



用于 PET 读出的多通道滤波成形 ASIC 芯片研制

蒲天磊^{1,2}, 千奕^{1*}, 敬雅冉^{1,2}, 杨鸣宇^{1,2}, 赵红赟¹, 袁江月^{1,2},
颜俊伟^{1,2}, 杜成名¹, 张秀玲¹, 孔洁¹, 余乾顺¹, 苏弘¹

(1. 中国科学院近代物理研究所 兰州 730000; 2. 中国科学院大学物理学院 北京 石景山区 100049)

【摘要】为了实现重离子治癌 in-beam PET 系统中能量信号的高精度测量, 该文设计并实现了一款多通道滤波成形专用集成电路 (ASIC) 芯片。该芯片包含 4 个通道, 每通道由极零相消、低通滤波以及增益补偿缓冲输出电路组成, 特点为: 基于 3.3 V 供电; 采用 350 nm CMOS 工艺设计; 流片尺寸为 2.6 mm×1.25 mm。实验室电子学性能测试表明: 该芯片具有 4 挡可调达峰时间 (50 ns、100 ns、1 us、2 us), 动态范围可达 -0.8~+1.0 V, 每通道功耗为 6.6 mW, 线性度优于 0.12%, 能量分辨优于 0.3%, 长时间工作稳定, 通道串扰低于 0.32%, 增益误差小于 1.01%。经放射源²²Na 与 LaBr₃ 探头和光电倍增管 (PMT) 联合测试表明, 该芯片能量分辨优于商用 ORTEC 572 主放插件, 能够实现高精度的 in-beam PET 能量信号测量。

关键词 专用集成电路; 多通道; 光电倍增管; 滤波成形

中图分类号 TL822.4 **文献标志码** A **doi**:10.12178/1001-0548.2019304

Development of A Multi-Channel Shaper ASIC Chip for PET Readout

PU Tian-lei^{1,2}, QIAN Yi^{1*}, JING Ya-ran^{1,2}, YANG Ming-yu^{1,2}, ZHAO Hong-yun¹, YUAN Jiang-yue^{1,2},
YAN Jun-wei^{1,2}, DU Cheng-ming¹, ZHANG Xiu-ling¹, KONG Jie¹, SHE Qian-shun¹, and SU Hong¹

(1. Institute of Modern Physical, Chinese Academy of Science Lanzhou 730000;

2. School of Physics, University of Chinese Academy of Science Shijingshan Beijing 100049)

Abstract In the purpose of achieving a high precise energy measurement in in-beam PET system which being used in heavy-ion cancer therapy, an application specific integrated circuit (ASIC) chip has been designed. Each channel in this four-channel chip consist has a pole-zero cancelation circuit, a low-pass filter circuit and a buffer circuit. The ASIC was fabricated in a commercial 350-nm CMOS process with a footprint of 2.6 mm × 1.25 mm and dissipates 6 mW/Ch of static power in 3.3 V power supply. In four classes peaking time (50 ns、100 ns、1 us、2us), an input dynamic about -0.8~+1 V, an integral nonlinearity (INL) less than 0.12%, an energy resolution less than 0.3%, a crosstalk less than 0.32% and a gain error between 4 channels less than 1.01% have been achieved in laboratory test. A relative energy resolution result was obtained with a Na-22 source, a LaBr₃ crystalloid and a PMT, which is precise than amplifier Ortec 572.

Key words ASIC; multi-channel; PMT; shaper

重离子放射疗法被认为是当前最佳的临床放射癌症疗法^[1-3]。重离子束在贯穿靶物质期间会发生核碎裂, 并释放出正电子; 正负电子在径迹末端发生湮灭, 并沿同一直线于相反方向释放出两个 511 keV 的伽马光子。通过对两个 511 keV 的伽马光子是否产生自同一事件的符合性测量, 可以测得正电子的放射性活度^[4]。系统可通过监测放射性活度的分布与强度, 反推出入射束流的位置以及辐射

剂量的分布, 以此确保病人的安全并准确实施治疗方案。重离子治癌中的在束正电子发射断层成像 (in-beam PET) 可通过扫描成对的伽马光子实现上述功能。In-beam PET 可由 LYSO 或 LaBr₃ 闪烁体阵列与光电倍增管 (PMT)H8500 共同组成, 每个 PMT 有 4 路阳极信号作为能量信号, 1 路打拿极信号作为时间信号提供触发与事件甄别。为实现更高的灵敏度, 系统通常使用两个或更多具有不同光衰

