

BESIII TOF 前端读出电子学系统 原型设计和实验结果*

郭建华 刘树彬¹⁾ 周世龙 刘小桦 安琪

(中国科学技术大学近代物理系快电子学实验室 合肥 230026)

摘要 作为北京谱仪(Beijing Spectrometer, 简称BES)的改造, BESIII 将把 TOF(time-of-flight) 测量精度提高到一个新的水平, 总时间分辨不大于 90ps. 其中要求前端电子学(Front End Electronics, FEE) 对时间测量的不确定性贡献小于 25ps. 本文介绍了 TOF 前端读出电子学系统原型电路的设计和初步的测试结果.

关键词 飞行时间谱仪(TOF) 高性能时间数字转化芯片(HPTDC) 积分非线性 微分非线性 RMS 时间精度

1 引言

北京正负电子对撞机(Beijing Electron Positron Collider, BEPC)是专门对 τ 粲能区进行物理研究而设计的. BEPC的升级(BEPC II), 作为国家大科学工程, 已于2003年获国务院批准. 其相配套的磁谱仪——北京谱仪(BES)也正进行 BESIII 的升级. 其中飞行时间计数器(TOF)作为升级的一部分, 要求新的飞行时间计数器的时间分辨率不大于 90ps^[1] (RMS). 考虑到 TOF 本征时间分辨、束团时间的不确定性、束团长度形成的对撞时刻的不确定性、粒子击中闪烁体的 z 向定位的不确定性、预期飞行时间不确定性以及时间游动效应的修正过程等误差, 要求 TOF 前端电子学(FEE)时间测量的分辨率应好于 25ps. 本文将讨论 FEE 的主要部分——FEE VME 9U 读出插件的设计和实验结果.

2 电路设计

2.1 TOF 读出电子学系统整体框架

BESIII 中 TOF 探测器位于主漂移室和晶体量能器之间. 主要作用是通过所测量的飞行时间信息, 结

合主漂移室测得粒子的动量和径迹, 从而辨别粒子的种类; 同时它也参加第一级触发判选; 而且可以利用不同探测器输出信号之间的时间关系来排除宇宙线本底. BESIII 的 TOF 探测器设计仍采用成熟的快塑料闪烁体+光电倍增管(Photomultiplier Tube, PMT)方案, 采用双层 TOF: 双层桶部部分每层由 88 块条形塑料闪烁体组成; 单层端盖部分每端由 48 块扇型塑料闪烁体组成. 由于桶部条形闪烁体两端各接一个 PMT, 而端盖因空间限制, PMT 只能放置于内半径处, 因此总共需要 $88 \times 2 \times 2 + 48 \times 2 = 448$ 个 PMT 输出进行飞行时间测量.

为实现精度达 25ps 的时间测量, 必须保证读出电子学系统的高速、高带宽. BESIII 的 TOF 电子学利用高速的前沿甄别技术进行时间定时, 同时通过测量脉冲的幅度以消除时间游动效应带来的误差. 原型电路设计时尽量采用高集成度器件, 以简化电路、提高系统一致性和稳定度. 每个 VME 9U 读出插件容纳 16 个时间/幅度测量通道.

磁场下光电倍增管的增益降低, 须采用前置放大器以保证传输过程的信噪比^[1]. 由于前置放大器距离 TOF 读出电子学系统较远, 为保证时间信息不受损失, 通过特制的高带宽(7.5mm 外径) 18m 差分电缆把

2005-11-24 收稿, 2006-02-13 收修改稿

* 国家大科学工程北京正负电子对撞机升级项目和安徽高校“物理电子学”省级重点实验室资助

1) E-mail: liushb@ustc.edu.cn

前放输出的差分信号送到读出电子学插件. 图1是读出电子学系统大致信号流向图^[2]. 前放信号通过插件上的一个差分缓冲芯片(THS4500)后分为两路: 其中一路送入甄别器用于时间测量, 另外一路送给幅度测量电路.

