入模式单一，只能为多圈多次全束团的填充模式。原有的条件下无法实现单束团运行。反馈系统调试、测量等很多实验都需要单束团运行状态，因此在逐束团测量和反馈系统研发期间，发展和集成了基于快速门扫频激励的束团剔除系统<sup>[6][40]</sup>。利用该快速门激励系统，在多束团储存环中形成单个束团或束团串的运行模式。该快速门激励系统极大的丰富了机器研究和实验手段。

硬件系统实物图和框图如下图所示。

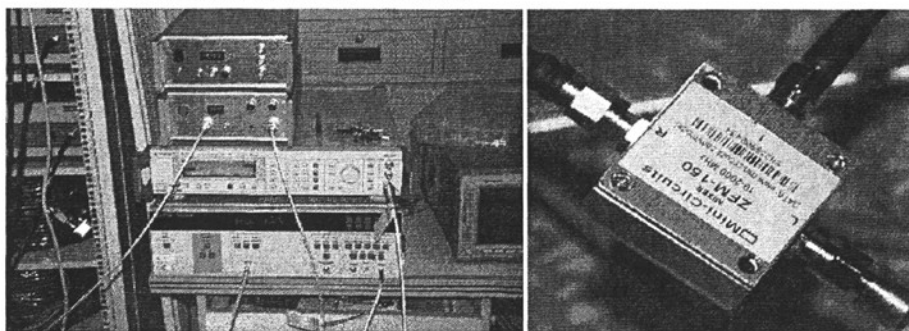


图 4-16 单束团控制系统

系统结构示意框图见图 4-17

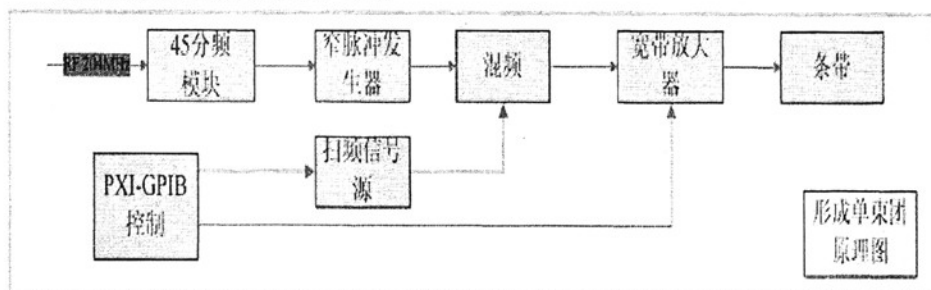


图 4-17 单束团控制电路框图

高频信号 RF 输入到 45 分频器后得到 4.533MHz 回旋频率。信号作为外部时钟输入 8133A 窄脉冲发生器产生一个与束流同步的 6.5ns 左右宽度的门信号。门信号与信号源 E4400B 出来的扫频激励信号输入到双平衡混频器 ZFM150，产生一个门控扫频信号，放大后送入激励条带。

#### 4.4.1.1 系统参数设置

8133A 的输出参数设置为：

高电平：0.37V

低电平: 0.11V

脉冲宽度: 6.5ns

高低电平的选择是依据双平衡混频器的工作特性而定; 考虑到合肥光源满束团运行时, 束团间距为 4.9ns, 脉冲宽度选择为 6.5ns 正好可以罩住一个束团。

E4400B 的参数如下:

中心频率:  $CF=RF/n+f_{sideband}$

扫描宽度: 1.5 kHz

扫描速度: 1.5 kHz

输出幅度: -5dBm

中心频率的设置中, RF 为高频频率, 通常注入时为 204.048MHz; n 为正整数, 考虑到系统中各器件的工作频率, 一般设为 9 比较合适;  $f_{sideband}$  为工作点频率, 一般选择垂直方向, 具体数值随注入时的工作点不同而不同。

RF 信号的延时通过 NI6704 多功能卡对压控移相器的控制来实现。使用 GPIB 控制卡控制扫频信号源 E4400B 和脉冲信号源 8133A 的参数。

下图显示了单束团形成电路获得的单束团信号。

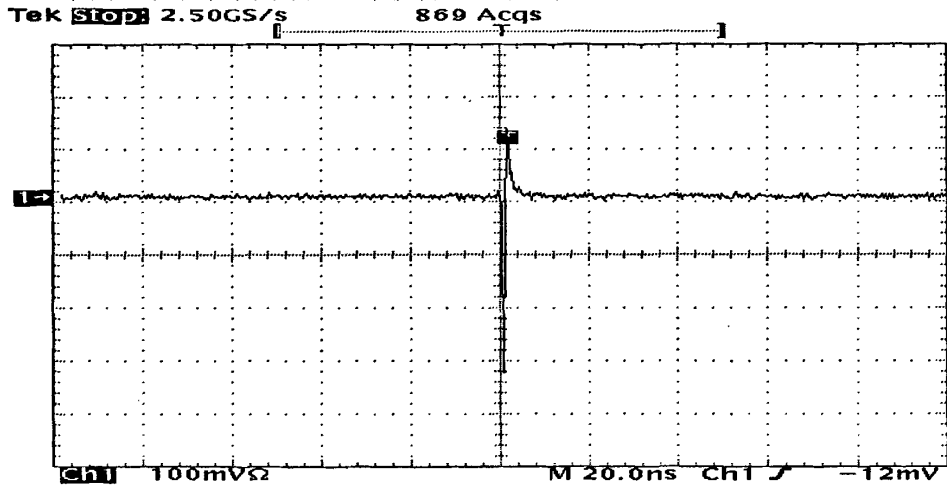


图 4-18 单束团信号

#### 4.4.2 快速门控测量系统

通过任意波形发生器 AFG3252 产生的控制信号, 与 Bunch-by-Bunch 反馈系统、Bunch-by-Bunch 测量系统和 Turn-by-Turn 测量系统配合, 搭建测量电路模块, 进行各种参数测量。

在反馈调试实验中, 已经可以清晰的从频谱和光斑的变化上判定该反馈系统已经可以工作于合肥光源, 但是很难对其反馈效果进行定量的分析, 其中缺少的实验结论即为阻尼时间的测定。目前合肥光源现有的阻尼率测量只有 Turn-by-Turn 测量系统, 测量所有束团的平均效果。对于 Bunch-by-Bunch 反馈系统而言, 还需要能够测量每个束团的增长和阻尼率。自然增长率的测量对于描述机器的不稳定模式的发生是很有说服力和指导作用的。

该测量电路模块的设计思想是采用 AFG3252 产生一个控制信号, 控制反馈系统的反馈输出, 同时产生一个触发信号给数据采集系统的数字化仪, 触发 ADC 进行数据采集, 这样相当于快速的关闭反馈系统, 之后在指定时刻恢复反馈控制

电压，重新开启反馈系统。最为理想的实验结果即为在反馈系统关闭的时段内，振荡模式增长，开启反馈后，模式得以抑制，振荡得以阻尼。利用该系统可以对逐束团反馈系统的增长和阻尼率进行测定，从而寻找出最佳的工作状态，也可以对反馈效果给出一个详细的定量的评价。

通过该平台，利用开发的数据分析软件包即可容易的得到逐束团、逐模式的阻尼率，为反馈系统的进一步研究提供了可靠的依据。

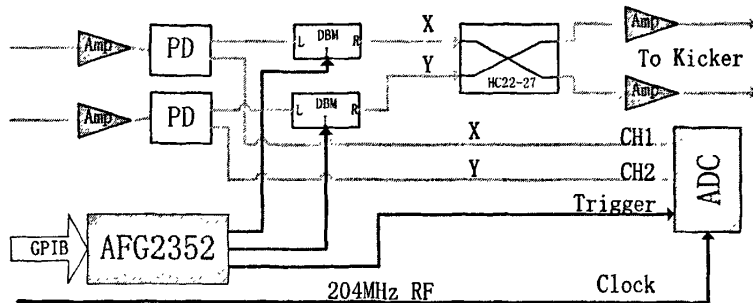


图 4-19 增长和阻尼率测量电路硬件框图

## 第5章 相关实验研究和分析

### 5.1 纵向振荡对横向反馈的影响计算

合肥光源横向模拟反馈系统中, 检波电路使用的是外差检波方式, 束流信号中存在的纵向振荡会影响反馈系统。其影响表现在检波时, 检测到的单路束流信号在幅度上有一个以纵向振荡频率的调制。单路束流信号幅度的变化, 在束流信号矢量合成时, 就表现成了合成信号的相位变化。

#### 5.1.1 纵向振荡幅度的测量

纵向振荡在束团长度测量系统信号的表现是到达时刻的早晚, 所以利用示波器的余晖功能可以测量纵向振荡, 见图 5-1。

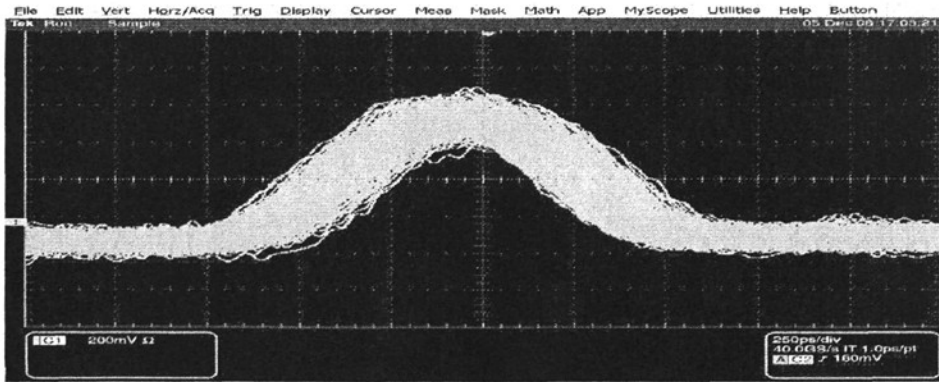


图 5-1 纵向振荡测量

到达时刻相对于触发信号抖动 250ps, 就是说纵向振荡峰峰值 250ps。合肥光源电子储存环在正常供光运行状态下纵向振荡幅度为 125ps, 也就是  $\frac{0.125}{4.9} \times 360^\circ \approx 9^\circ$ 。

#### 5.1.2 纵向振荡对横向反馈检波的影响

纵向振荡的影响在反馈系统的信号处理线路中表现在下变频运算中。在有纵向振荡的影响下, 下变频运算为:

$$\begin{aligned} & A \cos(3\omega_{RF}t + 3\varphi_s(t) + \varphi_1) \cos(3\omega_{RF}t + \varphi_2) \\ &= \frac{A}{2} \{ \cos(6\omega_{RF}t + 3\varphi_s(t) + \varphi_1 + \varphi_2) + \cos(3\varphi_s(t) + \varphi_1 - \varphi_2) \} \end{aligned} \quad (5.1)$$

式中, A 为振荡幅度,  $\omega_{RF}$  为高频频率,  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$  分别为振荡的初始相位与下变频

$3f_{RF}$  信号的初始相位。 $\varphi_s(t)$  为纵向振荡相位。

式中第一项通过滤波器滤掉了，于是得到低通滤波后的信号为

$$\frac{A}{2} \cos(3\varphi_s(t) + \varphi_1 - \varphi_2) \quad (5.2)$$

通常在反馈系统参数调整时，会调  $3f_{RF}$  的相位  $\varphi_2$ ，使得  $\varphi_2 = \varphi_1$ 。因此在  $3f_{RF}$  处检波时，横向检波的输出幅度与纵向振荡相位的关系为：

$$Amp. \propto \frac{A}{2} \cos(3\varphi_s(t)) \quad (5.3)$$

检波幅度变化 10% 时，对应的纵向振荡相位变化为  $8.61^\circ$

将合肥光源电子储存环束流的纵向振荡幅度代入(5.3)，得到纵向振荡对横向检波幅度影响为 11.3%。

### 5.1.3 纵向振荡对横向反馈相位影响

纵向振荡不仅会对横向反馈信号的幅度有影响，还会对横向反馈系统的相位有影响。这个影响表现为两路位置信号做矢量合成时，幅度变化成了相位变化。

当有纵向振荡影响时，合成信号的相位按如下公式计算：

$$\phi = \tan^{-1} \left[ \frac{1}{\sqrt{\beta_1 / \beta_2} \cdot \left( \frac{a_1 + \Delta a_1}{a_2 + \Delta a_2} \right) + \frac{1}{\tan \Delta \varphi}} \right] \quad (5.4)$$

式中， $\beta_i$  表示  $\beta$  振荡的幅度， $a_i$  表示系数， $\Delta \varphi$  表示两个探测 BPM 处的  $\beta$  振荡的相位差。 $\phi$  变化的最大值由  $\Delta a_{\max} = \max(\Delta a_1 - \Delta a_2)$  决定，由于纵向振荡对两个 BPM 的影响是同步的，其  $\Delta a_{\max}$  与两 BPM 处的纵向振荡相位有关。

合肥光源电子储存环纵向振荡频率为  $1/T_s = 37\text{kHz}$ ，横向反馈系统使用的两个探测 BPM 处， $s_{Q7S} = 19.1338\text{m}$ ， $s_{Q4W} = 39.75\text{m}$ ，两 BPM 处的纵向振荡相位差为：

$$\Delta \varphi_s = \frac{(s_{Q4W} - s_{Q7S}) / c}{T_s} = 0.92^\circ \quad (5.5)$$

设  $a_1 = a_2 = 1$ ，则  $\Delta a_{\max} = \max(\Delta a_1 - \Delta a_2) \approx 0.113 \times \sin \Delta \varphi_s = 2.88 \times 10^{-4}$ ，

令  $k = \frac{a_1 + \Delta a_1}{a_2 + \Delta a_2}$ ， $k_\beta = \sqrt{\beta_1 / \beta_2}$  则有：



$$\Delta\phi = \tan^{-1}\left[1/(k_{\beta} \cdot k_{\max} + \tan^{-1} \Delta\varphi)\right] - \tan^{-1}\left[1/(k_{\beta} \cdot k_{\min} + \tan^{-1} \Delta\varphi)\right] \quad (5.6)$$

于是有  $k_{\max} = \frac{1+2.88 \times 10^{-4}}{1-2.88 \times 10^{-4}} \approx 1.00058$ ,  $k_{\min} = \frac{1-2.88 \times 10^{-4}}{1+2.88 \times 10^{-4}} \approx 0.99943$ 。上述参数代入(5.6), 得到

$$\begin{aligned} \Delta\phi_x &= \varphi_{x,\max} - \varphi_{x,\min} = 0.031^\circ \\ \Delta\phi_y &= \varphi_{y,\max} - \varphi_{y,\min} = 0.024^\circ \end{aligned} \quad (5.7)$$

在这种情况下纵向振荡对横向反馈相位的影响可以忽略。当  $\frac{a_1}{a_2} \neq 1$  时, 相应的  $\Delta\varphi$  是不一样的, 但可以预计都是一个可以忽略的小量。

#### 5.1.4 小结

总的来说, 纵向振荡对横向反馈的影响主要是横向反馈功率上的影响, 相位影响是可以忽略的。合肥光源 800MeV 供光运行状态下, 其幅度影响约为 11.3%。

## 5.2 使用 TBT 研究 HLS 注入状态下不稳定性

### 5.2.1 注入时工作点和相图

#### 5.2.1.1 实验条件

2008-11-24 20-21-24, 在 200MeV 注入状态下, 开八级铁, 束流注入达到 246mA 左右徘徊。

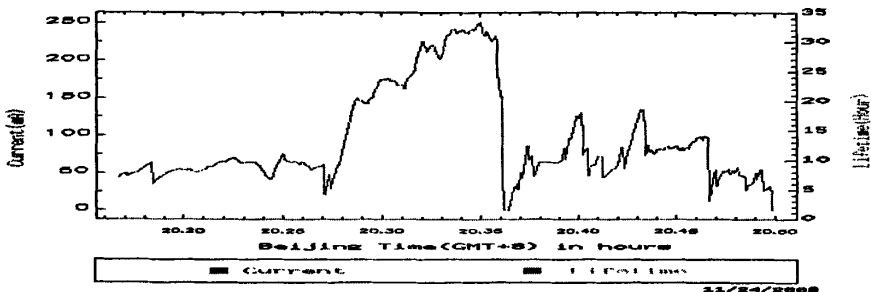


图 5-2 注入实验时的流强信息

使用逐圈测量系统作为检测工具测量束流逐圈位置。用与注入同步的触发信

号作为透圈测量系统数据采集卡的触发,从而保证能采集到注入时刻的束流运动信息。

### 5.2.1.2 瞬时 Tune 值

从采集数据中取出包含束流注入时头 500 圈的一段数据,见图 5-3 和图 5-4。图中上半部分是时域波形,下半部分是对应的瞬时工作点随时间变化图。工作点采用 NAFF 方法计算,每个 tune 值点使用 128 个数据点进行计算。每个 tune 值点间隔为 20 个数据点。

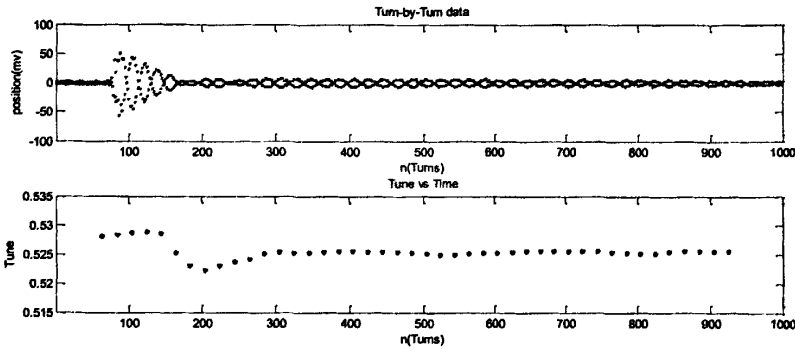


图 5-3 有八级铁注入状态下 X 方向瞬时 Tune 值

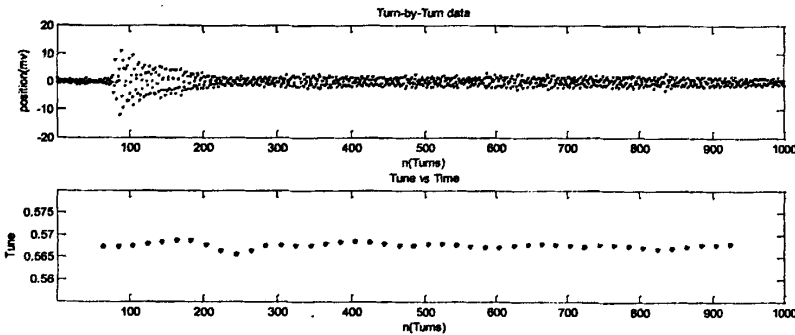


图 5-4 有八级铁注入状态下 Y 方向瞬时 Tune 值

### 5.2.1.3 相空间图像

对 X 方向振荡数据取包含注入过程的连续 600 圈,每 100 圈数据绘制一幅相图。见图 5-5 所示。

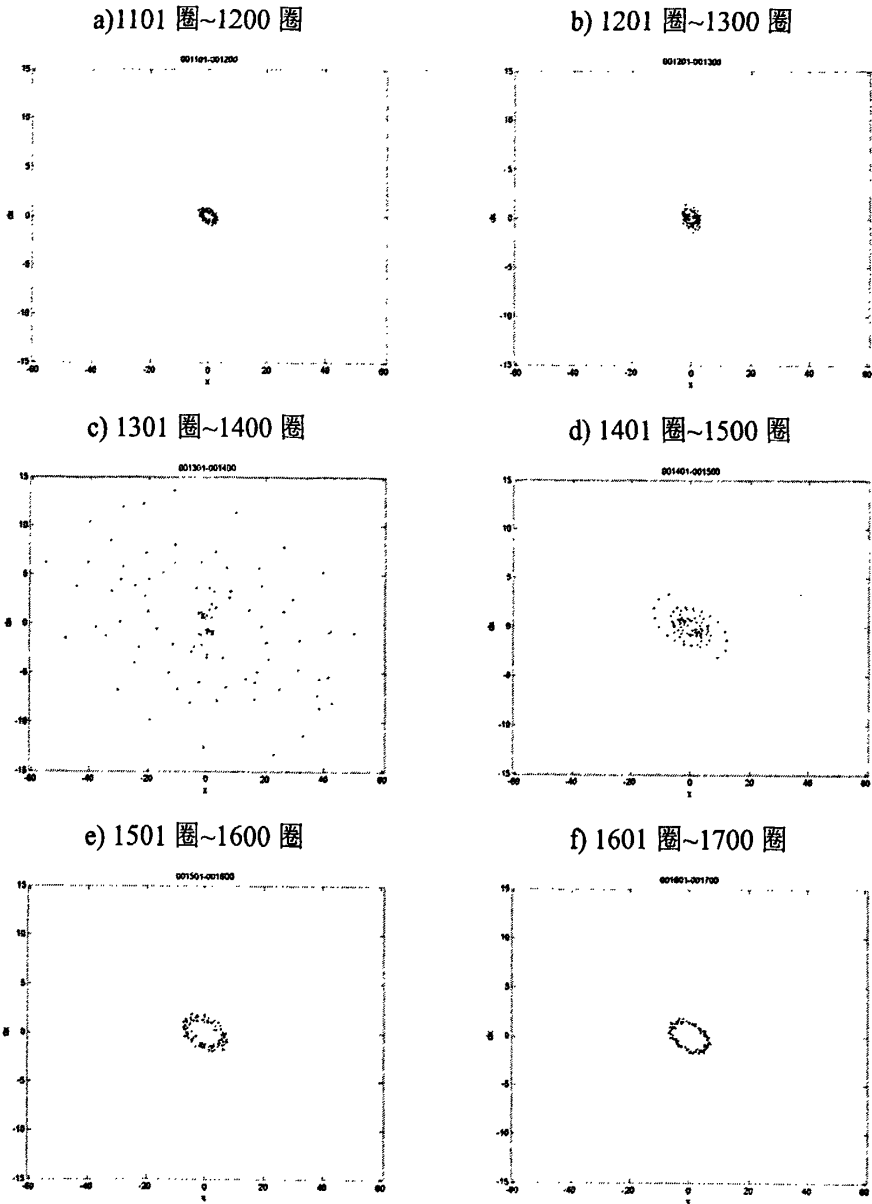


图 5-5 有八级铁注入状态下 X 方向相图

从相图 a)到 f)变化过程我们可以看到,束流开始振荡幅度很小,到有束流注入时,束流在 kicker 铁的作用下,振荡幅度变得很大,然后逐渐变小。相图 c)和 d)相图中可以看到有 2 条摆臂。对比图 5-3 的瞬时工作点的变化曲线,发现对应的工作点尾数有一个大的波动,变化到靠近 0.52。也就是说注入过程中 X 方向工作点靠近了 1/2 共振线。