收稿日期: 2020-01-07; 修回日期: 2020-02-11

基金项目: 国家自然科学基金面上基金 (11975293, 11775285); 国家自然科学基金青年基金 (11605266, 11705257)

作者简介: 蒲天磊 (1990-), 男, 博士生, 主要从事和探测器专用集成电路方面的研究。

通信作者: 千奕, E-mail: qianyi@impcas.ac.cn

减时间常数的闪烁体晶体进行相互叠加, 从而使得探测器数量增加, 这对读出电路提出了高集成度的要求。

从前采用 Ortec 572 插件进行能量信号读出, Ortec 572 插件需要依托 NIM 机箱进行供电, 功耗较大且仅具有单通道。而由离散电路构成的电子系统则存在体积大、电路复杂、功耗高、测量精度低以及可靠性差等问题^[5], 很难满足 in-beam PET 系统高集成度、低功耗的需求^[6]。因此, 通过对 PET 读出系统需求研究, 本文设计并实现了一款多通道滤波成形 ASIC 芯片, 包含 4 个通道, 以构建 PMT 的 4 路能量信号的高集成度读出系统。每通道由极零相消电路、低通滤波器电路和增益补偿缓冲输出电路构成。

1 电路设计

PMT 的能量信号其时域与拉普拉斯变换可以表示为:

$$v_{om} = \frac{Q}{C_D} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (1)$$

$$V_{om}(S) = \frac{Q}{C_D} \frac{1}{S + 1/\tau} \quad (2)$$

式中, Q 是 PMT 电极收集到的电荷; C_D 是 PMT 输出等效电容; τ 是泄放时间常数, 表征信号的衰减时间。实际工作时, 该信号具有快速的上升沿, 以及呈指数衰减形式的下降沿^[7]。

滤波成形 ASIC 芯片的整体结构如图 1 所示, 包括 3 部分: 极零相消电路^[8]、低通滤波器电路和具有电容形式增益补偿的缓冲输出电路。

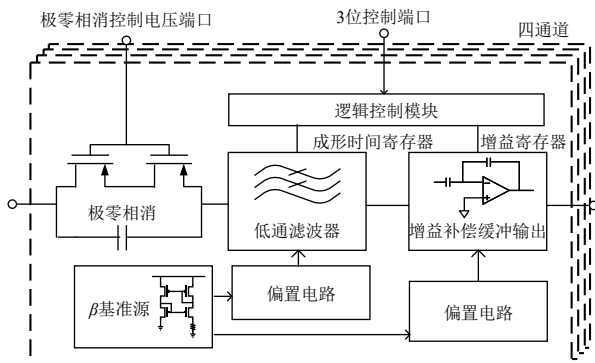


图 1 芯片整体电路结构图

PMT 输出的指数衰减形式的能量信号通过极零相消与低通滤波后会成为一个类似于高斯分布形状的准高斯信号^[9]。由于高频信号通过低通滤波器

后会被衰减, 导致峰值减小, 从而使其代表的能量值变小, 因此本设计利用一个增益缓冲电路来对信号幅度进行补偿。补偿后的信号幅度还可以匹配后续的模式转换电路 (ADC) 输入动态范围。

芯片可处理输入范围在 $-0.8 \sim +1.0$ V 内的双极型信号, 输出缓冲器要求能够驱动长线负载。整体电路采用一个 β 基准电流源作为工作偏置, 既提高了电源噪声抑制比, 又降低了电路噪声^[10]。芯片还可以通过外部控制电平来调节电路的增益与达峰时间。

1.1 极零相消电路

极零相消电路结构如图 2 所示。

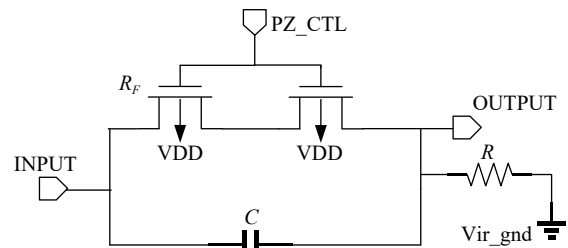


图 2 极零相消电路结构

电容 C 采用 poly-poly 结构的电容以保证精度, 反馈电阻 R_F 的阻值根据时间常数选取, 最高需要达到兆量级, 因此采用工作在线性区的 P 沟道晶体管 (PMOS) 来提供大电阻, 并且阱接正电源以保证其可以双极性工作。