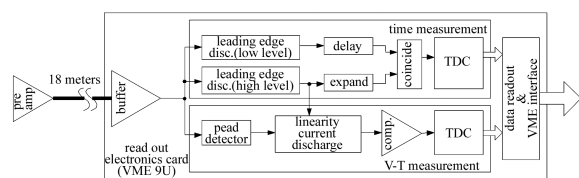


图1 系统信号流向图

时间测量采用双阈甄别符合模式: 低阈用于定时, 高阈用于判选. 同时高阈也作为幅度测量电路的启动信号. 高低阈符合后的信号被立即送到TDC中进行前沿时间测量, 测量数据通过接口模块由VME控制器读取.

幅度测量采用VT转换(Voltage Time Converter)方案, 即将信号的幅度转为相应脉宽的脉冲, 再利用TDC进行时间测量, 这样可以利用高集成度的TDC简化电路. 最后也是通过接口把数据送出.

2.2 时间测量前端电路

时间测量前端电路的作用是接收前放过来的模拟信号, 然后进行驱动、甄别、符合等, 提供给TDC进行时间测量. 每个读出电子学插件处理16路差分模拟信号. 如图1中时间测量部分, 差分缓冲(THS4500)输出的差分信号经交流耦合后送到超快速甄别器MAX9601中. MAXIM公司的MAX9601的输出逻辑电平为PECL, 其甄别输出的抖动非常小, 在 $V_{in} = 2V_{pp}$ 时最大300fs, 保证了前沿定时精度. MAX9601的甄别阈由一个DAC来设置.

经高低阈甄别后, 低阈输出送到MC100EP196做延迟, 高阈输出用单稳电路展宽, 二者相符合. 符合后信号的前沿即TOF电子学需要测量的时刻. 整个前端电路的逻辑都选用快速的ECLInPS电路, 为高精度的时间测量提供了保证.

2.3 幅度测量电路

为修正不同幅度的信号对时间甄别带来的影响(time slewing correction), 需要测量脉冲幅度以离线进行时幅修正. BESIII TOF的幅度测量采用VT配合TDC的方式: 先将输入信号的幅度线性地转换为时间宽度, 再通过TDC测量出转换后输出脉冲的宽度, 从而得到输入信号的幅度.

图2是VT转换电路的原理图, 主要由3个部分组成: 峰保持电路, 放电电路和甄别电路. 峰保持电路用一个电容将输入信号的幅度信息转为相应的电荷量, 然后通过线性放电电路和一个比较器, 将电荷量转换为相应宽度的脉冲输出. 该脉冲输出送入精度为100ps的TDC测量宽度, 对于满幅度(4V)输入的脉冲信号, 可获得8bit的测量精度.

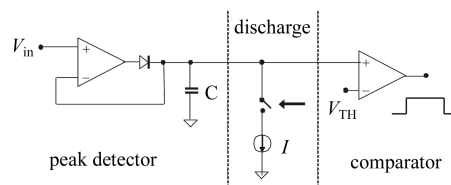


图2 VT转换原理图

2.4 时间数字转换器

从图1中知道, 在TOF读出电子学插件的时间测量和幅度测量中, 分别需要多达16个通道的, 精度非常高的TDC. 针对BESIII的TOF探测器预计4K/s的事例率, 要求TDC具有多次击中能力. 而且由于时间测量没有一一对应的起始、停止信号对, 因此传统的起停型TDC不适合在BESIII的TOF电子学中应用. CERN新开发的TDC集成芯片HPTDC(High Performance TDC)是专门针对高能物理设计的一款数据驱动式时间标记型TDC, 它具有很多优点^[3]: 1) 灵活性, 可以通过编程来设置其工作在不同测量精度模式, 它分别可以工作在低精度(bin宽度为781ps)、中精度(bin宽度为195ps)、高精度(bin宽度为98ps)和甚高精度(bin宽度为24ps)模式; 2) 高集成度, 集成了多达32个时间测量通道和触发判选电路等, 从而简化了电路设计; 3) 多次击中能力, 时间测量典型死时间为5ns; 4) 读出方便, 它通过令牌环方式实现接口逻辑, 方便多个HPTDC读出数据.