同样,对 Y 方向振荡数据取包含注入过程的连续 600 圈,每 100 圈数据绘制一幅相图。见图 5-6 所示。

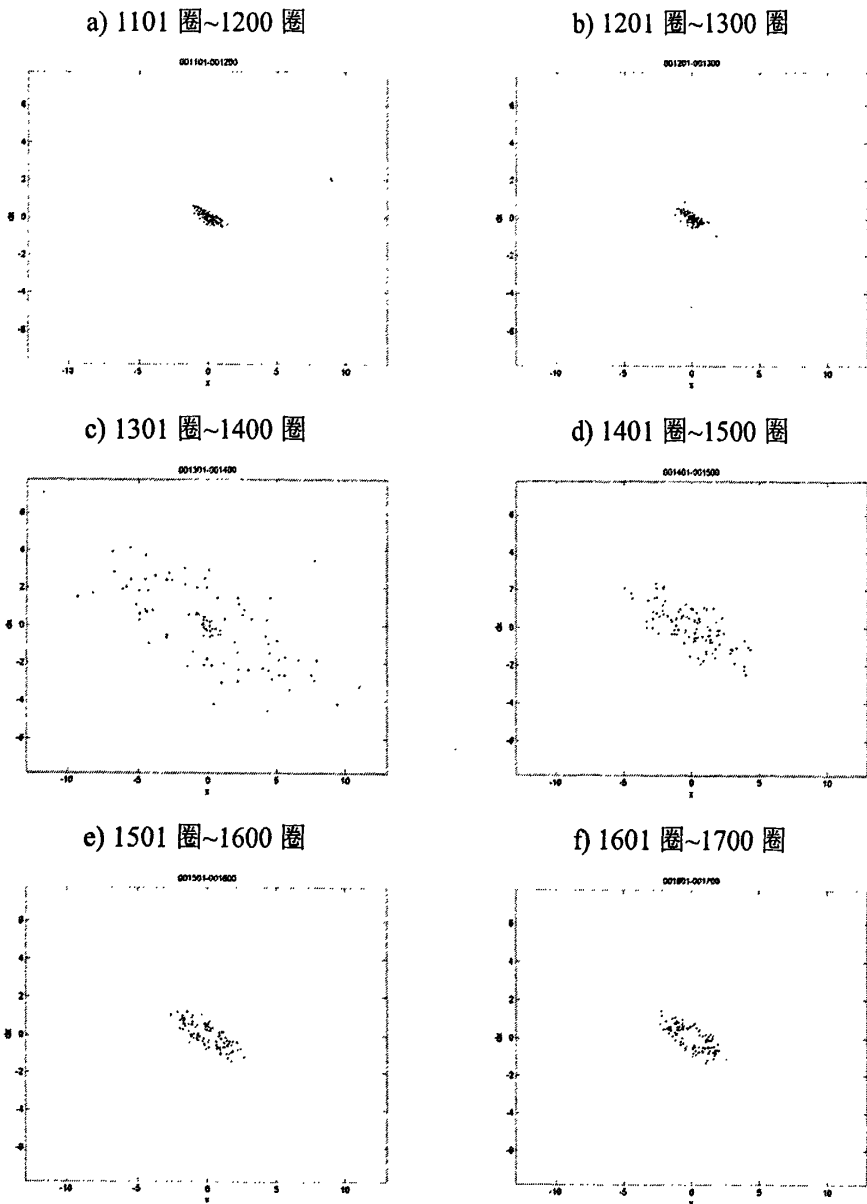


图 5-6 有八级铁注入状态下 Y 方向相图

从(d)图中能分辨出 7 条摆臂，观察对应的工作点曲线，可以发现工作点尾数接近于  $\frac{4}{7} \approx 0.572$ 。

### 5.2.2 模拟反馈系统的阻尼时间测量

使用 Turn-by-Turn 系统，在反馈开、关状态下，分别进行了注入状态下垂直方向阻尼时间的测量，如图 5-7 和图 5-8 所示。

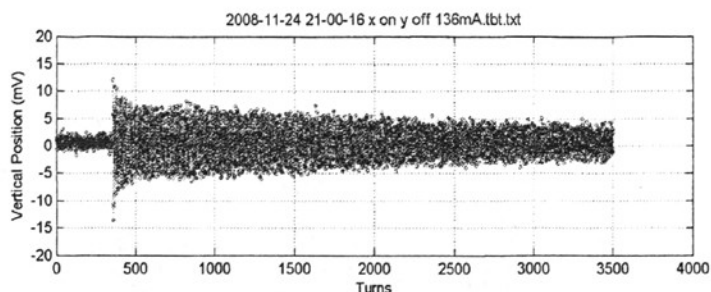


图 5-7 垂直方向反馈关闭时束流逐圈位置

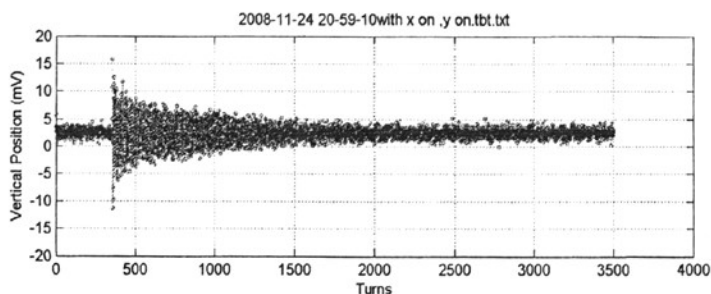


图 5-8 垂直方向反馈开启后束流逐圈位置

计算后得到未加反馈时的阻尼时间为 1.22ms, 加反馈后的阻尼时间为 0.16ms。

### 5.2.3 模拟反馈系统注入实验

初步改进后的模拟反馈系统第一次效果试验是在 2008-10-07, 200MeV 注入状态下进行。不加八级铁, 开关反馈系统, 使用 Tektronix RSA6114 实时频谱仪的 spectrogram 记录模式, 记录了全过程。频谱图如图 5-9 所示, 横轴为频率, 纵轴为时间, 分五个时间段。A 段为 x 方向反馈开、y 方向反馈开, 此时有效抑制了横向振荡边带; B 段时, x 方向反馈关、y 方向反馈开, 此时 x 方向的横向振荡边带出现; C 段重新打开 x 方向反馈, x 边带消失。D 段, x 方向反馈开、y 方向反馈关, y 方向边带出现。E 段, x 方向反馈关、y 方向反馈关, 两方向均出现振荡边带。

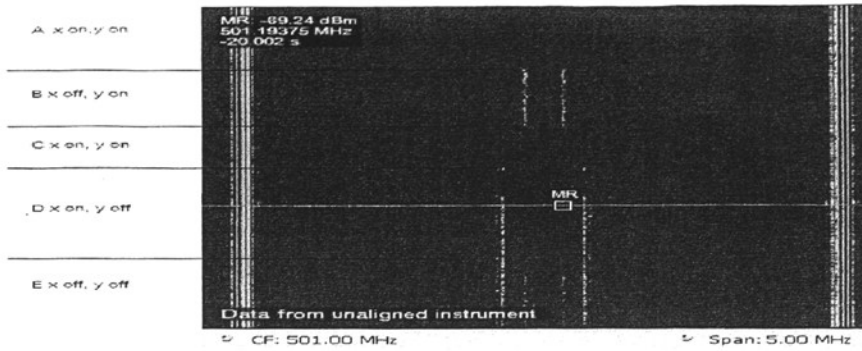


图 5-9 反馈系统关闭和开启时的束流频谱

加八级铁注入时，能通过频谱仪观测到有边带存在，而加反馈系统后观测不到边带了，其原因在频谱仪通常是一个时间平均测量。也就是说图 5-9 中的边带其实是 beta 残余振荡的效果。

下面我们看逐圈测量的图形就能对上面说的结论有一个更好的理解。图 5-10、图 5-11 和图 5-12 为对逐圈测量系统获得的数据进行窄带滤波后的波形，左边为 x 方向，右边为 y 方向；均为注入时测量，包含注入 kicker 对束流的激励过程。

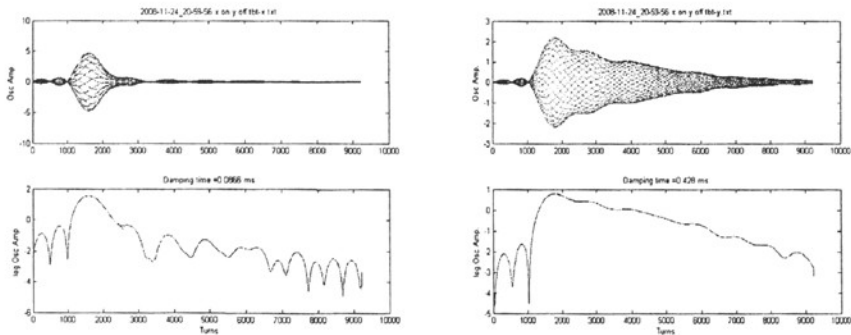


图 5-10 反馈 x on, y off

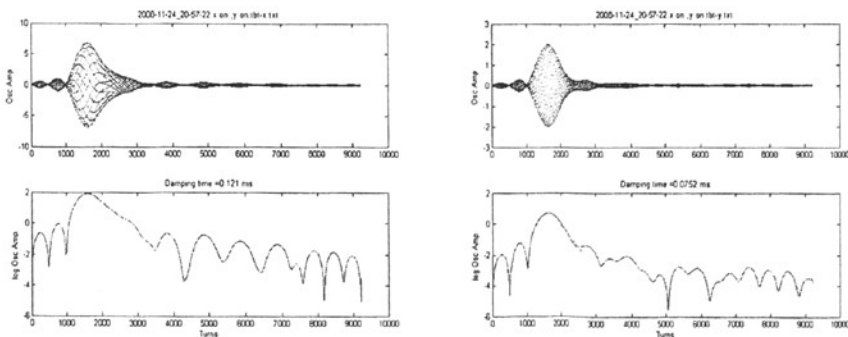


图 5-11 反馈 x on, y on

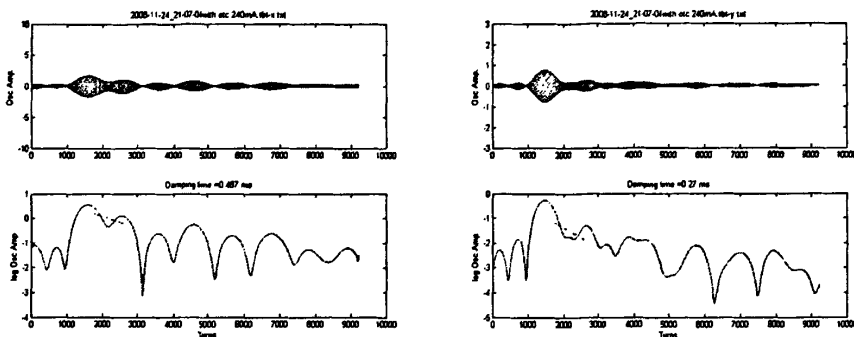


图 5-12 反馈 off, 八级铁 on

从这 3 组图对比我们可以明白, 反馈系统开后使用频谱仪看不到边带, 是因为反馈系统开后, 注入引起的 beta 残余振荡得到了很好的抑制。

### 5.3 使用 TBT 研究 HLS 运行状态下不稳定性

在 800MeV 正常供光状态下, 通过逐圈测量系统没有观察到不稳定性的存在。当六级铁的强度改变时, 就有可能发生束流不稳定性。使用逐圈测量系统测量束流位置信号, 就可以分析束流不稳定性的相关信息。本节使用的逐圈系统测量数据为数字反馈系统调试时采集获得。本节将对 HLS 电子储存环在运行状态下的不稳定性做一个初步分析。

#### 5.3.1 测量系统和试验条件

2009 年 1 月 19 日, 在周泽然的数字系统调试实验中, 在数字反馈系统的输出 DAC 上, 加 50% 占空比的 10Hz 门控信号, 用于调节数字系统的反馈相位和检测数字反馈系统在 800MeV 时对不稳定性的抑制效果。使用逐圈测量系统作为其监测工具。

因为逐圈测量系统在双通道模式下可以采集长达 400ms 的数据, 所以不需要使用外部触发就能跟踪到反馈系统开、关时的束流状态变化全过程。本次实验数据每次记录长度为 230ms

实验开始时束流流强 160mA 左右, 实验结束时 60mA, 未加 wiggler。逐步改变六级铁强度以改变色品。图 5-13 显示了实验时间段内束流流强和寿命的变化。

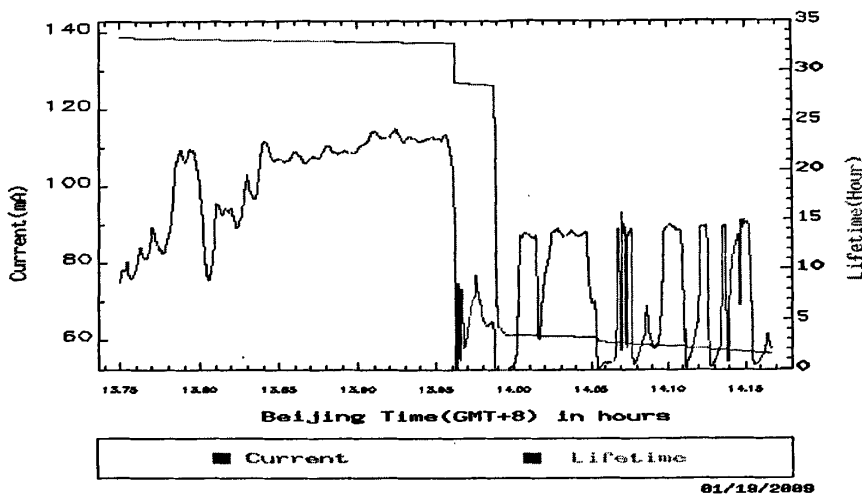


图 5-13 实验期间束流直流流强和寿命的变化过程

### 5.3.2 数据分析与计算

#### 5.3.2.1 不稳定性的时域观测

将两个六级铁的电流按比例降低,来观测不稳定性的产生。降到一定程度时,束流开始出现大的振荡,见图 5-14。振荡出现的位置为反馈开和关的连接处,表明束流在突然失去反馈作用时,有某种因素导致了束流某种或某几种模式振荡起来了,然而,储存环内自然存在某的些种阻尼机制使得振荡在短时间内又衰减下去。随着六级铁电流的进一步降低,束流不稳定性振荡幅度越来越剧烈,振荡持续出现的时间段也越来越长,直到充满整个反馈关闭的时间段。当六级铁电流降到  $sx1=40$ ,  $sx2=24$  时,流强掉到了 60mA。

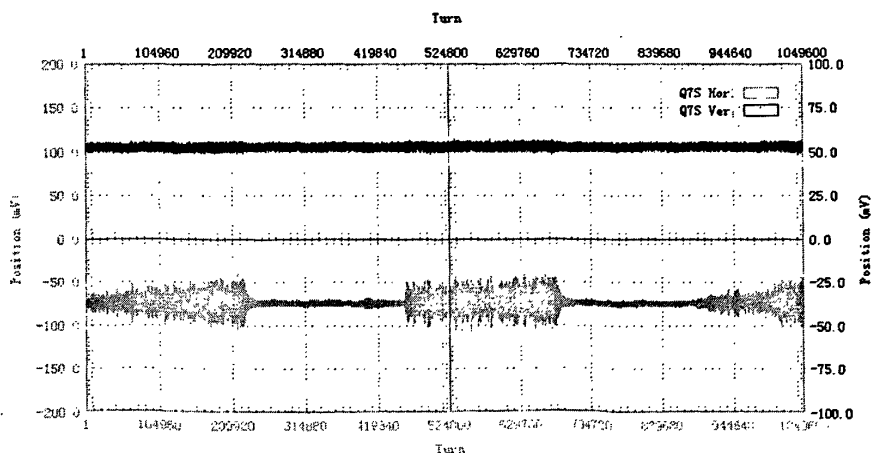


图 5-14 800MeV-10HzSwitch,SX1=40,SX2=24

下面将使用逐圈测量系统的数据分析方法对这组数据进行分析。



### 5.3.2.2 振荡增长时间

选取图 5-14 中间一段的振荡增长过程，使用第 3.4.3 节的数字锁相法计算不稳定性的增长时间，见图 5-15。其中 a) 为原始数据，包含整个增长过程；b) 中蓝色曲线为使用高通滤波器滤波后的数据，红色线为提取的包络信号；c) 图 为对包络信号取对数，红色为取增长过程一段进行线性拟合。

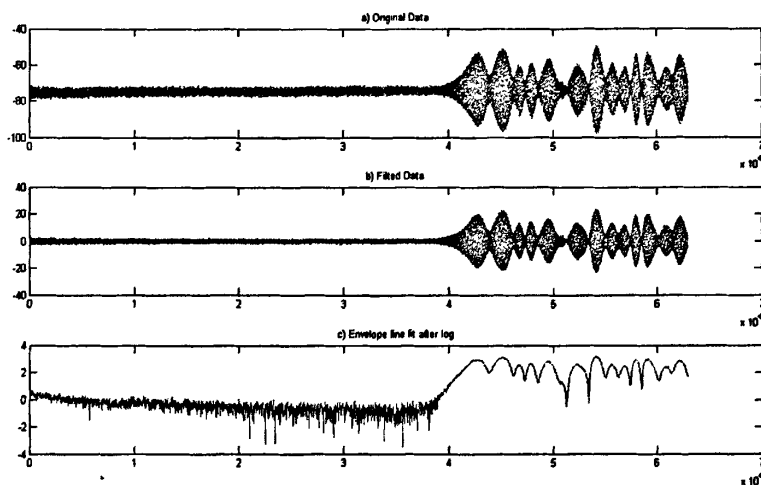


图 5-15 800MeV 下不稳定性增长过程

通过拟合计算得到的振荡增长时间为  $1.172 \times 10^3$  圈，也就是 0.258ms

从图 5-14 中选取含有不稳定性阻尼过程的一段数据，使用数字锁相法提取包络信号，计算阻尼时间，见图 5-16。a) 为原始数据；b) 为滤波后的数据，其中红色线为提取的包络信号；c) 为对检查出的包络信号取对数。c) 图中，可以看到 2 段阻尼过程，分别是  $2.2 \times 10^4 \sim 3 \times 10^4$  圈以及  $3.2 \times 10^4 \sim 4 \times 10^4$  圈。因此，阻尼时间的计算过程中，分别选取了这两段数据做线性拟合，得到的阻尼时间分别为 1.172ms 和 1.179ms（数字系统在调试状态，不一定是在最佳反馈相位和增益，此阻尼时间只能作为参考）。