在频域上看, 极零相消电路通过引入一个零点来与信号自身的极点相抵消, 同时也引入了一个新的极点。该引入极点使信号后沿的衰减时间变快, 以满足计数率的要求^[11]。极零相消电路连接到 OPA 的负输入端, 由于 OPA 反馈连接时存在虚短和虚断现象, 该电阻 R 的一端等效为连接到信号地。由于 $R_F \gg R$, 电路分析简化后可以得到一个极点 $S_{pole} = 1/(RC)$ 和一个零点 $S_{zero} = 1/(R_F C)$ 。该级电路的输出信号可以通过式 (3) 计算得到, 信号衰减时间为 $3RC$ 。

$$V_{PzO}(S) = \frac{Q}{C} \frac{1}{S + 1/\tau_F} \frac{S + 1/(R_F C)}{S + 1/(RC)} = \frac{Q}{C} \frac{1}{S + 1/(RC)} \quad (3)$$

1.2 低通滤波器电路

核电子学中通过信噪比劣值系数来对成形电路的噪声性能进行评价。信噪比劣值系数的定义为: n 阶极点的滤波成形结构的信噪比与理想滤波成形结构的信噪比的比值, 即 $F_n = \eta_n / \eta_{opt}$ 。无穷阶极点

滤波器结构的 F 为 1.12, 三阶极点滤波器的 F 为 1.18, 两者已足够接近。而三阶极点结构的功耗、版图尺寸、结构复杂度及噪声容忍程度均优于更多阶极点的结构。综合考虑, 采用三阶低通滤波器的设计可满足需求, 低通滤波器的结构如图 3 所示^[12]。

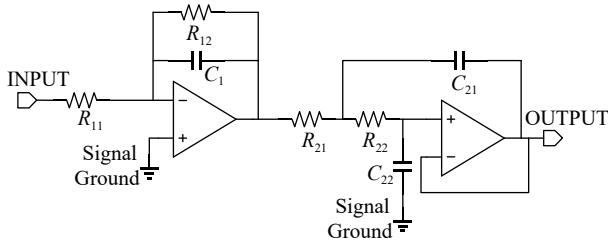


图 3 两级三阶低通滤波器

在低通滤波器的选型上, 有 3 种结构可以选择: 贝塞尔型、切比雪夫型和巴特沃兹型。其中, 贝塞尔型滤波器具有群延时保持线性的特性。而核物理实验中的信号通常需要保留一定的时间信息来区分两个邻近信号。群延时非线性会引起信号失真, 因此在这里选择贝塞尔型滤波器^[13]。

贝塞尔型低通三阶滤波器的传递函数为:

$$H(s) = \frac{15}{s^3 + 6s^2 + 15s + 15} = \frac{15}{(s + 2.322)(s^2 + 3.678s + 6.460)} \quad (4)$$

根据传递函数, 第一级电路需要提供一阶极

点, 第二级需要提供两阶极点。

第一级, 采用一阶有源滤波器, 根据式 (4) 得到时间常数为 $R_{12}C_1=1/2.322$ 。实际电路传递函数为:

$$\frac{V_0}{V_{IN}} = \frac{R_{12}}{R_{11}} \frac{1}{sR_{12}C_1 + 1} \quad (5)$$

第二级为两阶有源低通滤波器, 这里使用的是 Sallen-key 结构, 相比多重负反馈 (MFB) 结构, 该结构对于 OPA 的要求更低。MFB 结构中, OPA 是以积分器的形式工作的, 需要很高的增益带宽积 (GBW), 这将导致功耗升高。虽然 MFB 结构对电阻电容元件失配敏感度低, 但此优点在芯片级电路中并不显著。因此本电路采用 Sallen-key 结构, 并采用单位增益设计, 其中 R_{21} 与 R_{22} 电阻值被设置为相同。滤波器的传递函数如式 (6) 所示, 又由式 (4), 可以确定 C_{21} 与 C_{22} 的比值:

$$\frac{V_0}{V_{IN}} = \frac{1}{R^2 C_{21} C_{22}} \left(s^2 + \frac{2S}{RC_{21}} + \frac{1}{R^2 C_{21} C_{22}} \right) \quad (6)$$