为降低电路复杂度, 提高系统集成度、稳定性和一致性, TOF读出电子学插件对时间和幅度测量均采用HPTDC, 仅用3片即可满足一个插件上所有16个通道的测量需求: 每片HPTDC可提供8个通道的甚高精度时间测量, 测量精度LSB(least significant bit)为24ps^[3], 因此, 读出电子学插件上使用2片即可以满足TOF对时间测量电子学部分的要求(RMS time resolution <25ps); 因幅度测量的TDC测量精度只需要100ps, 1片HPTDC在高精度模式下即可满足要求(单片最多可提供32通道). 当然, 设计时须充分考虑保证信号完整性, 以避免信号反射、串扰、噪声等对测量精度的影响.

2.5 数据读出控制逻辑

数据的读出控制使用一片 Altera 的 FPGA (Cyclone 系列的 EP1C12F324) 实现. Altera 的 Cyclone 系列采用新的半导体工艺, 具有性价比高特点, 特别适合高能物理中多通道、控制逻辑相对比较简单情况.

图 3 是数据读出控制逻辑功能的逻辑框图, 基本上由下列部分组成: HPTDC 接口、非线性修正 (INL Compensation)、事例组建、状态和控制、VME 接口. HPTDC 接口模块负责按照令牌环方式读取 3 个 HPTDC 的数据、状态, 以及进行 HPTDC 的触发、复位、配置等方面的控制. 非线性修正模块对 HPTDC 的数据 INL 补偿, 使它精度能够达到要求 (见后面部分的讨论). 事例组建 (Event Build) 模块将同一个触发读出的数据进行事例组建, 待 VME 读出; 状态和控制模块负责插件各模块状态的读取和控制, 包括各种状态和控制寄存器; VME 接口逻辑主要负责实现 VME64xP 规范的通讯, 其中 TDC 触发事例的读出采用 CBLT64 方式, 保证及时地读出触发事例.

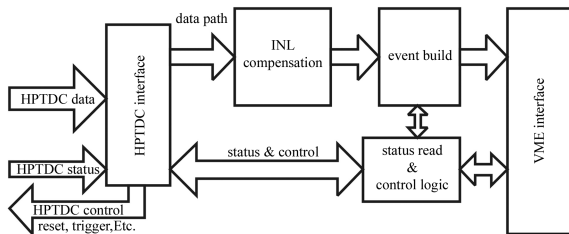


图 3 FPGA 的逻辑框图

FPGA 逻辑将各种不同的功能划分成独立的模块, 同时使用 verilog 硬件描述语言编写, 可在线更新逻辑和重配置, 便于读出电子学的维护和升级.

2.6 电源, PCB 等考虑

为保证测量精度和系统的可靠性, 整个电路必须有良好的电源完整性和信号完整性. 具体实现时采用了以下几个措施: 电路中尽量使用差分逻辑, 减少电路的串扰和地噪声; 尽量保证电源平面的完整; 对于 ECL 电路中要在匹配和减少功耗方面取得折中, 对于长线必须采用匹配等.

3 TOF 读出电子学原型测试结果

前端读出电子学系统性能测试包括时间和幅度两个方面, 时间测量关注的是其微分非线性、积分非

线性、RMS 精度等. 幅度测量主要测量其线性和道数 (即位数) 等.

3.1 时间测试结果

3.1.1 微分非线性 (DNL) 和积分非线性 (INL)

TDC 的非线性测量通常采用码密度的方法: 通过输入大量的随机信号, 统计各个输出码上的计数值来推算各码宽的不均匀性, 从而得到 DNL 和 INL^[4]. 对于 TDC 来说, 码密度测试需要输入的大量时间信号必须是随机的, 这样才能保证均匀地覆盖每个输出码.