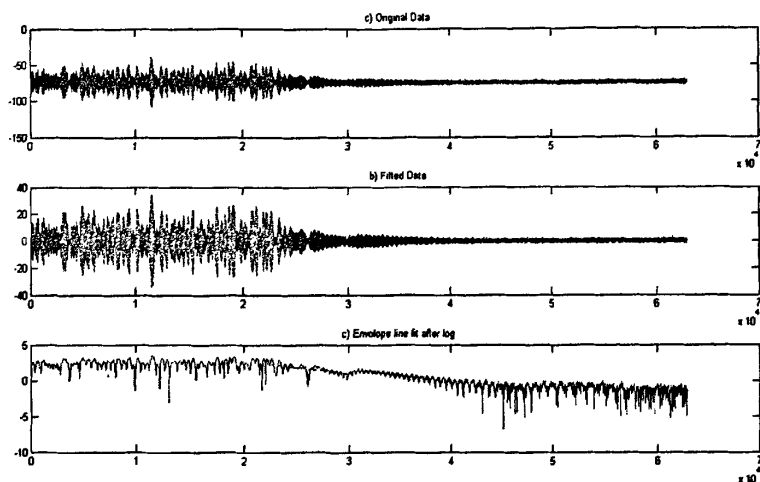


图 5-16 800MeV 下不稳定性阻尼过程

### 5.3.2.3 瞬时 Tune 值和相空间

在图 5-14 所示数据中，选取振荡增长过程的一段数据，使用 NAFF 算法计算瞬时 Tune 值随时间的变化，如图 5-17。

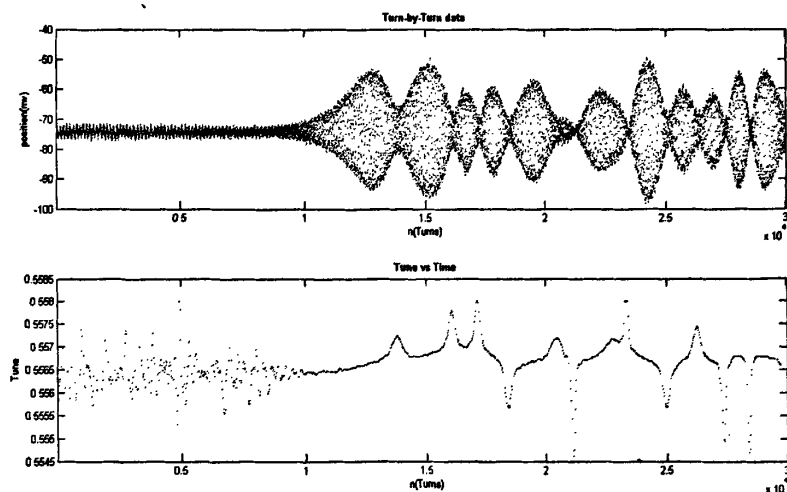


图 5-17 不稳定性增长过程中 Tune 随时间的变化

下面再对这段数据做更细致的分析。

截取工作点变化快的一段数据做出相空间图像，见图 5-18，可以看到 a)-f) 包含了振荡由大幅度衰减，然后又增长的一次变化过程。每个相图使用 200 圈的逐圈数据长度。

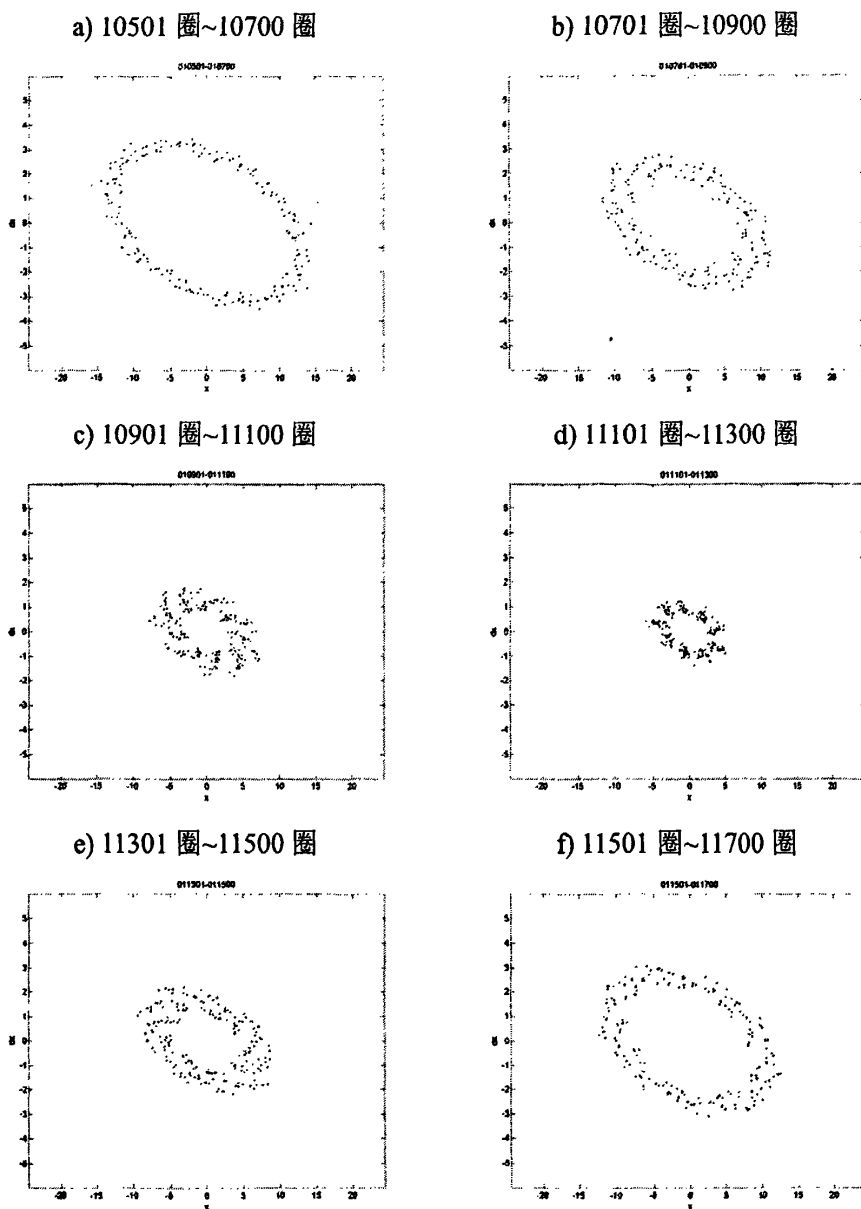


图 5-18 工作点变化时相空间图像组图

从相图变化过程发现，中间段的相图出现了 9 条摆臂，随后摆臂慢慢消失。这个相图变化过程所对应的瞬时 Tune 值，见图 5-19。在瞬时 Tune 值曲线中，工作点尾数由 0.5568 变小到了 0.5556，然后又变大回 0.5566。计算得到

$$\nu_x = 0.5556 \approx 5/9.$$

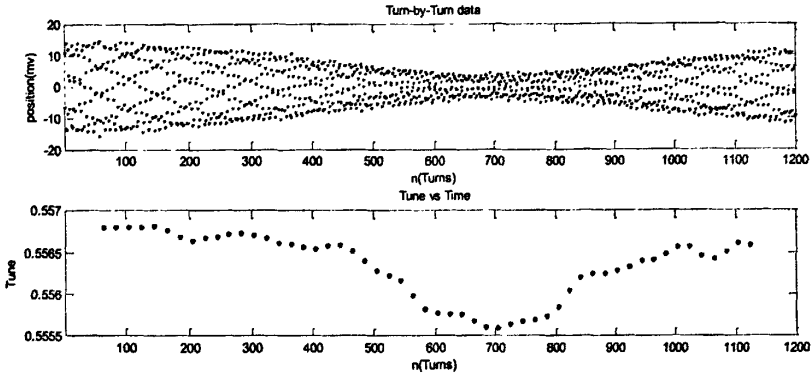


图 5-19 相空间图像组图对应的瞬时工作点

相图和工作点都表明束流振荡有一次靠近  $\frac{5}{9}$  共振线的过程。

再仔细观察图 5-18 的(c)、(d)、(e)，(e)中摆臂的弯曲方向相对(c)反向了，这个现象很有意思。为了进一步进行研究，使用 matlab 进行仿真实验。分别使用  $\nu = 5/9 + 0.001$  和  $\nu = 5/9 - 0.001$  得到逐圈仿真数据，计算其相图，见图 5-20

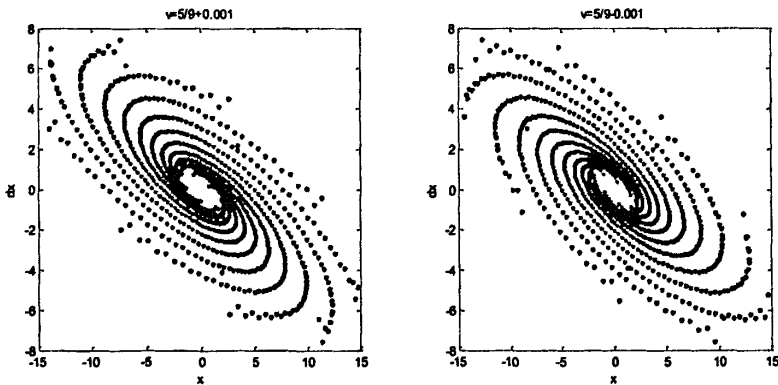


图 5-20 工作点在共振点附近时的仿真

由此我们不难发现，观察摆臂的方向就可以知道工作点是大于还是小于共振点值。而且，摆臂的弯曲度越大表明工作点离共振点越远。从摆臂的数目可以大致知道工作点靠近那条共振线。

回过头再来观察图 5-17，图中工作点多次出现了这种快速变化，能看到有多次靠近或穿过了  $\frac{5}{9}$  共振线。

### 5.3.3 实验小结

使用逐圈测量系统作为观测手段，在改变六级铁强度以逐步改变储存环的色品值的过程中，成功的观察到束流不稳定性。计算了阻尼的增长率和使用数字系统的阻尼率（调试状态，不一定是在最佳反馈相位和增益）。并通过相空间和瞬时工作点的计算，分析了工作点和相图的联系。有效的观察到了束流靠近或穿越

了  $\frac{5}{9}$  共振线的完整过程。

然而，用逐圈测量系统只能获得束团振荡的平均信息，无法观测到各个束团的运动信息，尤其是无法观测到各个模式的增长和阻尼信息。

后面的小节将使用 Bunch-by-Bunch 测量系统作为测量工具，通过对 Bunch-by-Bunch 测量数据进行计算和分析，进一步研究合肥光源电子储存环耦合束团不稳定性。

## 5.4 模拟反馈系统调试实验

2009 年 3 月 10 日，对改进后的横向模拟反馈系统在合肥光源电子储存环 200MeV 注入状态下进行了全面的调试。本次调试的任务包括：a) 下变频单元  $3 \times RF$  信号相位调整。b) 束流信号直流成分别除单元的调试。c) 反馈时序的调整。d) 单束团情况下反馈相位范围的初步测量。e) 多束团情况下反馈相位和反馈功率的调试。f) 尝试在无八级铁的情况下，使用反馈系统抑制耦合束团不稳定性，进行注入流强累积试验。

下面几个小节将以实验数据为依据，详细描述各个调试步骤以及实验数据分析结果。最后一个小节介绍了实验过程中发现的需要解决的问题。

### 5.4.1 下变频单元 $3 \times RF$ 信号相位调整

$3f_{RF}$  信号与束流信号的相位差是通过压控移相器来控制。在单束团情况下，通过控制电压大小改变  $3f_{RF}$  信号的相位，从而改变混频输出信号。使用示波器观察下变频单元输出信号，输出信号正向最大和负向最大对应的相位，即为  $3f_{RF}$  信号的正确混频相位。记录下相应的控制电压幅度，其调整结果见表 5-1

表 5-1 本振高频信号相位控制参数

控制电压	X1	X2	Y1	Y2
正向	1.5V	1.6V	3.7V	3.4V
负向	3.4V	3.5V	1.8V	1.3V

### 5.4.2 束流信号直流成分别除单元的调试

在直流成分别除单元中，使用合适的和信号与束流位置信号做减法运算，以此来消除位置信号中的无用直流信号。未处理前的束流位置信号，含有很大的直流分量，见图 5-21，大的直流分量很容易导致处理电路中的高频器件的饱和，影响整个线路的信噪比。

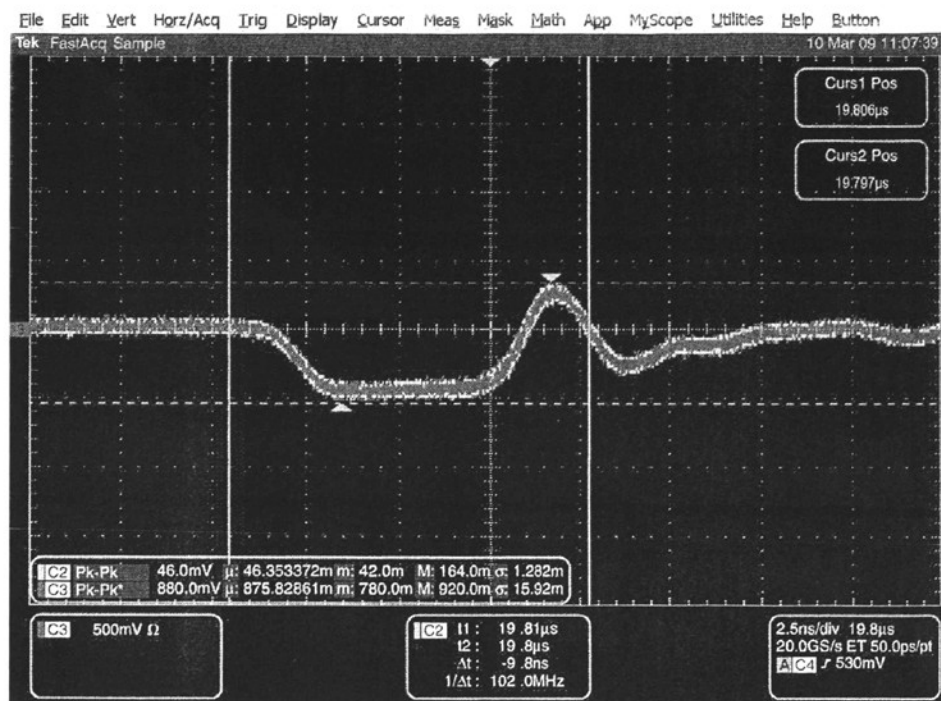


图 5-21 未剔除直流分量前的束流信号

调节控制电压，选择合适的和信号幅度，使得运算后的位置信号中的直流偏置消除。见图 5-22。

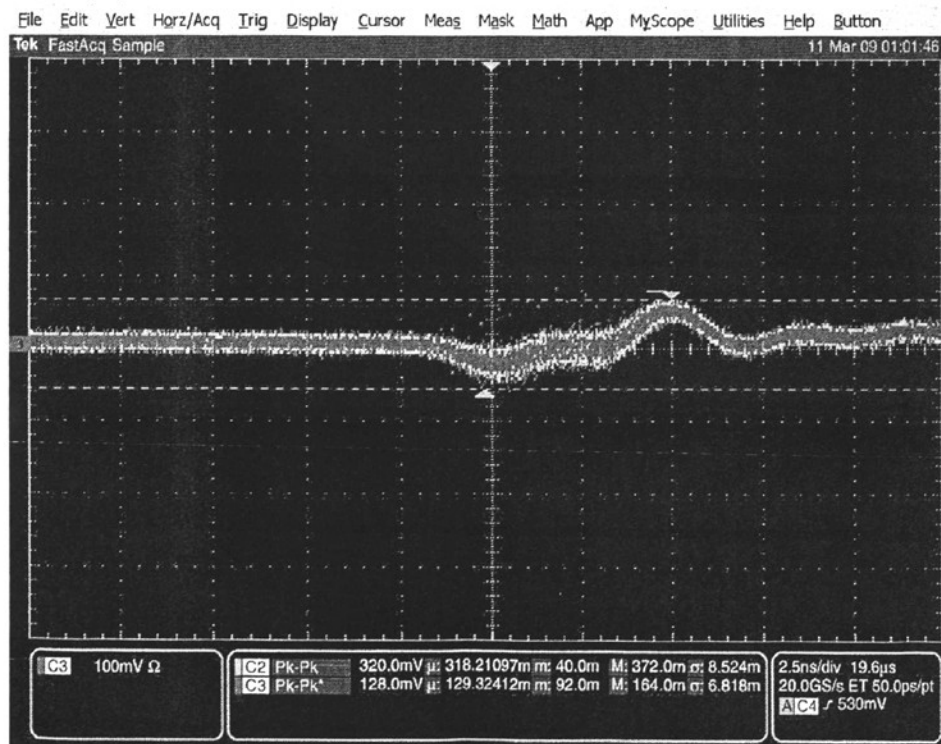


图 5-22 剔除直流分量后的束流位置信号

和信号幅度的调控, 是通过 NI6704 输出四路电压控制信号来控制。四路位置信号的控制参数见表 5-2

表 5-2 去直流成分模块控制参数

参数	控制电压
DC-X1	0.24V
DC-Y1	-0.21V
DC-X2	0.284V
DC-Y2	-0.184V

### 5.4.3 反馈时序的调整

在单束团情况下, 耦合束团不稳定性非常弱(当尾场作用效果长于束团回旋一圈的时间时, 单束团自己对自己也会产生耦合不稳定性或束-腔不稳定性, 但是通常比较弱)。由于反馈信号通过 Notch 滤波后, 使用示波器在时域上已经无法观察到信号, 为了进行时序调整, 可以采取两种方案: a) 调整 Notch 滤波组件的滤波深度, 使输出信号保留有回旋分量; b) 使束流信号中含有不稳定性信号分量。由于 Notch 滤波组件的调整比较耗用时间, 经过了非常精细的调整才获得现在的好的滤波效果, 故采用第二种方案。

实现第二种方案的具体做法是给束流一个弱扫频激励, 使束流信号出现 Tune x 和 Tune y 的边带振荡信号。这样通过光纤 Notch 滤波组件后的信号如图 5-23 所示。图 5-23 中所显示的两个振荡峰间隔是 220ns, 是同一个单束团相隔一个周期的信号。在两个信号峰之间没有其他信号峰, 这表明输出信号非常干净, 样机中的信号反射问题已经得到了明显的改善。

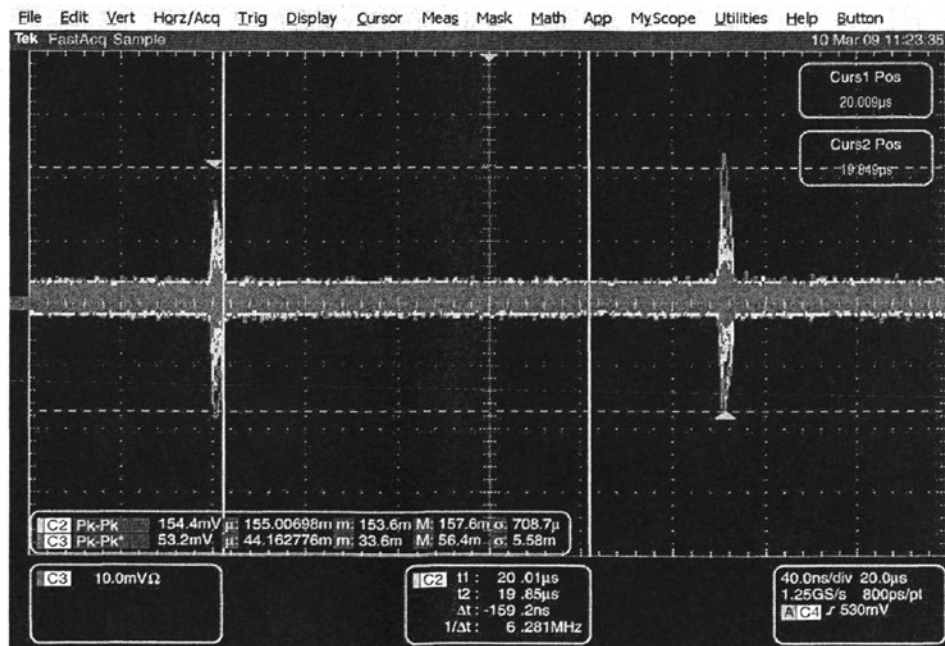


图 5-23 光纤滤波器输出的包含一个周期的反馈信号

把反馈信号波形展开，见图 5-24。从图中测量到信号宽度大约为 5ns，合肥光源储存环 45 个束团的束团间隔为 4.9ns，这表明反馈信号在整个反馈系统信号处理电子学里没有被明显展宽，真正做到了逐束团反馈。相比于反馈系统样机中的 10ns 左右的宽度，反馈系统电子学的改进效果是非常明显的。