版图上进行共质心匹配, 以此减小电路的失配与误差。通过调整电阻的值, 可以改变滤波成形的时间, 从而实现输出信号达峰时间 4 档可调 (50 ns、100 ns、1 us、2 us)。电阻链的阻值控制是由一个简单的数字译码模块通过外部控制信号进行控制的。

低通滤波器中所使用的 OPA 结构如图 4 所示^[9]。

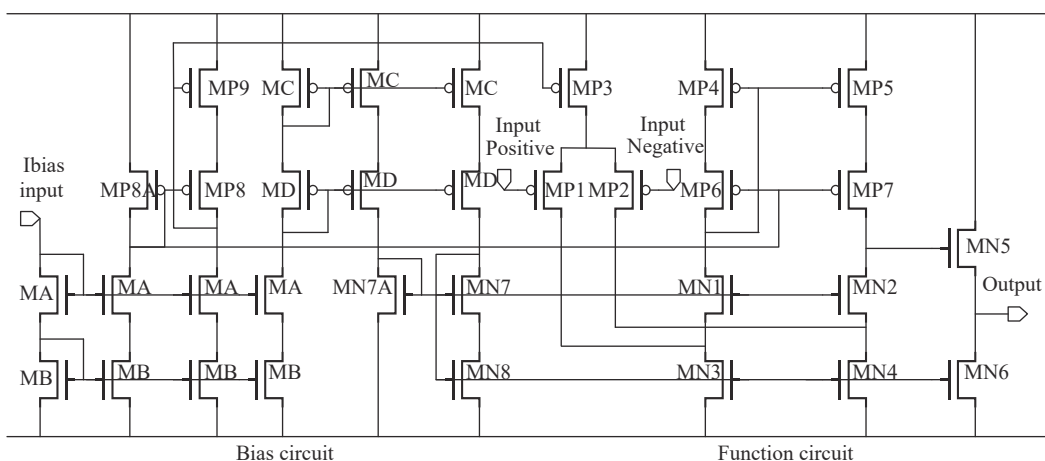


图 4 滤波器中使用的 OPA 结构

MP1 与 MP2 差分对采用了 PMOS 作为输入级以减小噪声。电路中, MP4-MP7、MN1-MN4 采用共源共栅结构, 增加电路的电源抑制比并提高电路

的增益。左侧 MN7、MN7A 与 MN8 为偏置电路, 采用的是低压共源共栅结构。MN8 的栅极电位为 $V_{th}+V_{ov}$ 。通过调整 MN7A 的尺寸, 可以使 MN7 与

MN8 均工作在饱和区, 此时, MP8 的栅极与漏极电位为 $V_{th}+2V_{ov}$ 。在该电路中, MN7 的过驱动电压 V_{ov} 设置为 200 mV, 满足了大动态范围与高增益的要求。该 OPA 的指标如表 1 所示。

表 1 OPA 的性能指标

增益带宽积/MHz	开环增益/dB	相位裕度/(°)	摆率/V·us ⁻¹
51.3	62.8	50	33.4
输入动态范围/V	输出动态范围/V	电源抑制比/dB	共模抑制比/dB
0~2.3	0~2.3	199.6	122.7

1.3 电容增益缓冲输出电路

增益缓冲电路使用一个以推挽 (ClassAB) 方式工作的 OPA 电路来提供增益补偿, 并驱动芯片外部传输线的分布电容。电路的原理结构如图 5 所示。

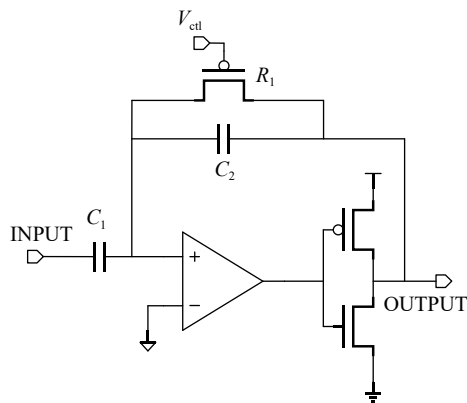


图 5 ClassAB 结构运放结构图

在经过低通滤波后, 信号的峰值被衰减。信号的频率被限定在极零相消与低通滤波决定的通频带中。由于信号频率中的交流成分可以通过电容 C_1 , 考虑通过电容形式的放大器来对信号进行增益补偿。该电路中采用 PMOS 管 R_1 来建立直流工作点电位, 通过推导, 可得到该结构的传递函数式:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = R_1 \parallel \frac{1/sC_2}{1/sC_1} = \frac{sC_1R_1}{sC_2R_1 + 1} \quad (7)$$