图 4 是设置 HPTDC 在 25ps 条件下, 时间测量通道的 DNL 和 INL 测试结果¹⁾. 由于 HPTDC 的测量是以外部输入的精确时钟 (40MHz) 为参考来进行时间内插, 用一个简单计数器来增大其动态范围, 可认为它的 DNL 和 INL 以 25ns 为周期重复, 故只要测量一个时钟周期 (25ns) 内各个输出码的 INL 即可^[3]. 由图 4 可知 HPTDC 在甚高模式下 INL 和 DNL 比较大: INL 最大将近 +9LSB 左右. 这与 CERN 对 HPTDC 的测试结果是吻合的^[3].

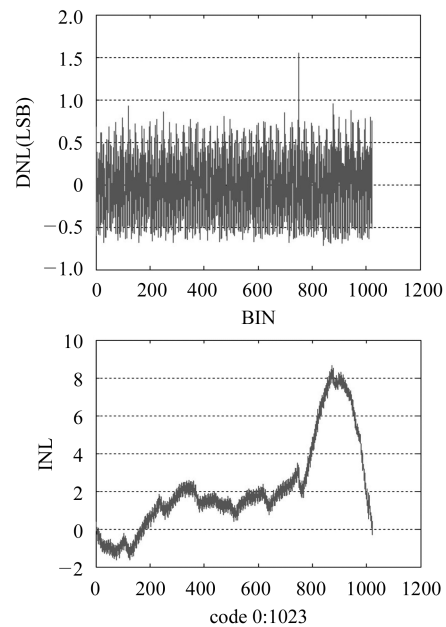


图 4 DNL 和 INL

3.1.2 RMS 时间精度测量

RMS 测量比较常用的方法是使用电缆延迟测量 (cable delay test). 图 5 是电缆延迟测试平台的示意图: 信号源的输出分两路通过不同长度的电缆, 经过两个前置放大器 (PreAmp) 后送入两个不同的测量通

1) HPTDC 是一种时间标记型 TDC, 有别于传统的“起-停”型架构, 其非线性主要由系统时钟串扰造成的, 因此不像传统“起-停”型时间测量 INL, 围绕 0 平衡. 详细请参考 HPTDC datasheet for V2.0, CERN.

道. 这种方法测试的时间间隔(即电缆的延迟差)可以通过增大或减小电缆的长度而实现从短时间来长时间间隔的扫描. 同时由于这两路脉冲是同一个源发出的, 它们之间到达 TDC 通道的时间差只是由电缆长度所决定, 所以即使信号源输出晃动很大, 但两个 TDC 通道输入脉冲的时间间隔可以认为是恒定不变的, 消除了因信号源的抖动而引入的误差. 因此统计两个时间测量通道所测值的差(即电缆的延迟时间差)即可获得插件时间测量精度.

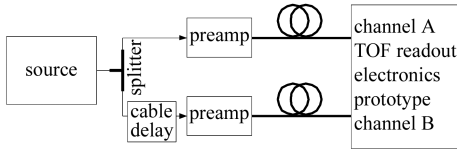


图 5 电缆延迟测试示意图

3.1.2.1 电子学测试结果

测试时我们先用了 Agilent 的信号发生器 (33250A) 作信号源进行 RMS 精度测试.

图 6(a) 是两路信号时间延迟间隔在 8ns 左右时, 直接由 HPTDC 输出的数据计算的结果: RMS 在 82ps

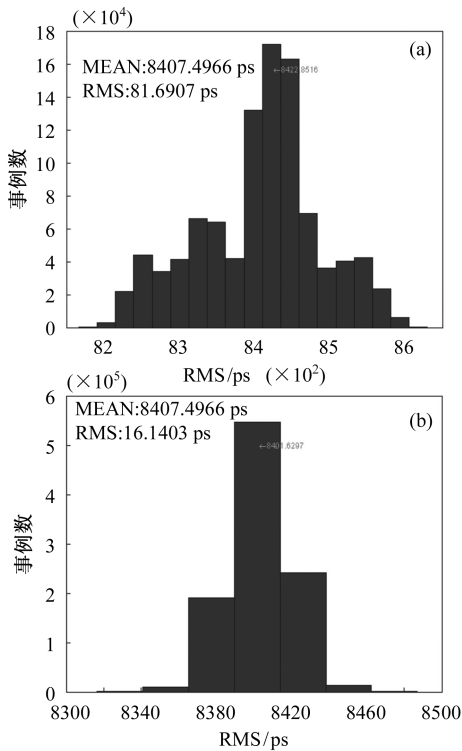


图 6 时间间隔测量 RMS 误差 (INL 修正前和后的结果)