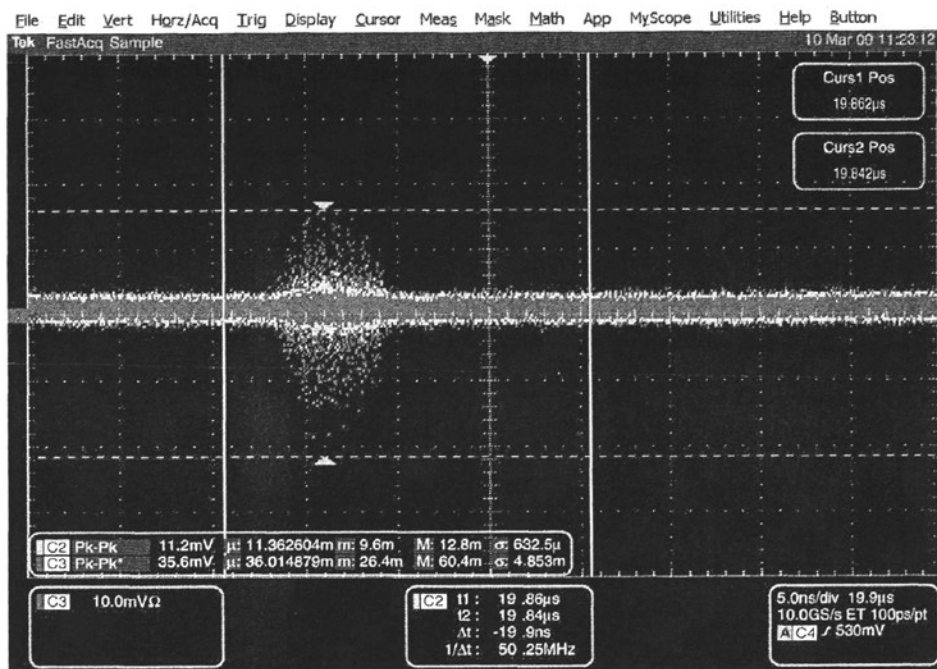


图 5-24 光纤滤波器后的反馈信号波形

将提取的反馈信号输入到反馈条带下游端，从反馈条带观察，见图 5-25。

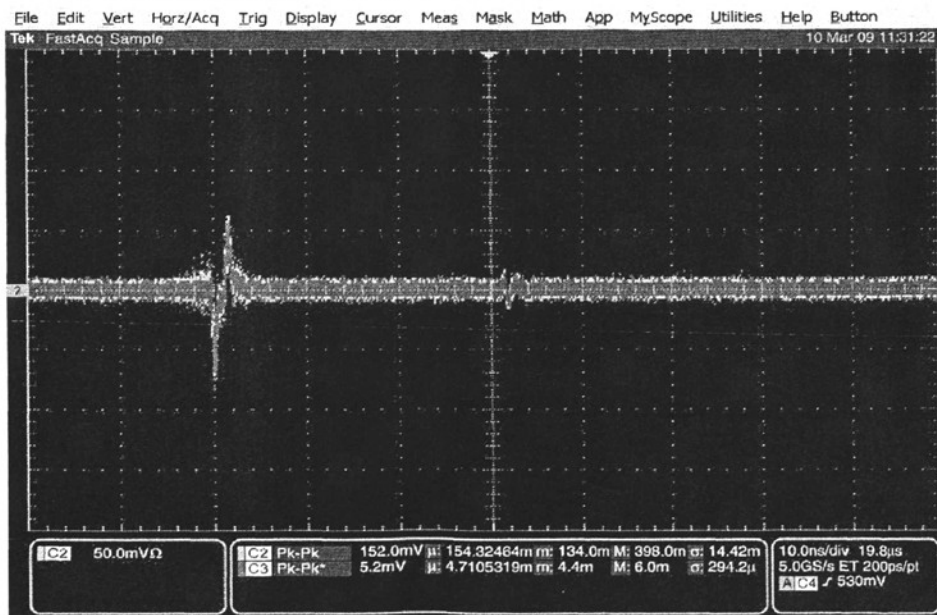


图 5-25 单束团下反馈系统时序调整



图中显示的是已经调整好时序后的信号。用于反馈的信号和条带感应的单束团信号重叠在了一起。

#### 5.4.4 单束团下反馈相位的初步调试实验

从反馈系统的矢量信号运算原理知道，2 个相位相差约 90 度的信号，组合后可以获得相位变化范围为 360 度。对束流而言，在反馈信号功率比较小的情况下，会有一半反馈表现的是激励，另外一半反馈表现为抑制。在单束团下，使用小的反馈功率作用在束流上，分别调节两路信号的幅度，以此来获得反馈相位的大致范围。图 5-26 和图 5-27 显示了不同反馈相位下，束流分别处于稳定和激励状态的波形。

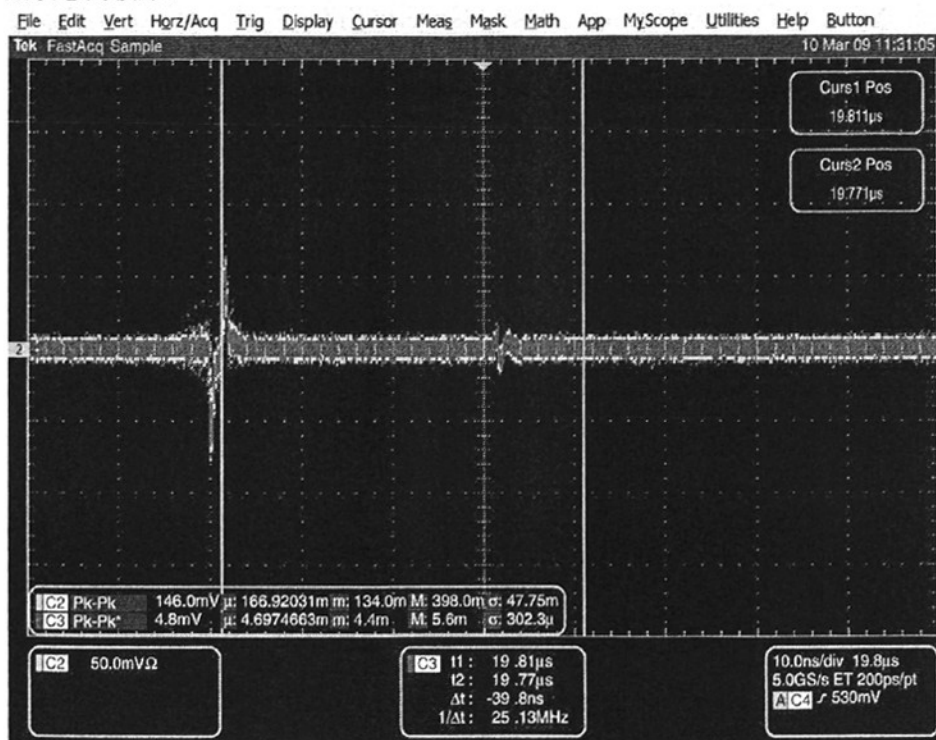


图 5-26 处于反馈相位时束流信号

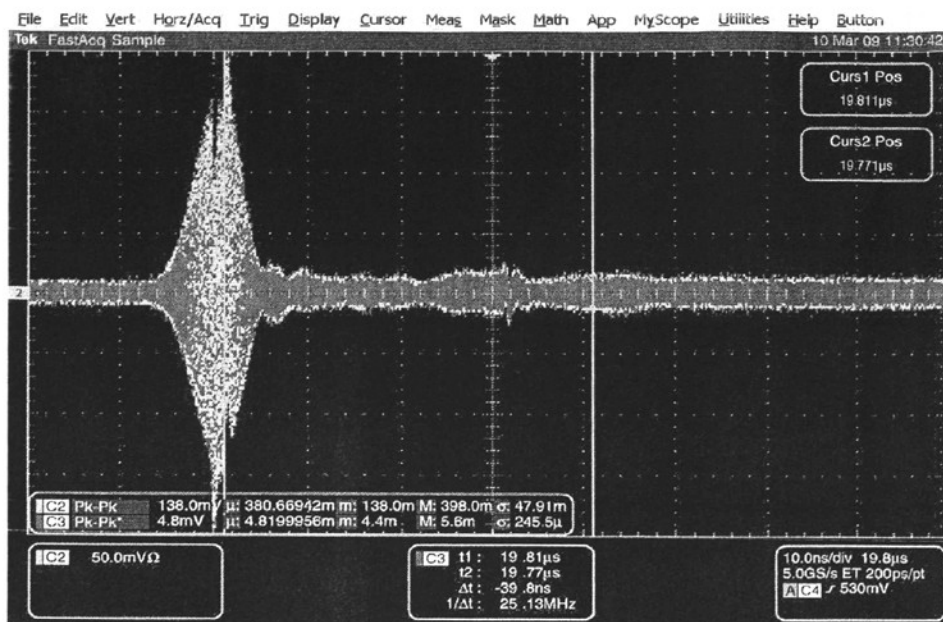


图 5-27 处于激励时的反馈相位

开一个放大器，将放大器增益位置放在 300（最大为 4096），调整 y 方向两路信号极性，得到四种组合下，反馈信号作用在束流上的效果。通过调整合成信号幅度系数以控制反馈信号的功率，见表 5-3 所示。

表 5-3 Y 方向反馈相位及增益参数调整

Y1 幅度系数	Y2 幅度系数	合成信号系数	束流状态
0.29	0.29	0~0.29	稳定
0.29	-0.29	0~0.257	稳定
		0.258~	激励
-0.29	-0.29	0~0.18	稳定
		0.18~	激励
-0.29	0.29	0~0.29	稳定

考虑到调整方便，在测试 x 方向反馈相位范围以及增益的关系时，将反馈合成信号幅度系数置于最大值 0.29，通过调整放大器增益来调整反馈功率。调整结果见表 5-4

表 5-4 X 方向反馈相位及增益调整参数调整

X1 幅度系数	X2 幅度系数	放大器增益	束流状态
0.29	0.29	<1000	稳定
		>1000	激励
-0.29	0.29	<3400	稳定
-0.29	-0.29	<3700	稳定
0.29	-0.29	400	激励

从表 5-3 和表 5-4 可以得到如图 5-28 所示的反馈相位稳定与激励区域示意图

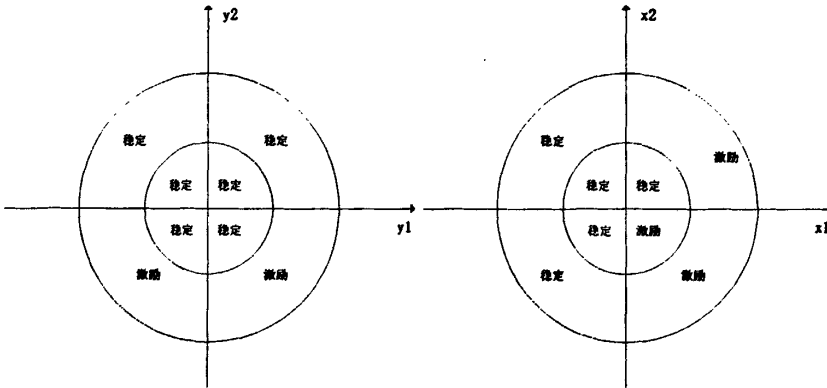


图 5-28 Y 方向和 X 方向反馈相位区域示意图

由于幅度系数和相位不是线性关系,所以单束团下相位调整实验只能获得大致的相位稳定区。而且,由于单束团下的耦合束团不稳定性很弱,所以会存在很大的反馈相位稳定区,而实际多束团情况下,反馈相位稳定区域是很窄的。随着储存流强的增加导致的耦合束团不稳定性增强,反馈功率会需要跟随增加,而此时反馈相位稳定区也会变得更加窄。

#### 5.4.5 多束团情况下反馈相位和功率的调试

多束团情况下,关闭八级铁,使用了近期注入使用的 0001.ps 注入参数文件,进行反馈实验。实验的目的是为了找出合适的反馈增益和反馈相位。

##### 5.4.5.1 反馈功率与阻尼率的关系

实验先后进行了  $y$  方向和  $x$  方向的反馈相位尝试,在低流强下 ( $<80\text{mA}$ ),相位调试结果基本同单束团情况。然后增加储存流强,将反馈相位置于控制电压在  $y_1=0.21\text{V}$ ,  $y_2=0.29\text{V}$  的位置,放大器增益系数由 1000 逐步升至 3500,使用 Turn-by-Turn 系统测量  $y$  方向的阻尼时间和反馈功率的关系。由于注入时无法保持在同一储存流强,故测量到的阻尼时间只能做定性参考。图 5-29 显示了注入时不同反馈功率下的阻尼过程(数据使用了窄带滤波)。

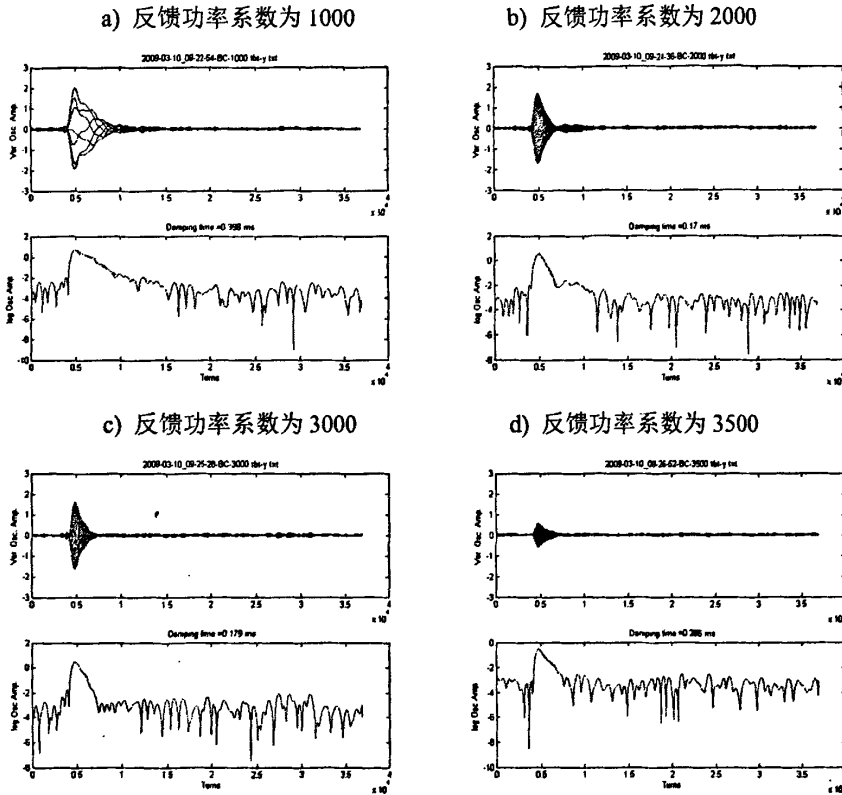


图 5-29 注入过程中反馈功率与阻尼时间的关系

在每一个功率值，分别测量了几组数据，计算其阻尼时间见表 5-5。得到的阻尼时间都在同一个数量级上，考虑到测量误差，认为此时的反馈相位应该已经接近正确的反馈相位

表 5-5 阻尼时间与反馈功率的关系

测量序号	放大器增益系数	Y 方向阻尼时间 (ms)
1	1000	0.398
2	1000	0.343
3	1000	0.434
4	2000	0.145
5	2000	0.170
6	2000	0.187
7	2000	0.323
8	3000	0.179
9	3000	0.11
10	3000	0.149
11	3500	0.266

在当前的反馈相位下，将放大器增益系数置于 2000 位置，在无八级铁的状

态下，开始流强积累实验。一次注入过程如下图所示：

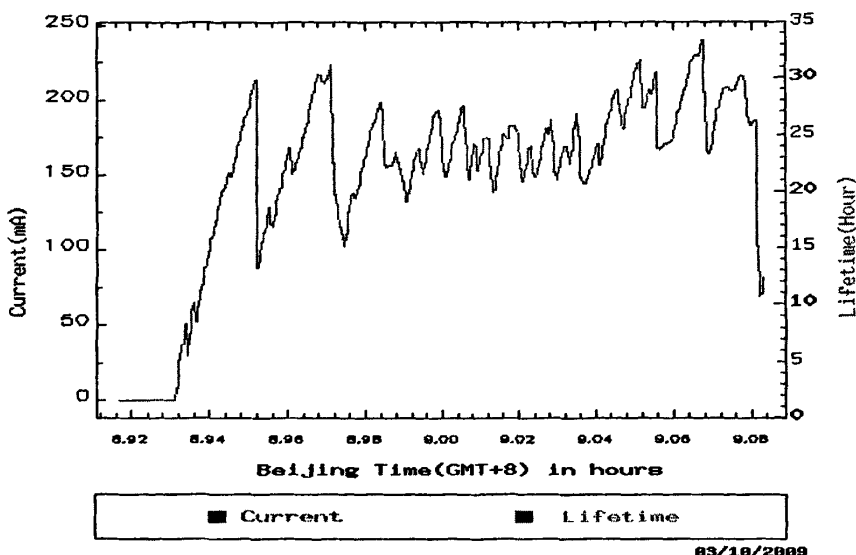


图 5-30 加反馈注入过程的流强曲线

注入过程开始阶段比较顺利，但当流强上到 220mA 左右时，束流突然掉到 100mA，然后又快速到达 230mA 左右，如此反复。整个注入过程中，尝试了改变反馈功率，改变反馈相位等，最好时累计流强达到了 240mA 多。关闭反馈，束流立刻掉到 70mA 左右。

由这次注入过程可以看出，加反馈系统后，束流不稳定性出现的阈值 220mA 左右，比无反馈时大大提高。

使用反馈系统的累计流强暂时还无法达到使用八级铁时的状态，表明反馈系统还存在如下问题：

1. 反馈相位并没有在最好的反馈相位上，还需要细致的调整。
2. 需要的反馈功率和累积流强之间的关系，需要测试。
3. 反馈系统内部某些器件有可能在高流强时出现了饱和，导致流强高时反馈效率低，无法有效抑制耦合束团不稳定性。

注入 13mA 单束团，仔细检查系统后发现，确实饱和了，原因是在束流信号直流成分剔除单元中，使用的和信号。由于和信号幅度随着流强增加而增加，当在小流强下将直流偏置调为零时，到了高流强下就不为零了。

#### 5.4.5.2 多束团横向耦合度的计算

由于注入过程中，注入 kicker 产生的扰动是 x 方向，使用逐圈测量系统测量此时 x 和 y 方向的振荡幅度就可以获得横向振荡耦合系数。对图 5-29 中 a) 的数据中 x 和 y 方向分别做 FFT 进行计算，见图 5-31。