当 PMOS 管的电阻 R_1 远大于 1 时, 可以得到 $V_o(s)/V_i(s) = C_1/C_2$, 此时增益与电容 C_1 、 C_2 的比值相关。在电路中, 通过调节 C_1 可以实现多档位的增益补偿, 该部分由数字译码模块进行控制。

2 测试结果

图 6 为设计完成的芯片整体版图, 该芯片采用 Global Foundry (GF) CMOS 0.35 μm 工艺, 3.3 V 单电源供电, 功耗为 6.6 mW 每通道, 实现尺寸为 2.6 mm×1.25 mm。芯片在 Foundry 流片后, 使用

48 个管脚的扁平四角塑封 (LQFP) 进行封装。

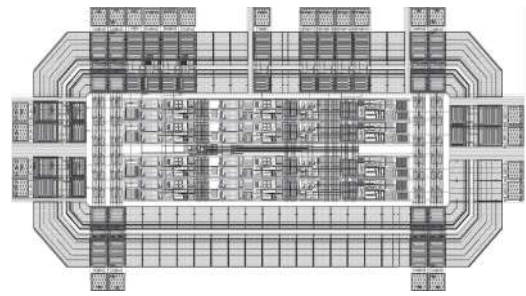
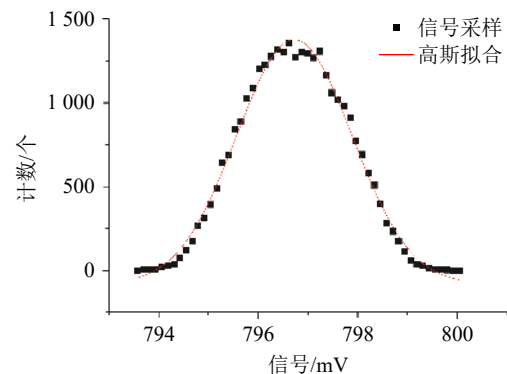


图 6 整体芯片流片版图

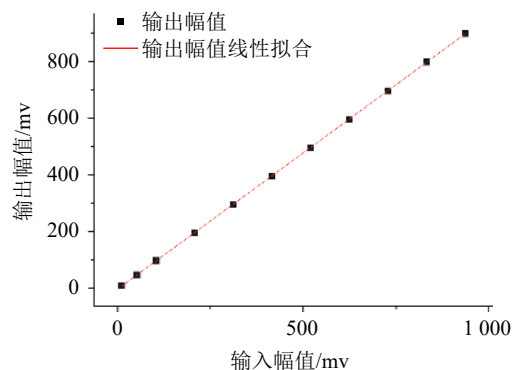
2.1 实验室测试

实验室测试平台的信号源 (型号 Ortec 419) 模拟产生 PMT 输出的能量信号, 该信号直接送入滤波成形 ASIC 芯片, 经处理后, 输出信号送入多道分析仪 (型号 MCA8000D), 进行采集。

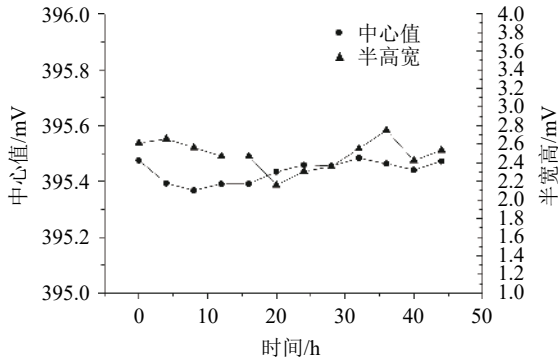
积分非线性和能量分辨: 通过对固定输入幅度下的 30000 个信号进行采样, FWHM 设置为 2.738 19, 可以得到一个高斯分布, 如图 7a 所示, 拟合得到中心值。重复上述步骤, 测试 10 个不同幅度时的中心值, 并对其线性拟合, 根据拟合结果得到输入信号 0.01~0.90 V 范围内电路积分非线性误差小于 0.12%, 如图 7b 所示。从图 7a 可知当输入幅度为 840 mV 时, 能量分辨低于 0.273%。