1) 用延迟法测 RMS, 两路输入信号是相关的, 但两个 TDC 通道是独立的, 我们想得到的是 TDC 精度, 一般信号源的精度远差于该被测 TDC 的精度, 利用延迟后两路信号的相关性可抵消信号源的噪声对 TDC 精度测量的影响. 由于两 TDC 通道的独立性, 单通道结果可以通过除 $\sqrt{2}$ 得到.

2) 这一部分仅讨论时间测试性能, 由于小信号的游动效应显著, 为排除其影响, 这里控制 FEE 模块只测量差分幅度在 1V 以上的信号. BESIII 的 TOF 探测器实际运行中, 应考虑“时间游动”效应的影响.

左右. 折算到单个通道, 则可知 TDC 单个通道对脉冲时间测量 $RMS=82/\sqrt{2} \approx 58ps^1$. 分析其原因, 可知这是由于 HPTDC 的 INL 太大造成的^[3, 5]. 经过对数据的 INL 补偿后可以得到(b)图的结果^[5, 6]. 从图中可以看出, 时间间隔的 RMS 已经大为降低, 达到 16ps, 这就达到了 TOF 对时间测量的要求.

通过不断调整电缆长度, 对不同时间延迟间隔的脉冲对进行扫描, 测量得出时间间隔从 1ns 到 30ns 的范围内, RMS 最大的为 28ps 左右, 折算到单个通道上大概 20ps, 小于 25ps 的要求.

3.1.2.2 宇宙线测试结果

上面的延迟线法使用的是标准信号源输出, 为验证实际信号输入(闪烁体加 PMT)时的测量精度, 我们搭建了一个用于宇宙线测试的望远镜系统作为信号源, 仍使用电缆延迟方法测试. 宇宙线在闪烁体中产生的光信号, 经过 PMT R5946 (即 BESIII 将采用的光电倍增管) 后分两路送出, 分别送入前放. 为剔除光电倍增管 PMT R5946 的暗电流以及其他方向入射粒子等各种影响, 利用一个由两个小闪烁体与 PMT R6533 构成的望远镜系统对 R5946 的输出作触发判选. 整个测试系统结构如图 7 所示.

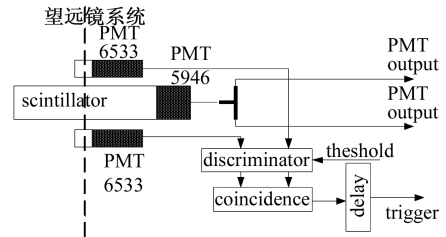


图 7 利用宇宙线望远镜系统测 RMS 精度

图 8 是望远镜系统对准闪烁体中间位置时所得到的结果. 两路时间间隔的抖动在 26ps 左右, 折算到单通道为 18.4ps²).