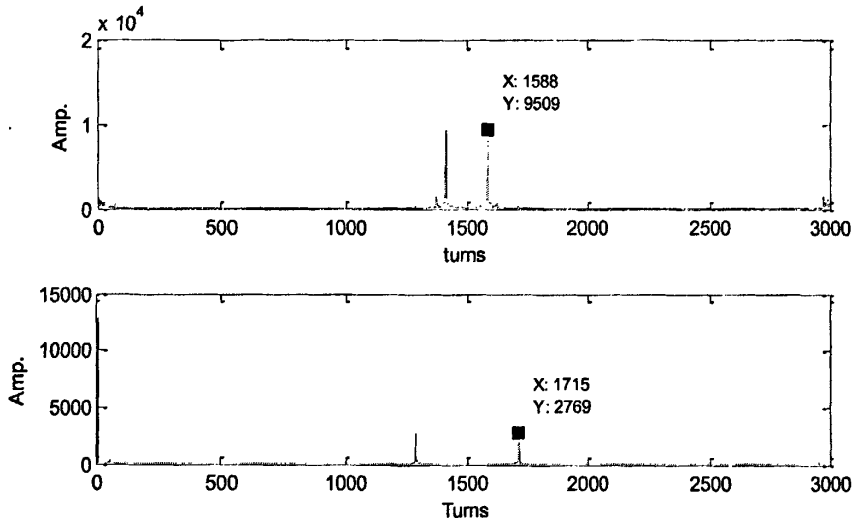


图 5-31 反馈功率系数为 1000 时束流位置信号的频谱图

X 方向工作点  $\nu_x = 1588/3000 = 0.529$ , Y 方向工作点  $\nu_y = 1715/3000 = 0.572$ ,

测量位置为 Q4W, 其 200MeV 注入状态下  $\beta_x = 10.55$ ,  $\beta_y = 8.97$

上述数据代入(3.18), 得到横向 XY 耦合系数:

$$k = \left( \frac{2769}{9509} \right)^2 \frac{10.55}{8.97} = 0.0997 \approx 10\%$$

#### 5.4.6 单束团情况下横向耦合系数与流强的关系

在 200MeV 单束团状态下, 测量了横向耦合系数与单束团流强的关系。

流 强 (mA)	8.2	8.2	7.7	7.3	7.0	7.0	2.9	2.9
耦合度	0.093	0.0508	0.0402	0.0198	0.0405	0.0459	0.0250	0.0295

这个实验过程中, 为了加快束流的变化, 改变六级铁电流。这个操作带来了两个可能导致测量无效的问题。首先是束流由 7mA 瞬间掉到 2.9mA, 无法测量更多的数据; 其次是, 改变六级铁电流会对耦合度产生影响, 导致无法测量固定状态下的耦合系数和流强的关系。

### 5.5 HLS 注入时耦合束团不稳定性测量和分析

关于不稳定性的物理模型和图像, 早期的相关文献或论文<sup>[1][3][4]</sup>有详细的描述, 本文不过多涉及。本节重点是合肥光源电子储存环的耦合束团不稳定性的测量和分析。

在 2009 年 3 月 10 日的横向模拟反馈系统调试实验时, 使用 BxB 测量系统

分别在单束团与多束团情况下进行了逐圈测量,对测量数据做了耦合束团不稳定性模式分析。

### 5.5.1 单束团状态下耦合束团振荡模式

使用单束团形成电路获得合肥光源电子储存环的单束团运行模式。数据来源于 AcqirisRun\_2009-03-10T11-38-48 的 DC440 Ch1\_8 和 DC440 Ch2\_8 数据段,分别对应 X 方向和 Y 方向的跟踪测量数据。由图 5-32 可以得到 x 方向存在 21 号耦合模式;由图 5-33 可以得到 y 方向存在 22 号模式。

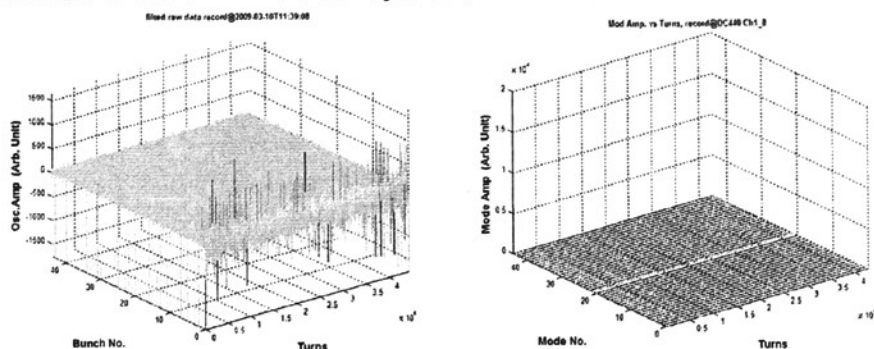


图 5-32 单束团状态下 X 方向耦合振荡模式跟踪

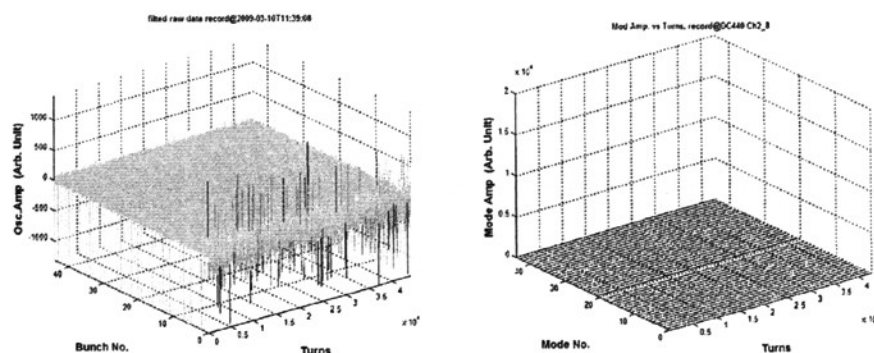


图 5-33 单束团状态下 Y 方向耦合振荡模式跟踪

很遗憾的是实验做的比较匆忙,未能记录下测量时的环状态条件。尤其是未能记录下测量的当时,是否使用了工作点测量系统的扫频激励信号对束流进行了激励。因而无法分析振荡模式的成因。

### 5.5.2 反馈调试时耦合束团振荡模式测量

多束团情况下,使用注入 kicker 同步触发 BxB 数据采集程序。使用 ADC 多记录模式,每次连续采集 10 个数据段,数据间隔为注入间隔 2s。分别在反馈系统开和关的状态下,各采集了 2 组数据。分别取其中一段数据做模式分析。

## 5.5.2.1 未加反馈时束流的振荡模式测量

首先, 取未加横向模拟反馈时的 BxB 测量数据, 时间为 2009-03-10T13-32-48。

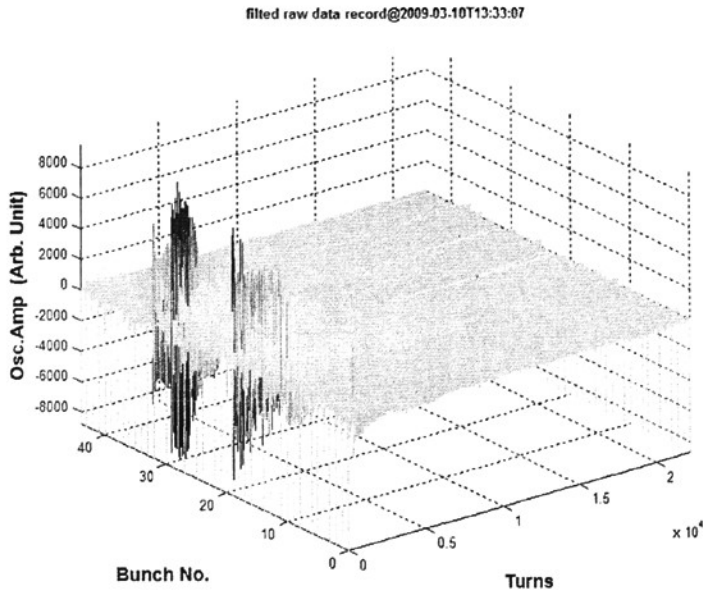


图 5-34 反馈关, 横向 X 方向振荡时域波形(Ch1\_7)

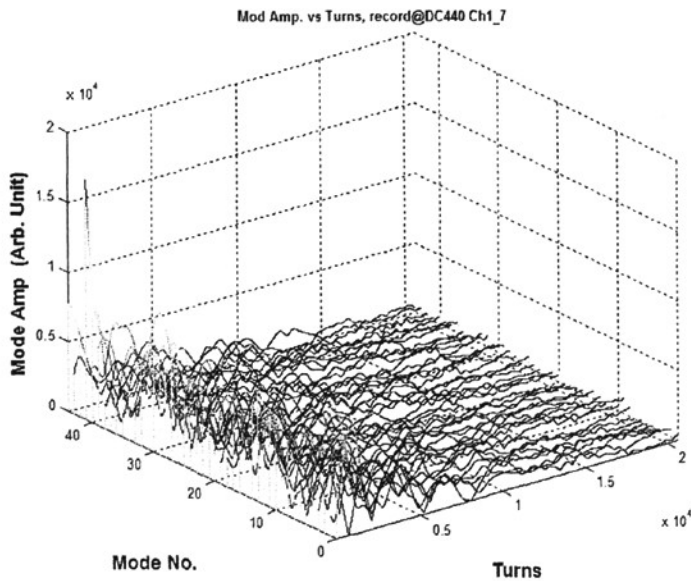


图 5-35 反馈关, 横向 X 方向振荡耦合模式(Ch1\_7)

图 5-34 和图 5-35 分别为数据组中的 DC440 Ch1\_7 的时域波形和振荡模式分析图, 对应未开横向反馈系统状态下 X 方向(水平方向)的耦合振荡模式跟



踪数据。由时域波形可以看到每个束团都存在有较大的  $\beta$  残余振荡，由图 5-35 观察到，X 方向的各耦合模式振荡幅度都比较大，特别是 41 号模式。

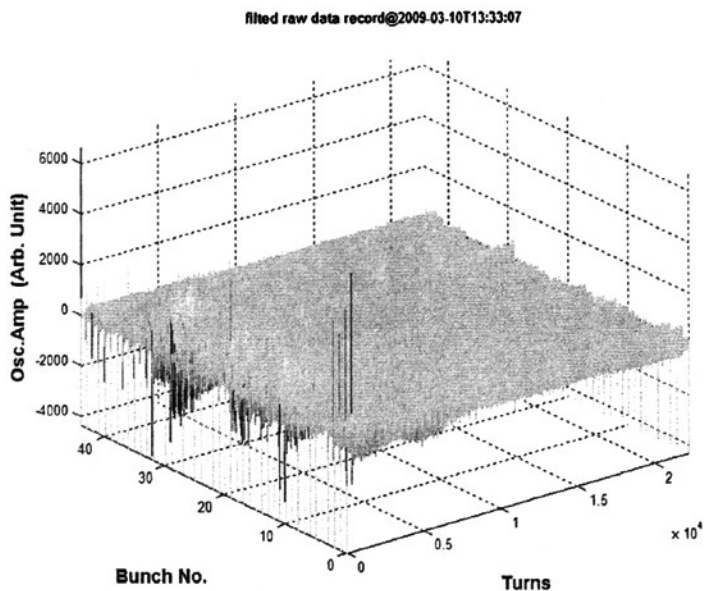


图 5-36 反馈关，横向 Y 方向振荡时域波形(Ch2\_7)

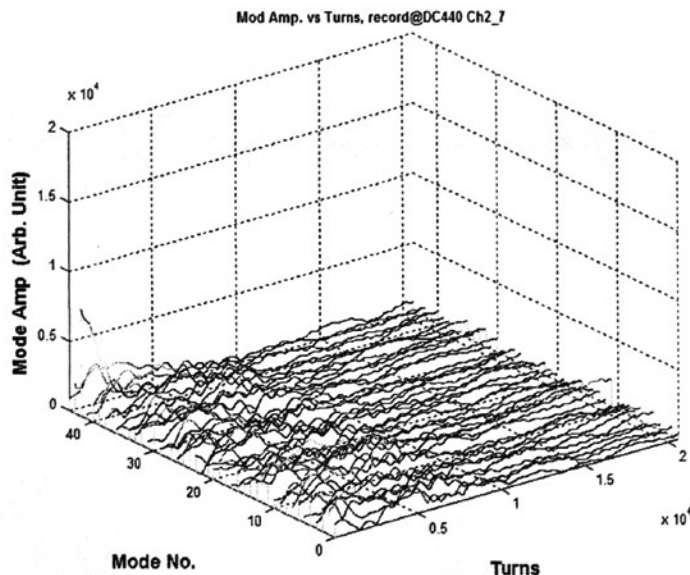


图 5-37 反馈关，横向 Y 方向振荡耦合模式(Ch2\_7)

图 5-36 和图 5-37 分别为数据组中的 DC440 Ch2\_7 的时域波形和振荡模式分析图，对应未开横向反馈系统状态下 Y 方向（垂直方向）的耦合振荡模式跟踪数据。同 X 方向一样均有较大的 Beta 残余振荡。由图 5-37 观察到，42 号模

式振荡幅度最大。

### 5.5.2.2 反馈作用于束流时的模式测量

取横向模拟反馈系统作用于束流后的数据，时间为 2009-03-10T13-30-53。图 5-38 和图 5-39 为数据组中的 DC440 Ch1\_7，对应 X 方向的束流时域和模式跟踪图。图 5-38 对比前面的未开反馈时的波形，可以看出  $\beta$  残余振荡已经几乎消失。再观察图 5-39 的振荡模式图，可以看到，后段时间中的耦合振荡模式都得到了抑制。

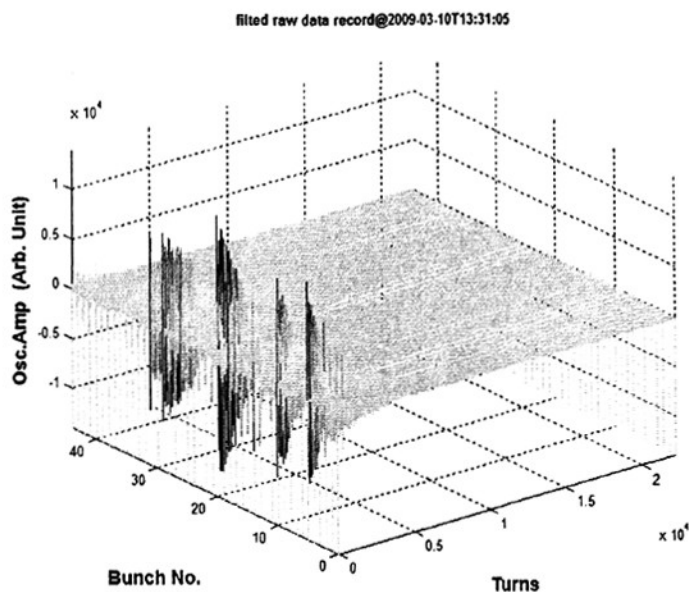


图 5-38 反馈开，横向 X 方向振荡时域波形(Ch1\_7)

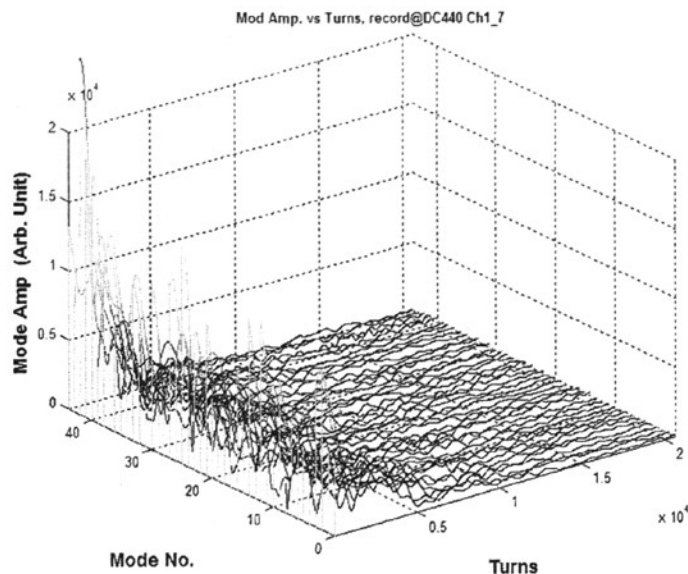


图 5-39 反馈开, 横向 X 方向振荡耦合模式(Ch1\_7)

取其中振荡幅度最大的一个束团信号, 计算其阻尼时间约为 0.47ms, 见图 5-40。

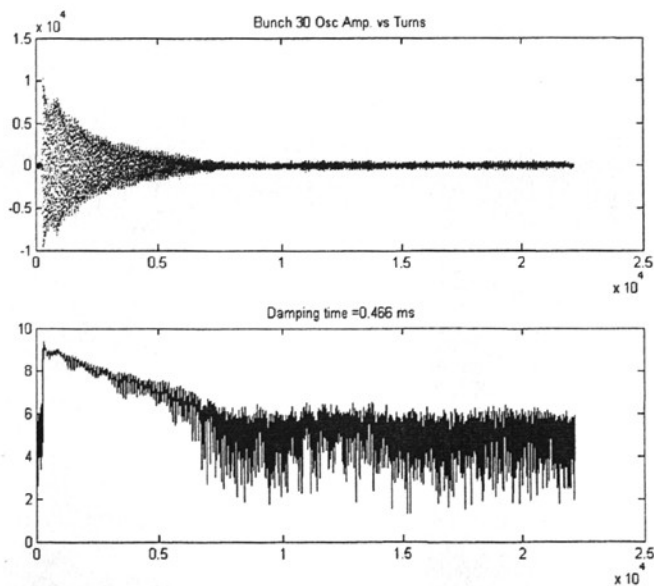


图 5-40 振幅最大束团的阻尼时间(Ch1\_7)

图 5-41 和图 5-42 分别为数据组中的 DC440 Ch2\_7 的时域波形和振荡模式分析图, 对应开横向反馈系统状态下 Y 方向 (垂直方向) 的耦合振荡模式跟踪数据。Y 方向的 Beta 残余振荡也得到了很好的抑制。由图 5-42 观察到, 同样是 42 号模式振荡幅度最大。

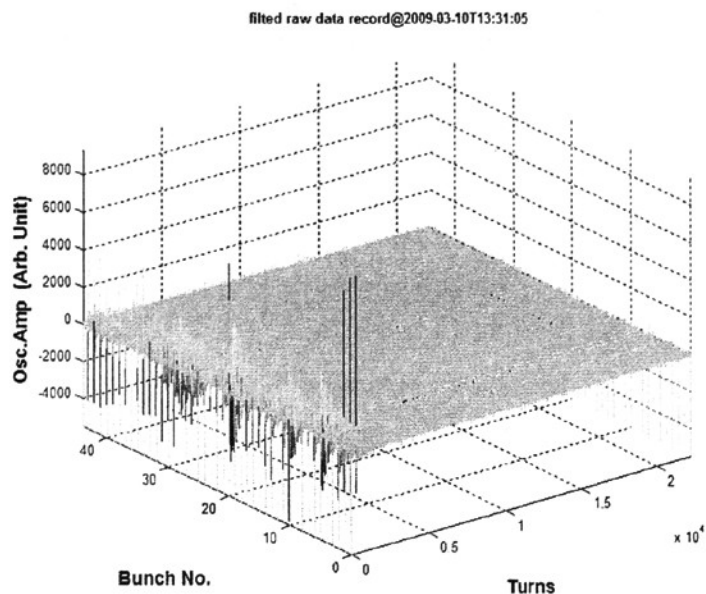


图 5-41 反馈开, 横向 Y 方向时域波形(Ch2\_7)

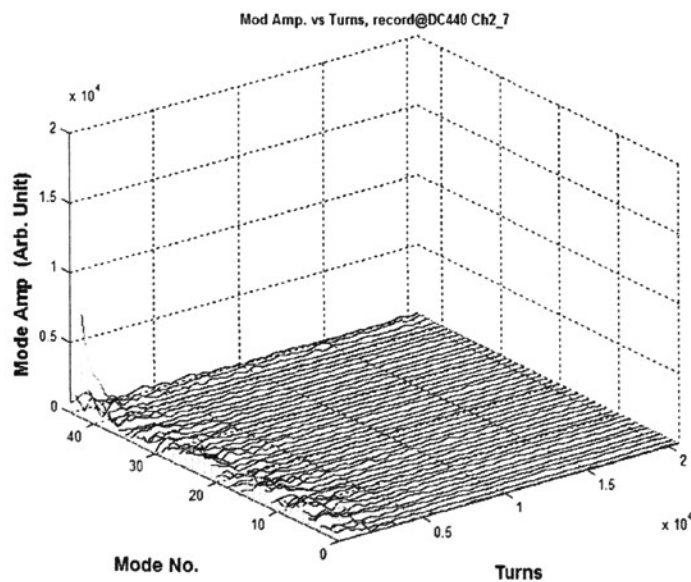


图 5-42 反馈开, 横向 Y 方向振荡模式(Ch2\_7)