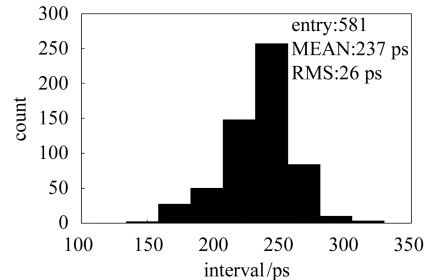


图 8 利用宇宙线信号做延迟线测试的结果

上述宇宙线测试仍是验证读出电子学系统的时间测量精度, 该测试结果反应了包括前置放大器、传输电缆、时间甄别、TDC 等所有电子学对 RMS 的贡献。

3.1.2.3 束流测试结果

为验证包括闪烁体、PMT 等探测器部件和读出电子学组成的系统的性能, 6 月初 TOF 读出电子学系统在北京高能所进行了束流测试. 束流测试系统如图 9 所示^[7], 该实验束是高能物理研究所为 BESIII 探测器研制的一条专门的试验束, 它利用现有的 BEPC 直线加速器的电子束, 快引出方式打靶产生次级粒子 (e, π, p 等), 并利用磁铁的动量分析和聚焦能力引出所需要的粒子束. 装置中, 由 Cherenkov 探测器与闪烁探测器 S1 和 S2 组成望远镜系统给出触发门控信号, 同时由几个多丝正比室 MWPC 提供入射电子的位置信息, 其位置分辨约 0.5mm. 图中最右边为 TOF 闪烁体探测器, 其两端读出的信号以及两个小闪烁体探测器给出的时间 T03 和 T04 分别送到 TOF 读出电子系统中测量, 其中测量 T03 和 T04 是为了得到给出测量系统的起始参考时间 T0.

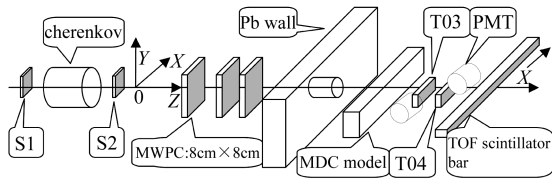


图 9 束流测试装置图

图 10 是束流为质子束情况下, 做幅度和位置修正后的击中信号时间分辨(包括探测器和电子学), 其中并没有剔除 T0 的影响. 若扣除 T0 的影响, 可以得出粒子为质子时的时间 $\sigma_{Tav} = 63 \pm 1ps$, 从而推断出电子学的贡献应该小于 25ps.

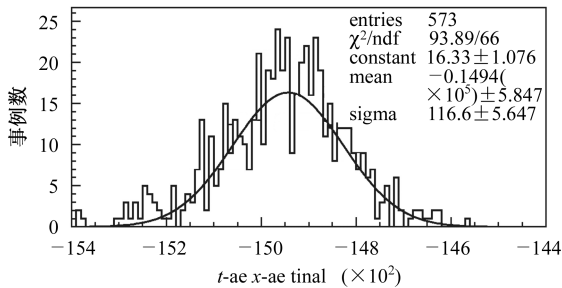


图 10 质子束的时间分辨

3.2 幅度测量

由于幅度测量采用了 VT 加 TDC 的方法, 所以幅度测量电路输出结果为 TDC 测量得到的时间. 光电

倍增管的信号经过前置放大器放大后差分信号幅度的范围为 0—4V, 考虑到时间测量只取大于高阈的信号, 假设高阈为 200mV, 则我们需要测量的幅度范围为 200mV—4V.

幅度测量是利用 Agilent 的信号发生器 (33250A) 产生类似于光电倍增管的信号来进行的. 信号发生器发出的信号上升沿为 5ns, 宽度为 10ns. 图 11(a) 是对电路非线性的测试结果: 不断改变输入信号的幅度, 计算 TDC 相应的输出时间, 通过拟合可以计算出其积分非线性为 1.7%, VT 转化后时间输出范围为 8—150ns. 图 11(b) 是幅度测量位数的测试结果: 对于各个固定幅度的信号, 对其测量输出结果进行统计, 计算测量的不确定性(即 RMS 值), 测试得出在整个动态范围内各个幅度信号测量的 RMS 值均小于 400ps, 其精度 $400ps/150ns = 0.27\% < 1/256$, 因此幅度测量精度可以达到 8bit. 各通道 VT 和线性的变化通过采用高精度电阻控制. 同时, 也需要经过老化后的长期离线测试, 进行校正.