更详细的图像请参见附录 B。由多次测量的结果看, 横向模拟反馈系统能有效抑制 Beta 残余振荡。能有效抑制耦合不稳定性模式的产生, 也能快速阻尼存在的耦合模式。

## 第6章 结论和展望

该论文就合肥光源逐圈测量系统的集成和应用,以及横向反馈系统的改进方案,实验结论,数据分析等多个方面进行了阐述和解释。

### 6.1 逐圈测量系统的集成和应用

逐圈测量系统目前可以应用于跟踪注入逐圈位置。应用了基于 NAFF 算法的瞬时工作点计算以及单 BPM 的相空间图像测量。使用了基于数字锁相的阻尼时间计算方法进行注入时的储存环阻尼时间的即时测量即时计算。系统软件同时还可以即时计算 XY 耦合度等基于逐圈测量的其他相关应用。

工作点提取方法、相空间计算方法、阻尼时间计算方法以及耦合度的计算,不仅能用在逐圈测量系统上,同样可以运用在逐束团测量系统里。本质上,逐束团测量数据分解开就是各个束团的逐圈测量。逐圈测量和逐束团测量都可以很好的运用来研究合肥光源电子储存环上的束流不稳定性。

### 6.2 反馈系统的改进

改进后的反馈系统成功的在 200MeV 注入状态下进行了调试,初步调试能有效抑制注入产生的残余 beta 振荡,提高了振荡阻尼率。在不加八级铁,加反馈系统的情况下注入累计直直流流强能稳定达到 240mA 以上。

### 6.3 基于逐圈测量和逐束团反馈的实验

使用逐圈测量系统和逐束团测量与反馈系统对合肥光源注入状态和运行状态的不稳定性做了初步研究。测量了注入时未加反馈系统的阻尼时间约为 2ms,加反馈系统的阻尼时间约为 0.2ms,提高了一个数量级。

### 6.4 下一步工作展望

逐圈测量系统还可以根据诊断和测量需求,进行更多的应用开发,具有很大的上升空间和开发潜力。基于逐圈测量的各种数据处理方法,同样可以应用于新兴的数字 libera 的数据处理中。

横向模拟反馈系统改进后的初步调试结果表明合肥光源是可以通过使用反馈系统来进一步提高系统性能的。然而目前的反馈系统还需要进行更多更细致的调试,才能完全发挥其威力。

相信通过逐圈测量和逐束团测量与反馈系统对合肥光源电子储存环进行更进一步的研究,将会给我们带来更多的惊喜。

## 参考文献

- [1] King-Yuen Ng, PHYSICS OF COLLECTIVE BEAM INSTABILITIES, US Particle Accelerator School, 2000.
- [2] 孙葆根, “合肥光源新的束流测量系统研制及其应用研究”, 博士论文, 中国科学技术大学, 2000.
- [3] 王筠华, 刘建宏, 孙葆根, 李为民, 刘祖平, 王琳, 杨永良, 郑凯, 逐圈测量系统定标和新近测量结果, 《强激光与粒子束》, 2004年16卷, 第5期。
- [4] 王筠华, 李为民, 刘祖平, 孙葆根, 刘建宏, 郑凯, 杨永良等, 合肥光源逐圈测量系统试验结果及其在注入调试中的应用, 《强激光与粒子束》, 2004年16卷, 第1期。
- [5] 王筠华, 李为民, 孙葆根, 等, 基于对数比电路的 HLS turn-by-turn 系统, 《强激光与粒子束》, 2002年14卷, 第4期。
- [6] 刘建宏, HLS Bunch-by-Bunch 测量系统研制及束流不稳定性的初步研究。博士论文, 中国科学技术大学, 2005
- [7] 王筠华, 刘建宏, 郑凯等, 合肥光源逐束团测量和横向束流反馈系统设计, 《强激光与粒子束》, 18(2), 2006
- [8] 郑凯, 合肥光源逐束团测量和模拟反馈系统。博士论文, 中国科学技术大学, 2007
- [9] 郑凯, 王筠华, 刘祖平等, HLS 逐束团跟踪监测系统, 《高能物理与核物理》, 30(6), 2006年6月
- [10] 郑凯, 王筠华, 刘祖平等, 改进的合肥光源数团流强测量方案, 《强激光与粒子束》, 18(7), 2006年7月
- [11] 郑凯, 王筠华, 刘祖平等, 基于 Hilbert 变换的相空间重建方法在 HLS 逐束团测量系统中的应用, 《高能物理与核物理》31(3), 2007。
- [12] 金玉明, “电子储存环物理”, 中国科学技术大学出版社, 2001
- [13] J. D. Fox, E. Kikutani, Bunch Feedback System and Signal Processing
- [14] 孙葆根, 束流测量与诊断讲义, NSRL
- [15] 国智元, 加速器中的聚束束流不稳定性, 2000.7
- [16] W. Barry, J. Byrd, J. Corlett, etc. COMMISSIONING OF THE ALS TRANSVERSE COUPLED-BUNCH FEEDBACK SYSTEM, 1995(PAC95), USA
- [17] Log-ratio Beam Position Monitor User's Manual
- [18] CompuScope 1250 User's Manual, GAGE APPLIED, INC
- [19] D.D.Caussyn, M.Ball, Experimental studies of nonlinear beam dynamics, PHYSICAL REVIEW A, December 1992, Volume 46, Number 12.
- [20] R. Bartolini et al, Tune Evaluation in Simulations and Experiments, Particle Accelerators, 1996, Vol.52. p147-177.
- [21] 刘祖平, 束流光学, 中国科学技术大学出版社
- [22] P. Kromer, R. Robinett, R. Bengtson, etc. “PC-Based Digital Lock-In Detection of Small Signals in the Presence of Noise”, Department of Physics, University of Texas at Austin
- [23] 徐守时, 信号与系统: 理论、方法和应用, 中国科学技术大学出版社, 1999
- [24] 曹涌, 基于束流的准直系统研制及相关研究, 博士论文, 中国科学技术大学, 2007
- [25] Y. Ohnishi, Y. Funakoshi, K. Mori, etc. MEASUREMENT OF XY COUPLING USING TURN-BY-TURN BPM AT KEKB, Proceedings of EPAC 2000, Vienna, Austria
- [26] P. Cameron, A. Fedotov, N. Malitsky, Tune Measurement In The SNS Ring, Proceedings

- of EPAC, Paris, 2002
- [27] M. Serio, Tune Measurements, Cem Accelerator School
  - [28] D. Still, I. Kourbanis, D. Capista, "Tune Measurement Methods in the Fermilab Main Ring", 17th Particle Accelerator Conference Vancouver, Canada, 1997, P2061-2063
  - [29] C. Simopoulos, R.L. Holtzapple, "Damping Rate Measurements in the SLC Damping Rings", Proceedings of PAC, 1995, P3073-3075
  - [30] 张磊, 焦毅, 王九庆等, BEPC 横向阻尼时间的测量, 强激光与粒子束, Vol.18
  - [31] S. Prabhakar, New Diagnostics and Cures for Coupled-Bunch Instability, SLAC, 2001
  - [32] S. Prabhakar et al, Phase space tracking of coupled-bunch instabilities, Physical Review Special Topics- Accelerators and Beams, ,1999, Vol.2: 084411
  - [33] R. Claus, J. Fox, H. Hindt, I. Linscott etc. Observation, Control and Modal Analysis of Coupled-Bunch Longitudinal Instabilities
  - [34] Tobiyama M, Kikutani E, Flanagan J W, et al. Beam diagnostic using Bunch-by-Bunch feedback system in the KEKB rings [A]. Asian Particle Accelerator Conference 2001[C]. Beijing: 2001. 752-754
  - [35] J. Y. Huang, M. K. Park, M. Kwon, M. Yoon and I. S. Ko, TRANSVERSE BEAM FEEDBACK SYSTEM IN THE PLS, APAC98, P2350-2352
  - [36] M. Tobiyama, E. Kikutani, Bunch-by-bunch feedback systems for KEKB rings
  - [37] T. Nakamura, S. Date, K. Kobayashi, T. Ohshima, Transverse Bunch-by-bunch Feedback System for the SPring-8 Storage Ring, EPAC'04, Lucerne, June 2005, p. 2649
  - [38] <http://www.aps.anl.gov/epics/>, Experimental Physics and Industrial Control System
  - [39] 李为民, 加速器控制系统, 讲义, 中国科学技术大学
  - [40] 李为民, 戴益民等, 在 NSRL 上利用 RFKO 实现部分填充, 核技术, 第 25 卷, 第 1 期, 2002 年

## 附录 A 逐圈测量和分析程序

### 1. 数字锁相检测计算阻尼时间 Matlab 代码

```

% x is signal sequence
% fs is x data sampling rate, unit is Hz
function time_const = EnvelopeCalculate(x,fs)
% high pass
b = fir1(50,0.44,'high');
a = 1;
x = filter(b,a,x);
x = x(51:length(x));
% Get tune using FFT.
fs=abs(fft(x));
[aps,ps]=max(fs(1:ceil(length(s)/2)));
v=ps/length(s);
% Generate reference signal sequence.
n=1:1:length(s);
sr1=sin(2*pi*n*v+pi/8);
sr2=cos(2*pi*n*v+pi/8);
%Multiplication operator
k1=2*(s.*sr1);
k2=2*(s.*sr2);
%low pass filter, remove the unwanted frequency components.
b = fir1(50,0.03,'low');
a = 1;
k1=filter(b,a,k1);
k2=filter(b,a,k2);
k1 = k1(51:length(k1));
k2 = k2(51:length(k2));
%Obtain the amplitude.
result=sqrt(k1.^2+k2.^2);
%Take natural log,make a linear fitting.
eresult=log(result);
n=1:1:length(eresult);
p=polyfit(n,eresult,1);
%Get the Time const, the unit is second
time_const = -1/(fs*p(1));

```

### 2. NAFF 算法的 Matlab 仿真程序:

```

% NAFF
N=256;Tao=100;A=15; n=1:1:N;
v=0.572563246234;
s1=cos(2*pi*n*v+pi/5);r=(2.*rand(1,N)-1)*0.15;

```



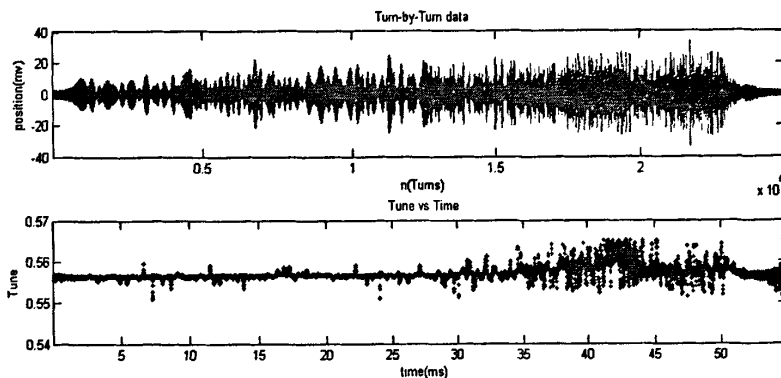
```

s1=s1+r;s2=A*exp(-n/Tao); s=s1.*s2;
figure('position',[20,120,1000,400]);
plot(s(pstart:nlength),'.','MarkerSize',6);
title('s(n)=Acos(2\pin\nu)exp(-n/\tau)');
xlabel('n');ylabel('\|s(n)');xlim([1 N]);
k=0;vstart=0.56;vend=0.59;vstep=0.000001;
for v=vstart:vstep:vend
    k=k+1;
    sr1=sin(2*pi*n*v);
    sr2=cos(2*pi*n*v);
    x=sin(pi*n/N);
    I(k)=sqrt((sum(s.*sr1.*x))^2+(sum(s.*sr2.*x))^2);
end
figure('position',[20,120,1000,400]);
v=vstart:vstep:vend;
plot(v,I,'.','MarkerSize',3);
xlabel('\nu');
ylabel('\|I(\nu)');
xlim([vstart vend]);
[a,b]=max(I);
v=vstart+(b-1)*vstep;

```

### 3. 反馈开-关-开时束流的 Tune 值变化图

下图显示了一次反馈开-关-开, 逐圈测量的束流运动状态以及相应的 tune 值变化过程。



附图 1

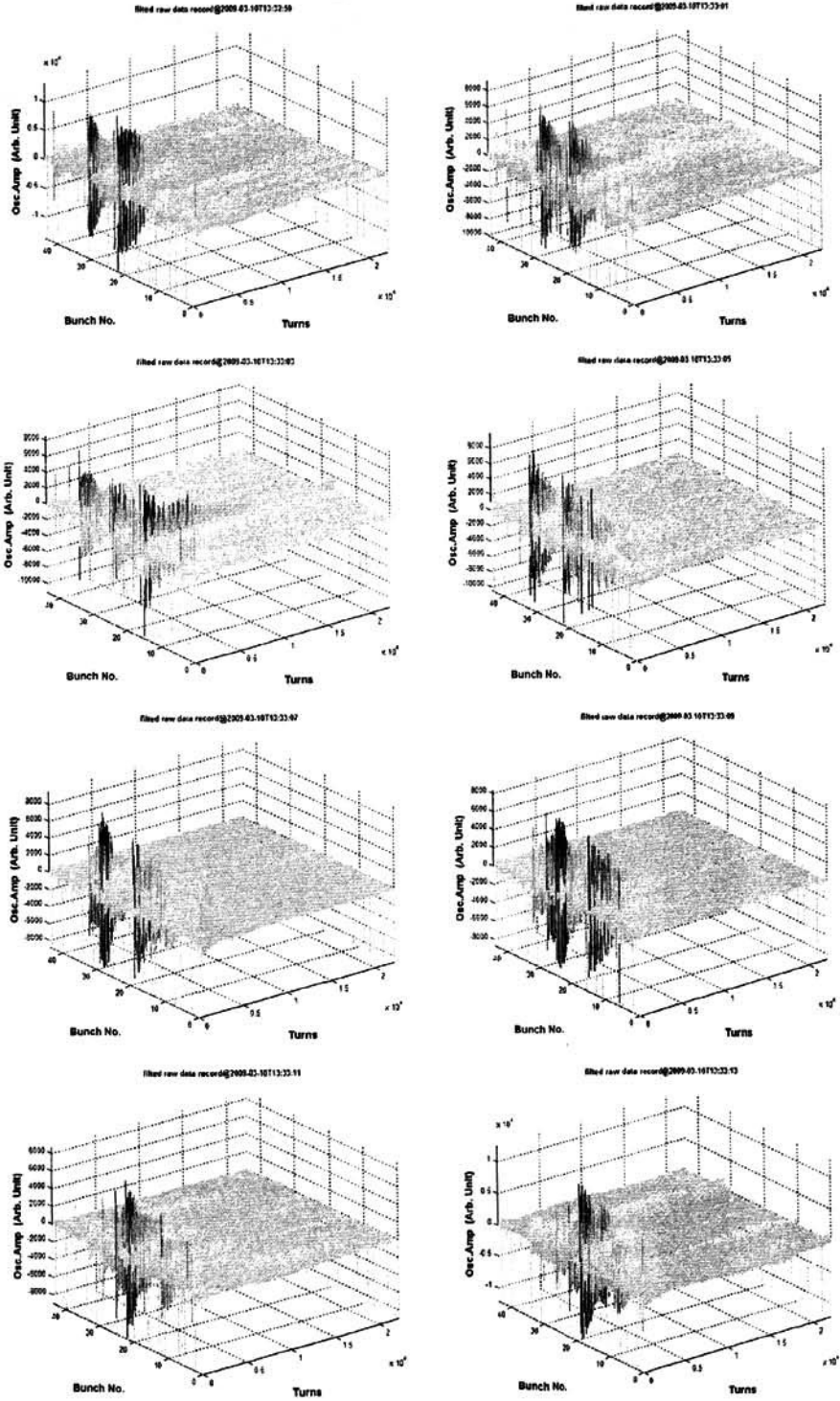
## 附录 B 耦合束团不稳定性连续跟踪

下面几组为 2009 年 3 月 10 日下午, 200MeV 注入状态下进行横向模拟反馈系统调试的测量数据及处理结果。测量使用 BxB 的 DCC440 数字化仪。测量使用注入 kicker 做触发, 数据中每个数据段间隔为 2s, 连续采集。

下面分别是反馈关和开状态下的两组数据:

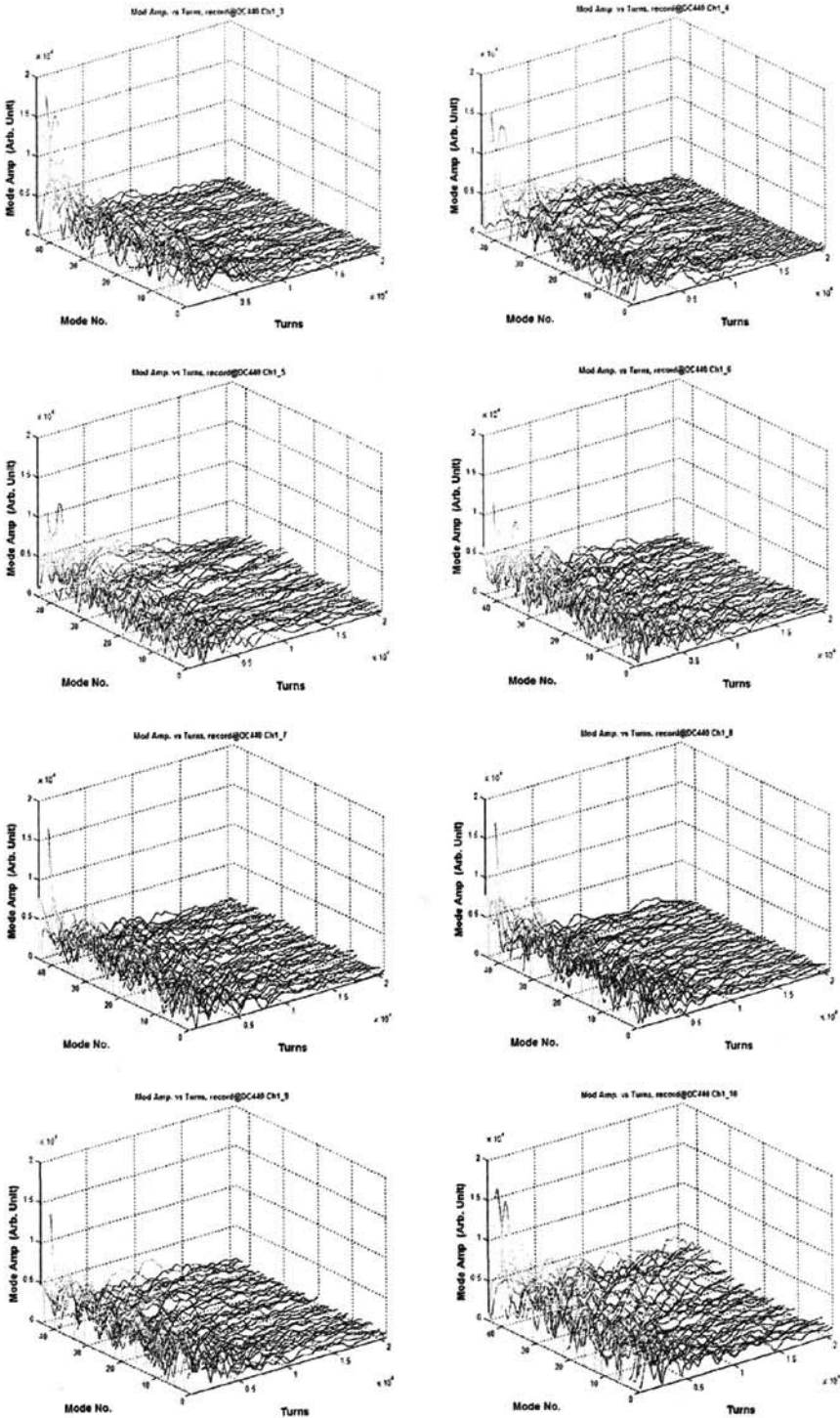
1. AcqirisRun\_2009-03-10T13-32-48 反馈关

反馈关, X 方向时域波形, Ch1\_3 至 Ch1\_10:



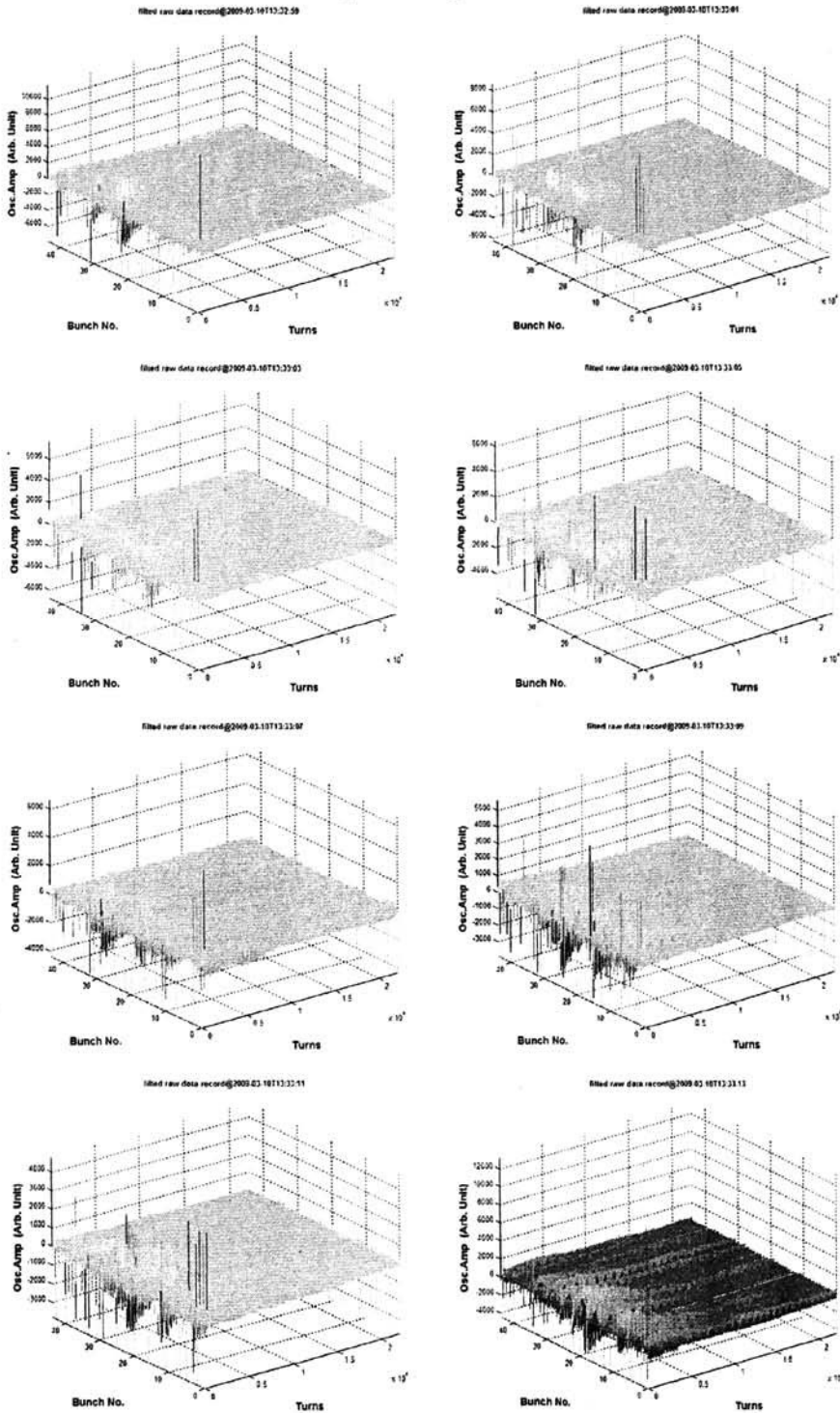
附图 2 反馈关, 横向 X 方向振荡时域连续跟踪

反馈关, X 方向模式, Ch1\_3 至 Ch1\_10:



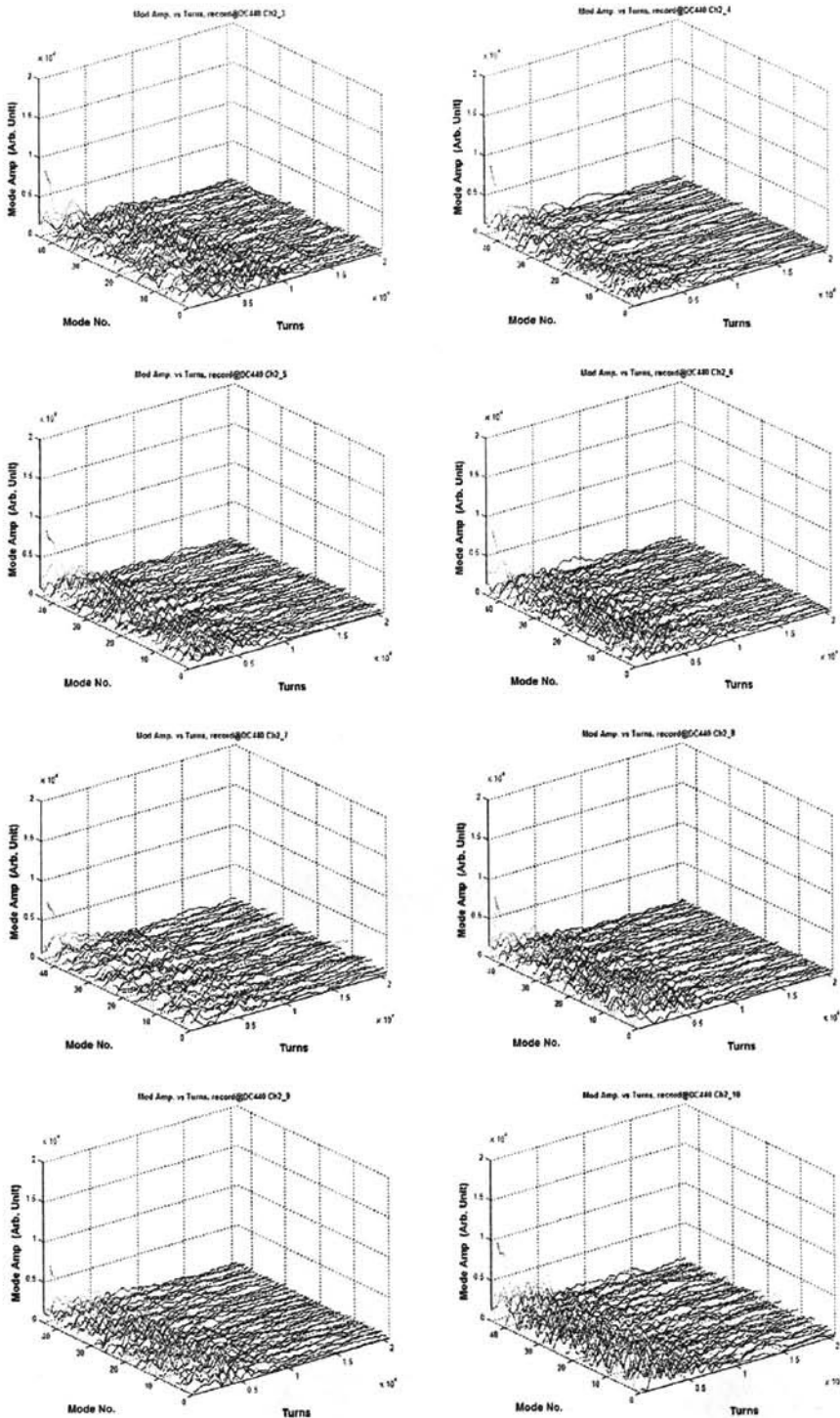
附图 3 反馈关, 横向 X 方向耦合束团振荡模式连续跟踪

反馈关, Y 方向时域波形, Ch2\_3 至 Ch2\_10:



附图 4 反馈关, 横向 Y 方向振荡时域连续跟踪

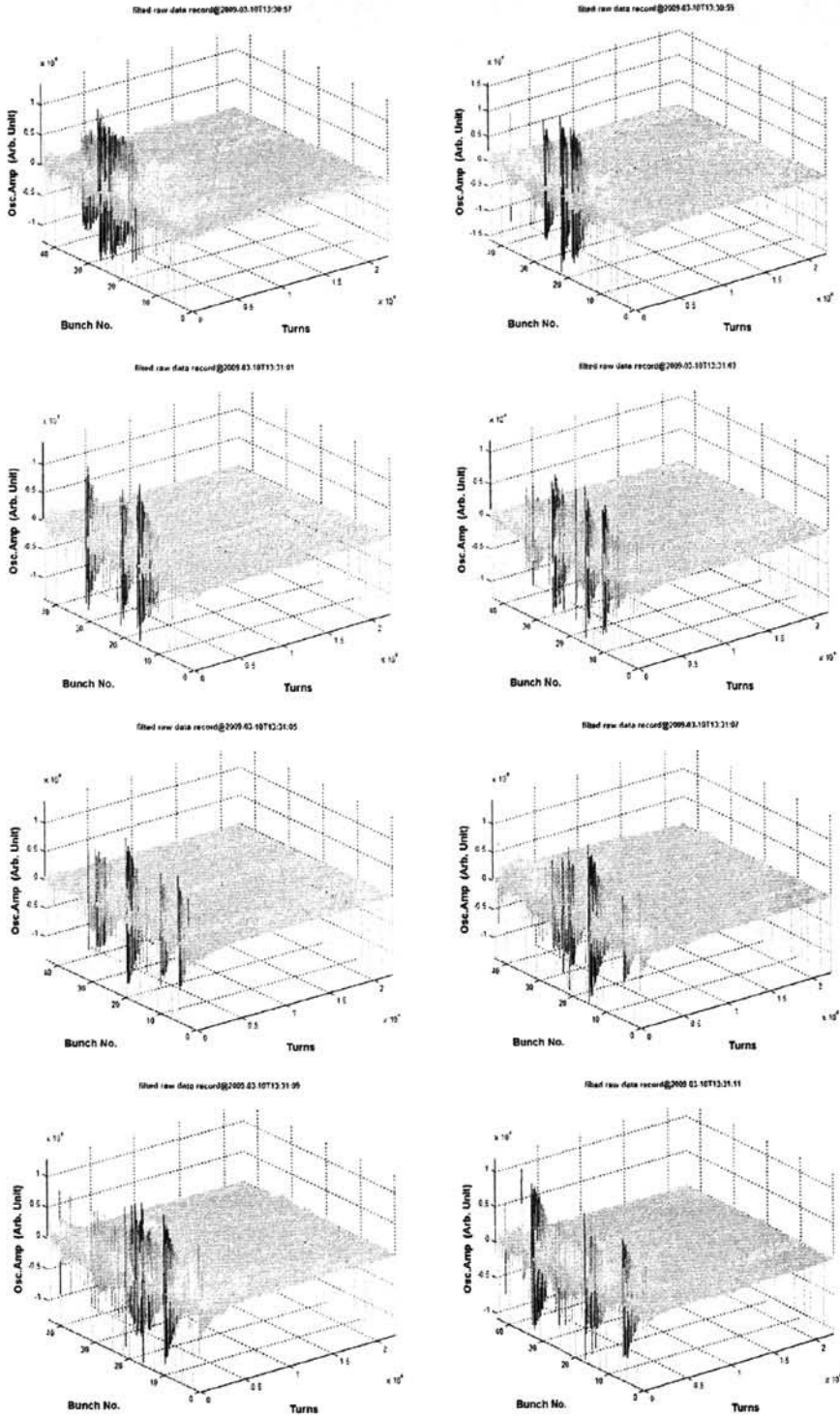
反馈关, Y 方向模式, Ch2\_3 至 Ch2\_10:



附图 5 反馈关, 横向 Y 耦合束团振荡模式连续跟踪

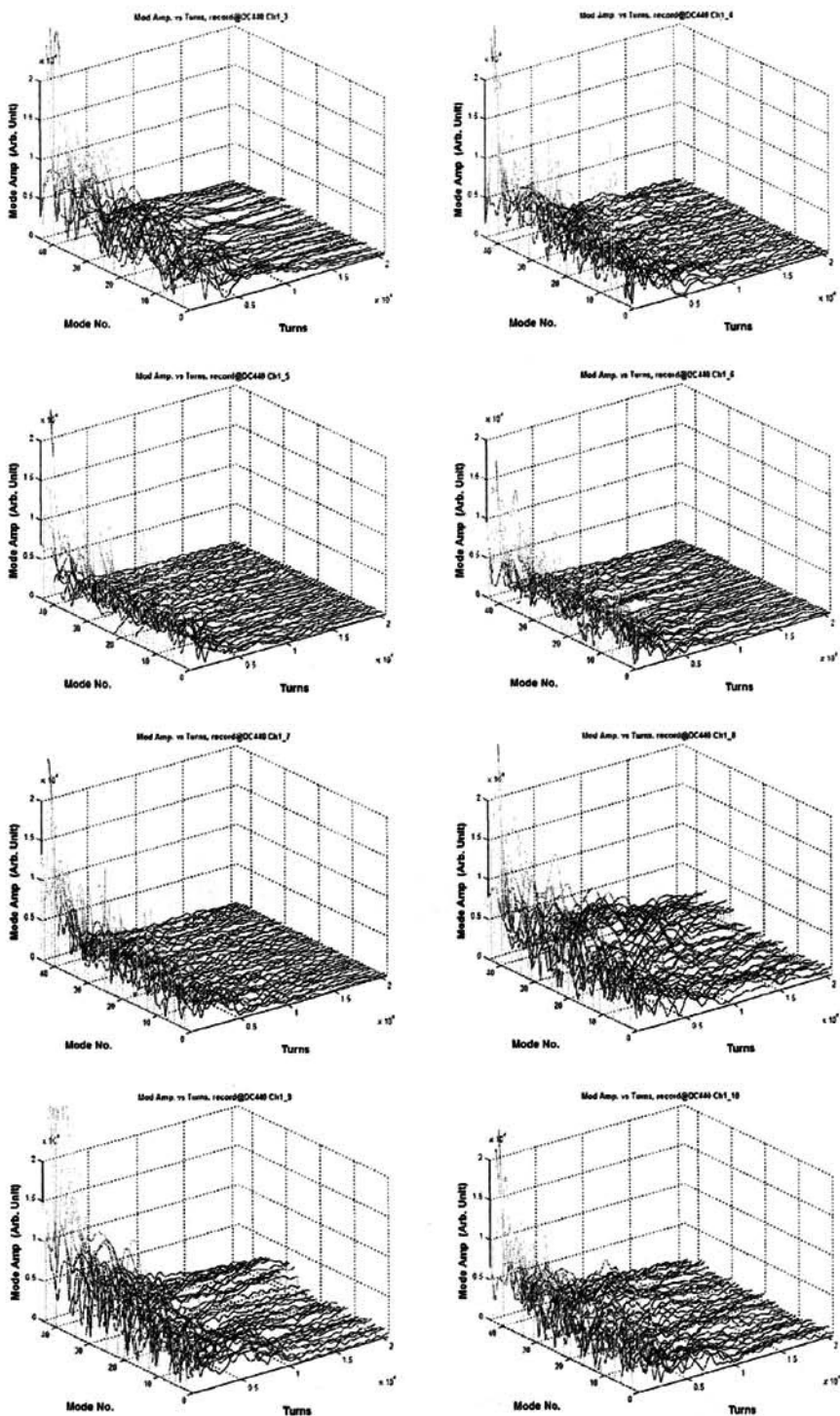
2. AcqirisRun\_2009-03-10T13-30-53 反馈开

反馈开, X 方向时域波形, Ch1\_3 to Ch1\_10:



附图 6 反馈开, 横向 X 方向时域连续跟踪

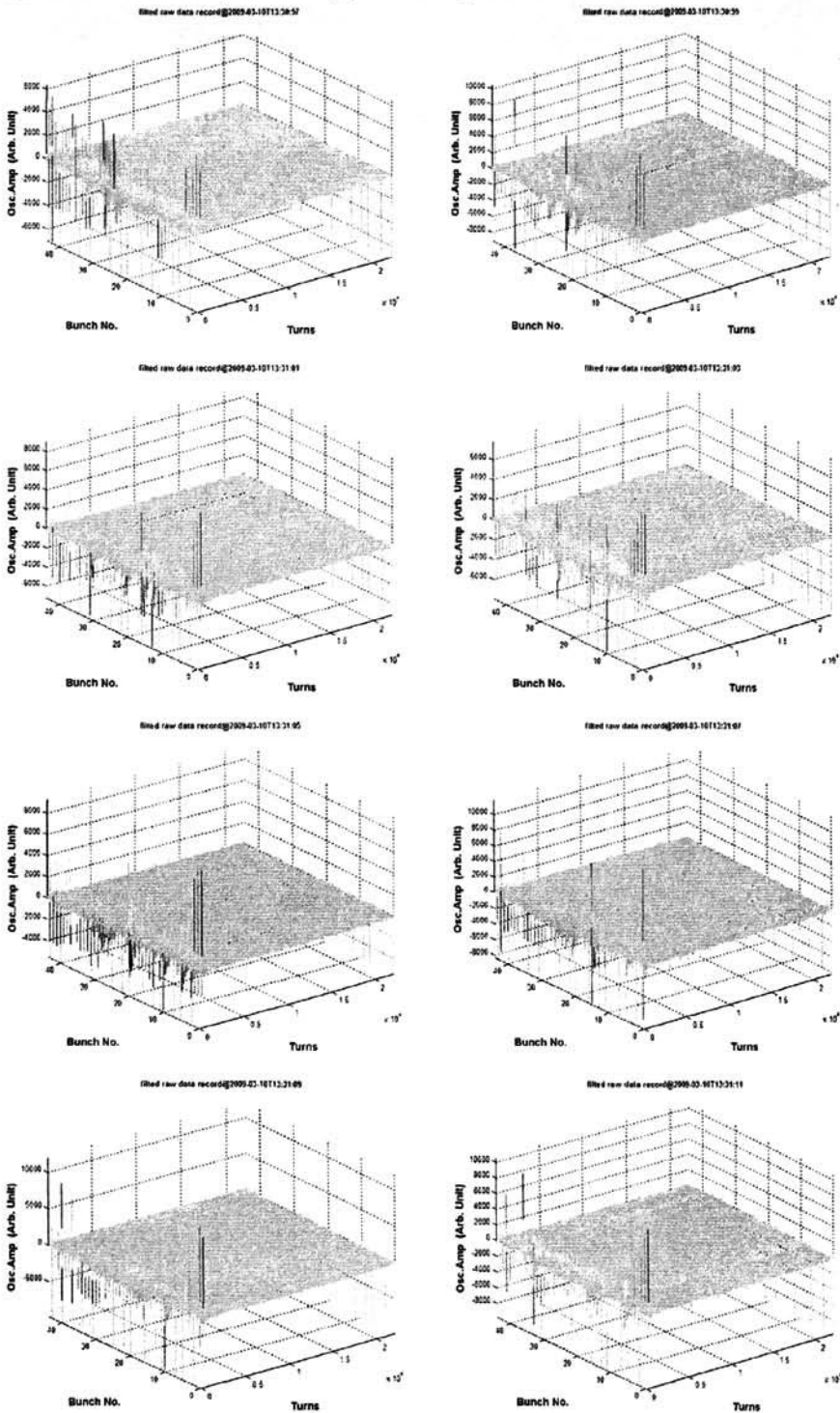
反馈开, X 方向模式, Ch1\_3 至 Ch1\_10



附图 7 反馈开, 横向 X 方向耦合振荡模式连续跟踪

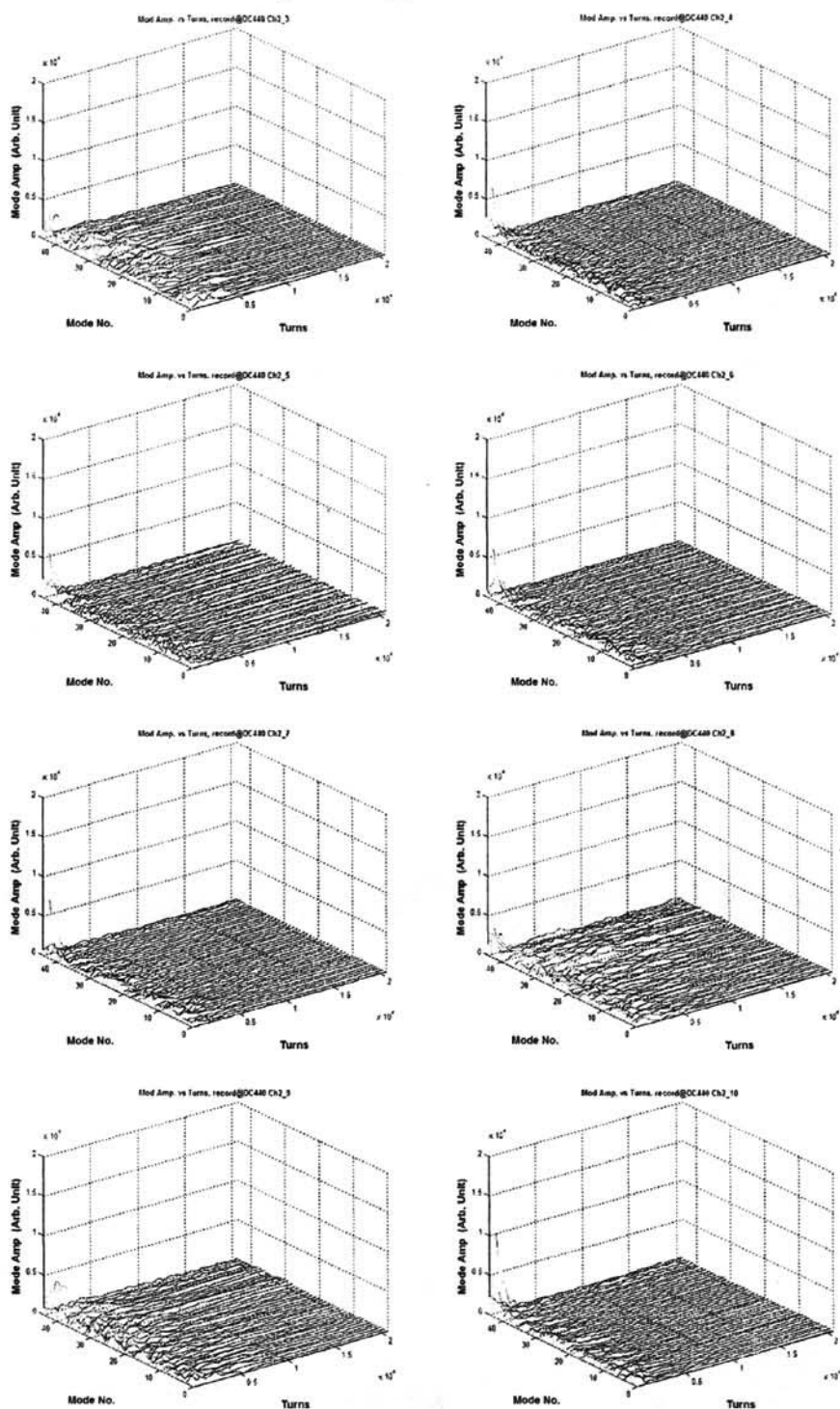


反馈开, Y 方向时域波形, Ch2\_3 至 Ch2\_10:



附图 8 反馈开, 横向 Y 方向时域连续跟踪

反馈开, Y 方向模式, Ch2\_3 至 Ch2\_10:



附图 9 反馈开, 横向 Y 方向耦合束团振荡模式连续跟踪

## 附录 C 基于 Matlab 的 Bunch-by-Bunch 处理程序

1. 设置全局变量 param.m
 

```
%% Initialises a list of machine-specific parameters
fdir = 'Z:\experiment data\20090310-bxb-txt\injection feedback
on\AcqirisRun_2009-03-10T13-30-53';
fname='DC440 Ch2_7.awd';

% bunch amount
bunch_num=45;
% RF frequency
rf=204.048e6;
fsamp=rf/bunch_num;
fcm=fsamp*0.75;
if strcmp(fname(1:9),'DC440 Ch1')
    tune_int=3;
else
    tune_int=2;
end
```
2. DC440 数据读取 readfile.m
 

```
%% read data from DCC4410 awd file

bunches = dlmread(strcat(fdir,'\',fname),",",9,0);
M=floor(length(bunches)/bunch_num);
N=bunch_num;
bunches=bunches(1:M*N);
bunches=reshape(bunches,N,M);
bunches=bunches';
clear M N
```
3. 计算平均工作点 findfs.m
 

```
[M,N]=size(bunches);
len = 2^(ceil(log(M)/log(2)));
sum_bunches = abs(fft(bunches,len))*ones(N,1);
freq = (0:len-1)/len*fsamp;
f_idx = find(freq<fsamp/2 | freq>fcm);
sum_bunches(f_idx) = zeros(size(f_idx));
[sbffmax,maxidx] = max(sum_bunches);
fr_osc = round(freq(maxidx));
clear len sum_bunches freq f_idx sbffmax maxidx M N
```
4. 使用 fir 高通滤波器对数据进行滤波处理 filtebunchesfir.m

```

b = fir1(50,1-fcm/fsamp,'high');
a = 1;
bunches_filtered = filter(b,a,bunches);
[M,N]=size(bunches_filtered);
bunches_filtered = bunches_filtered(51:M,1:N);
clear b a M N

```

5. 使用窄带滤波对数据进行处理 filtebunches.m

```

findfs;
[M N]=size(bunches);
len = 2^(ceil(log(M)/log(2)));
bunches_filtered=fft(bunches,len);
[M N]=size(bunches_filtered);
cutstart=ceil((1-fr_osc/fsamp-0.001)*M);
cutend=ceil((1-fr_osc/fsamp+0.001)*M);
bunches_filtered([1:cutstart cutend:M],1:N)=0;
bunches_filtered=real(iff(bunches_filtered));
[M N]=size(bunches);
bunches_filtered=bunches_filtered(1:M,1:N);
clear bunches_fft cutstart cutend M N

```

6. 对滤波后的数据，进行模式计算 modes.m

```

%% calculate mode
findfs;
data_cutlength = 301;

%use hilbert transform to change real bunch data to complex data
bunches_mod=hilbert(real(bunches_filtered));
%remove phase diff between bunches
bunches_mod=conj(bunches_mod);
[M,N]=size(bunches_mod);
phase_diff = exp(-1i*(0:N-1)/N*((tune_int+fr_osc/fsamp)*2*pi));
phase_diff= repmat(phase_diff,M,1);
bunches_mod=bunches_mod.*phase_diff;
bunches_mod=abs((fft(bunches_mod.')));

```

```

clear data_cutlength phase_diff M N

```

7. 重新封装的适用于反馈处理的 3D 绘图函数 waterplot1.m

```

function f1=waterplot1(data,maxplotpoint)
f1=figure('position',[20,120,500,400]);
[M N]=size(data);
dstep=ceil(M/maxplotpoint);
x=1:dstep:M;y=0:N-1;
ddata=data(1:dstep:M,1:N);

```

```
[X Y]=meshgrid(x,y);
waterfall(X,Y,ddata.);
axis tight;
ylim([0 N-1]);
xlim([1 M])
hidden off;
clear M N x y X Y ddata dstep
```

8. 绘制耦合模式 3D 图形, 并存盘 plotmod.m

```
[M,N]=size(bunches_mod);
cdir=pwd;
maxplotpoint=2000;
plotstart=1;
f1=waterplot1(bunches_mod(plotstart:M-plotstart,1:N),maxplotpoint);
figure(f1);
axis tight;
xlabel('\fontsize{14}\bfTurns');
ylabel('\fontsize{14}\bfMode No. ');
zlabel('\fontsize{14}\bfMode Amp (Arb. Unit)');
zlim([0 2e4])
ftime=findstr(fdir,'AcqirisRun_');
if length(ftime)>0
    ftime=fdir(ftime(length(ftime))+11:ftime(length(ftime))+29);
else
    ftime="";
end
title(strrep(strcat('\bfMod Amp. vs Turns, record@',ftime),'_','\'));

picfolder=strcat('Modes-',date);
cd(fdir);
if ~exist(picfolder,'dir')
    mkdir(picfolder);
end
picdir=strcat(fdir,'\',picfolder);
cd(picdir);
picname1f=strcat(fname(1:length(fname)-4),'_Amp_Mode.fig');
picname1e=strcat(fname(1:length(fname)-4),'_Amp_Mode.emf');
saveas(f1,picname1f);
pause(1);
saveas(f1,picname1e);
%close(f1);
cd(cdir);
clear maxplotpoint bunches_h M N f1 picfolder picdir picname1f picname1e
```

## 9. 计算指定模式的阻尼时间 Moddampingtime.m

```
function Moddampingtime(modenum)
s=bunches_mod(:,modenum);
figure;
subplot(2,1,1);
plot(s,','MarkerSize',3);
title('Mod Amp. vs Turns');

subplot(2,1,2);
eresult=log(s);
plot(eresult);
hold on;
fitstart=401;
fitend=4000;
n=(1:length(eresult))';
p=polyfit(n(fitstart:fitend),eresult(fitstart:fitend),1);
feresult=p(1)*n+p(2);
plot(n(fitstart:fitend),feresult(fitstart:fitend),'-r');
hold off;
dtime=-1e3/(p(1)*fsamp);
title(strcat('Damping time =',num2str(dtime,'%0.3g'),' ms'))
% clear s eresult fitstart fitend n p feresult dtime
```

## 致谢

本论文是在王筠华老师和刘祖平老师的精心指导下完成的。王老师思维活跃，富有开拓和创新意识，她细致严谨的科研态度、丰富的科研经验、循循善诱的师风范都给我留下了非常深刻的印象。她积极热情、认真负责地态度深深地影响了我。她将我引入科研领域，给予了我生活上、学习上无微不至的关心，为我创造了良好的学习和科研环境。在整个研究过程中，她对我耐心教导和启发，把好各个阶段技术关口，比如逐圈测量系统和改进模拟反馈系统，以及论文的修订，都做了很多的具体工作和及时指导。她对我态度始终和蔼可亲，为我的成长付出最多的努力与心血，在此向她表示最诚恳的感谢！

刘祖平老师知识渊博，平易近人。刘老师的为人和治学态度深深的感染了我。刘老师言传身教已经并将继续对学生的专业发展起极为重要的作用。在此，向他表示我衷心的感谢和敬意。

束测组的负责人孙葆根老师有着敏锐的思想和丰富的科研经验，和孙老师的交流和讨论总是很有收获。同时他还给了我们一个相当宽松的学习环境，在束测组学习和工作是非常快乐和舒适的，在此向他表达我衷心的感谢！

感谢卢平老师，他为人宽厚，在学习的过程中给我很多帮助！

师兄刘建宏和郑凯，在我进入束测组后，给了我最多的帮助。他们在逐束团测量与反馈系统方面所做的大量工作，是我论文课题的基石。

不会忘记同组的周泽然、黄龙君、陈园博、孟明，多少日日夜夜，我们一起奋战。从设备仪器材料的购买到实验设施的搭建和实验调试，我们携手一步一个脚印的走过来。忘不了一起熬夜、一起吃方便面的日子。还有同室的王宝云、罗箐、申超波、李建伟、王晓辉、顾黎明、方佳等师弟，他们的热情活跃让组里保持着积极向上的工作生活环境。感谢我们一起度过的美好的时光，同时也希望他们以后能取得更好的成绩。

实验室的李为民老师对我们项目的建设始终保持着很高的关注。在课题遇到困难和疑惑时，李老师总是能够给予及时地帮助和支持。李老师严谨的工作态度和风趣的言谈，让我们仰慕不已！

感谢徐宏亮老师、王琳老师在实验讨论中给予的很多有益的讨论和帮助。还有李川老师、王季刚老师、宣科老师、尉伟老师、赵枫老师、周伟伟老师、蔡平老师、张琦老师等师长，在我的课题过程中给予了我很多热情的支持，感激之情一言难尽！

实验室的王炜老师和席金秀老师和蔼可亲，她们的工作让我的研究生阶段充满了温暖，感谢两位老师对我们研究生的关心和爱护。

北京高能物理所的马力研究员、曹建设研究员和岳军会博士，在我课题的研究中，至始至终得到了他们诸多有益的讨论和启发，帮助我快速成长，分享我们的成功。我由衷地感谢！

感谢 KEK 的 Tobiyama 博士，带给了很多反馈理论和调试经验，使得我对于反馈系统的改进和调试有了清晰的认识和深刻的理解。

最后，我要感谢我的家人，是你们赋予了我一切。是你们的理解和支持，让我学习和生活顺顺利利。

## 在攻读博士学位期间发表的论文

1. Y.L. Yang, J.H. Wang, J.H. Liu, etc, "THE MEASUREMENT OF TUNE AND PHASE SPACE AT HLS", Particle Accelerator Conference 2005 (PAC05),USA (EI:20070910444530;SCI:BDV94)
2. 杨永良, 王筠华, 刘祖平, 等, "合肥光源相空间测量", 强激光与粒子束, 2006 年, 18 (8) (EI: 20064710258410)
3. Y.L. Yang, J.H. Wang, Z.P. Liu, etc, "BEAM INSTABILITIES MEASUREMENT AND CURES AT HLS", Particle Accelerator Conference 2007 (PAC07),USA (EI:20083811551759;SCI:BHP10)
4. Y.L. Yang, J.H. Wang, Z.P. Liu, etc, "COMMISSIONING OF THE HLS ANALOG TFB SYSTEM", Particle Accelerator Conference 2009 (PAC09),Canada, proceeding
5. 杨永良, 王筠华, 刘祖平, 等, "合肥光源横向反馈系统的改进与试验结果", 强激光与粒子束, 待发表。
6. 刘建宏, 王筠华, 郑凯, 贡顶, 杨永良, 孙葆根, "对数比电路工作原理与低频工作点反馈系统", 强激光与粒子束, 2004 年 16 卷, 第 2 期, P.227-230;
7. J. H. Liu, J. H. Wang, Y. J. Pei, K. Zheng, Y.L. Yang, et, "Development and Application of Bunch-by-Bunch Measurement System of HLS", Particle Accelerator Conference 2005 (PAC05), USA;
8. 刘建宏, 王筠华, 裴元吉, 郑凯, 杨永良, 孙葆根, "合肥光源逐束团测量系统的研制" 强激光与粒子束, 2006, 18 (2), 286-290
9. Kai Zheng, J. H. Wang, J. H. Liu, Z. P. Liu, W.M. Li, B. G. Sun, Y. L. Yang, "Bunch Tracing By Bunch by Bunch Measurement System in HLS", Particle Accelerator Conference 2005 (PAC05),USA
10. 郑凯, 王筠华, 刘建宏, 刘祖平, 李为民, 孙葆根, 周泽然, 杨永良, "HLS 逐束团跟踪监测系统", 高能物理与核物理, 2006 年 第 30 卷 第 06 期
11. 郑凯, 王筠华, 刘祖平, 李为民, 周泽然, 杨永良, 等, "改进的合肥光源逐束团流强测量方案", 强激光与粒子束, 2006 年 第 18 卷 第 07 期
12. 郑凯, 王筠华, 刘祖平, 李为民, 孙葆根, 刘建宏, 杨永良, 等, "基于 Hilbert 变换的相空间重建方法在 HLS 逐束团测量系统中的应用", 高能物理与核物理, Vol.31, No.3, 2007 年 3 月
13. Kai Zheng, J. H. Wang, Z. P. Liu, W.M. Li, L. Wang, B. G. Sun, Y. L. Yang etc, "BUNCH-BY-BUNCH MEASUREMENT AND FEEDBACK SYSTEM OF HLS", Particle Accelerator Conference 2007 (PAC07),USA
14. 王筠华, 贡顶, 孙葆根, 刘建宏, 卢平, 杨永良, 郑凯, "合肥光源储存环束流截面测量系统改造和软件升级", 强激光与粒子束, 2003 年 15 卷, 第 10 期, P. 1011-1014;
15. 王筠华, 李为民, 刘祖平, 孙葆根, 刘建宏, 郑凯, 杨永良, 等, "合肥光源逐圈测量系统试验结果及其在注入调试中的应用", 强激光与粒子束, 2004 年 16 卷, 第 1 期, P.101-104;
16. 王筠华, 贡顶, 刘建宏, 刘祖平, 李为民, 郑凯, 杨永良, 孙葆根, "模拟低频反馈系统的初步尝试" 强激光与粒子束, 2004 年 16 卷, 第 4 期, P.521-525;
17. 王筠华, 刘建宏, 孙葆根, 李为民, 刘祖平, 王琳, 杨永良, 郑凯, "逐圈测量系统定标和新近测量结果", 强激光与粒子束, 2004 年 16 卷, 第 5 期, P. 672-276;



18. 王筠华, 刘建宏, 孙葆根, 李为民, 刘祖平, 杨永良, “合肥光源逐圈测量系统定标及其应用” 高能物理与核物理, 2004, 28(5), p544-548
19. 王筠华, 贡顶, 刘建宏, 刘祖平, 李为民, 郑凯, 杨永良, 孙葆根, “模拟低频反馈系统的初步尝试”, 强激光与粒子束, 2004, 16(4), p521-525
20. 王筠华, 贡顶, 刘建宏, 郑凯, 杨永良, 孙葆根, 卢平, “反馈抑制 HLS 注入过程中 $\beta$ 振荡的尝试”, 高能物理与核物理, 2004, 28(4), p426-430
21. 王筠华, 贡顶, 孙葆根, 刘建宏, 卢平, 杨永良, 郑凯, “合肥光源储存环束流截面测量系统改造和软件升级” 强激光与粒子束, 2003, 15(10), p1011-1014
22. Wang Junhua, Li Weimin, Li Zuping, Sun Baogen, Liu Jianhong, Zheng Kai, Yang Yongliang, etc. “Experiment result of the turn-by-turn system and its application in HLS”. High Power Laser and Particle Beams, 2004, 16(1)
23. J. H. Wang, J. H. Liu, K. Zheng, Y.L. Yang etc, “Development of Measurement and Transverse Feedback System at HLS”, Particle Accelerator Conference 2005 (PAC05), USA;
24. J. H. Wang, W. M. Li, Z. P. Liu, J. H. Liu, B. G. Sun, Y. L. Yang etc, “HLS Turn-By-Turn System and Its Application”, Particle Accelerator Conference 2005 (PAC05), USA;
25. 王筠华, 刘建宏, 郑凯, 李为民, 刘祖平, 孙葆根, 杨永良, 周泽然, “合肥光源逐束团测量和横向束流反馈系统设计”, 强激光与粒子束, 2006, 18 (2), 291-296;
26. 黄龙君, 王筠华, 郑凯, 杨永良, 周泽然, 陈园博, “合肥光源横向束流反馈系统中矢量运算单元和光纤陷波滤波器的研制”, 强激光与粒子束, 2008, 20(1): 131~134
27. 张磊, 焦毅, 王九庆, 岳军会, 曹建设, 马力, 王筠华, 郑凯, 杨永良, “BEPC 横向阻尼时间的测量”, 强激光与粒子束, 2006 年 02 期。
28. Z.R. Zhou#, J.H. Wang, B.G. Sun, L.J. Huang, K. Zheng, Y.L. Yang etc, Development of digital transverse bunch-by-bunch feedback system of HLS, PAC07, 2007.6, USA
29. 王筠华, 郑凯, 李为民, 杨永良, 等, “合肥光源逐束团横向反馈系统”, 强激光与粒子束, 2008, 20 (8), 1344~1348
30. 王筠华, 郑凯, 李为民, 杨永良, 等, “HLS 逐束团测量和横向反馈系统的研制及几个关键技术”, 加速器技术大会, 大会报告, 2008.4, 杭州, 并已被刊登在《中国物理 C 增刊 I》
31. Y.B. Chen, J.H. Wang #, Z.P. Liu, W.M. Li, L.J. Huang, Y.L. Yang, “BUNCH-BY-BUNCH ONLINE DIAGNOSTICS AT HLS”, EPAC, 2008.6, Genoa Italy
32. 王筠华, 郑凯, 刘建宏, 李为民, 刘祖平, 杨永良, 等, “合肥光源逐束团测量和横向反馈系统及初步反馈效果实验”, 中国科学技术大学学报, Vol37, No.4, 2007, 4
33. J.H. Wang, K. Zheng, W. M. Li, L.Wang, Z. P. Liu, B. G. Sun, Y. L. Yang, etc, Development of Transverse Feedback System and Instabilities Suppress at HLS, PAC07, 2007.6, USA;
34. 王筠华, 郑凯, 李为民, 杨永良, 等, HLS 横向反馈系统研制中的关键技术, 加速器技术大会, 2007.9, 杭州