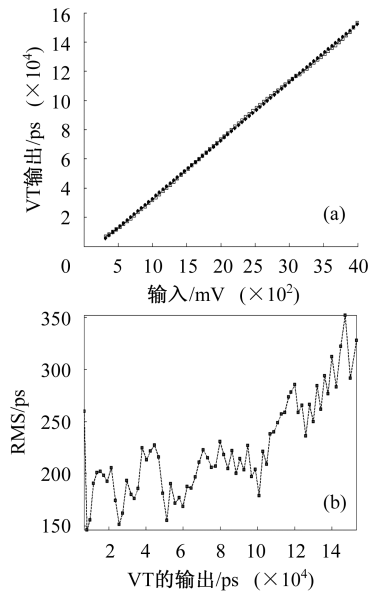


图 11 VT 转换电路的测试结果

3.3 读出等逻辑功能测试

同时, 也对 TOF 读出电子学插件原型的数据读出、FPGA 配置等功能做了验证. 读出板在数据的 VME 总线读出方面实现了快速的 CLBT64 读出方式; 同时实现了对板上 FPGA 芯片的在线可编程的功能, 可根据实验需要可在线更新逻辑和重配置, 达到了 BESIII 对前端读出电子学运行、维护、升级的要求.

4 结论

BESIII的TOF电子学时间精度要求非常高. 该读出电子学原型采用目前国际上实验物理界前沿的TDC及PECL高性能芯片, 集成度高; 充分考虑信号完整性设计, 保证了系统指标的实现; 模块化的设计

理念和大规模可编程器件的应用使得系统可以在线更新逻辑, 方便维护和升级. 通过实验室的电子学测试、宇宙线测试和在高能所的束流测试表明: TOF读出电子学系统时间测量RMS值小于25ps, 幅度测量精度达到8bit, 满足了BESIII的要求. 目前正对其进行进一步的测试和最终的定型设计.

参考文献(References)

- 1 BES Collaboration. The BES Upgrade. Nucl. Instrum. Methods, 2001, **A458**: 627—637
- 2 Chen C, Jones M, Kononenko W et al. IEEE Transaction on Nuclear Science, **50**(6): 2486—2490
- 3 Christiansen J, Marchioro A, Moreira P et al. Proceedings of the 6th Workshop on Electronics for LHC Experiments, 2000
- 4 Joey Doernberg, LEE Hae-Seung, David A. Hodges, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1984, **19**(6): 820—827
- 5 LIU Shu-Bin, GUO Jian-Hua, ZHANG Yan-Li et al. Nuclear Technology, 2006, **29**(1): 72—76 (in Chinese)
(刘树彬, 郭建华, 张艳丽等. 核技术, 2006, **29**(1): 72—76)
- 6 Mantyniemi A, Rahkonen T, Kostamovaara J. Circuits and Systems, 2002 ISCAS 2002, **1**: 513—516
- 7 LI Jia-Cai, ZHANG Liang-Sheng, HU Chun-Liang et al. HEP & NP, 2005, **29**(1): 55—61 (in Chinese)
(李家才, 张良生, 胡春良等. 高能物理与核物理, 2005, **29**(1): 55—61)

Time Measurement System Prototype for BESIII TOF*

GUO Jian-Hua LIU Shu-Bin¹⁾ ZHOU Shi-Long LIU Xiao-Hua AN Qi

(Fast Electronics Lab of Modern Physics Department of USTC, Hefei 230026, China)

Abstract To meet the physics requirement, the time resolution of TOF (Time-of-flight) detector of the BESIII (Beijing Spectrometer III) is required to be less than 90ps (rms), and the FEE (front end electronic) must contribute less than 25ps. This paper describes the prototype design of BESIII's TOF readout system (including time and amplitude measurement circuits). Preliminary results for prototypes of TOF front end electronics are given.

Key words TOF, high performance TDC, integral non-linearity (INL), differential non-linearity (DNL), RMS time resolution

Received 24 November 2005, Revised 13 February 2006

*Supported by BEPCII Project, and the Key Laboratory of Physics Electronics, Anhui Province of China

1) E-mail: liushb@ustc.edu.cn