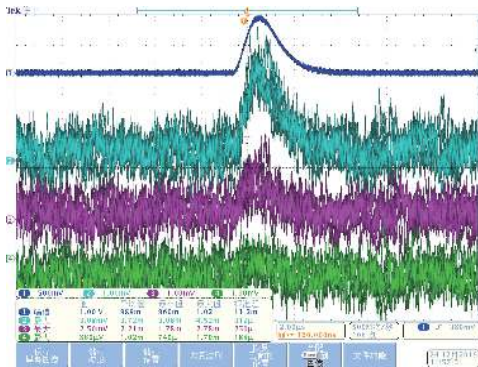
a. 840 mV 信号时的高斯分布拟合



b. 线性拟合结果



c. 48小时增益一致性测试



d. 4通道间串扰

图 7 实验室测试结果

长时间稳定性: 电路输入固定幅度的信号, 连续工作 48 小时, 并且每 4 小时进行一次采样, 得到其长时间稳定性偏差如图 7c 所示, 期间最大值与最小值的差为 0.116 mV, 工作稳定。

通道间串扰: 只在通道 1 输入信号, 幅度为输入动态范围内的最大值, 利用示波器观测所有通道的输出信号幅度, 如图 7d 所示, 从上到下依次为通道 1、通道 2、通道 3、通道 4, 计算得到通道间串扰小于 0.32%。

通道间增益一致性: 对所有通道的增益进行刻度, 得到结果如表 2 所示, 通道间增益误差小于 1.01%。

表 2 通道间增益误差

通道1增益/dB	通道2增益/dB	通道3增益/dB	通道4增益/dB
0.9965	0.9853	1.0002	0.9995
增益均值	最大绝对偏差	最大相对偏差/%	
0.9954	0.0101	1.01	

2.2 与探测器的初步测试

本文进行了 LaBr₃ 晶体探头的信号符合测试。探头输出信号通过同轴线引到 ASIC 测试电路板,

测试电路板的输出信号送入外部 ADC 插件进行采集读出。在相同的测试环境下分别同时测试滤波成形 ASIC 芯片和商用单通道滤波成形插件 (型号 Ortec 572), 并进行能谱对比。测试系统框图如图 8 所示。

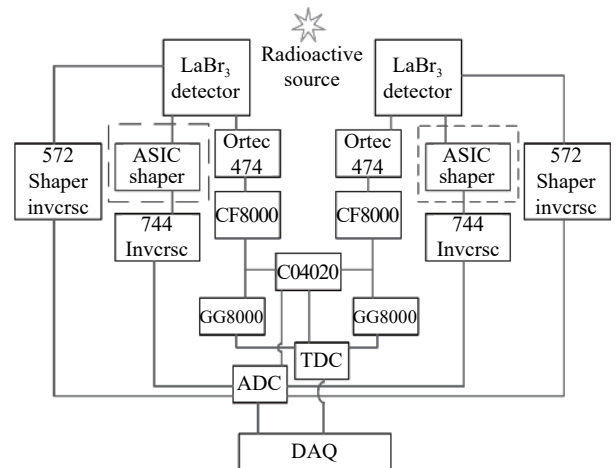


图 8 测试系统框图

测试使用的放射源为²²Na, 共有 2 个 LaBr₃ 探测器探头, 探头的阴极信号经过时间滤波放大器 (型号 Ortec 474A) 后, 再经过恒比定时器 (CFD) (型号 Ortec CF8000), 之后信号分为两路, 一路经过延迟插件 (型号 Ortec GG8000) 延迟后, 送入时间数字转换 (TDC) 作为时间信号; 另一路经过展宽插件 (型号 Ortec CO4020) 将 CFD 输出的信号展宽, 输出两路时间信号, 分别作为 ADC 和 TDC 的开门信号。探头的两路阳极引出信号分别送入 Ortec 572 插件、滤波成形 ASIC 芯片和线性反相器 474, 经处理后送入多通道 ADC 模数转换插件, 进行数据获取, 用获取软件记录事件文件, 分析后得到能谱。图 9 为其中一个探头测试得到 511 keV 伽马光子能谱, 图 9a 为 Ortec572 的测试结果, 其能谱分辨率为 8.5%, 图 9b 为 ASIC 的测试结果, 其能谱分辨率 8.2%, 可以看出, ASIC 芯片的能量分辨优于 Ortec572。能量分辨优于 Ortec572 的原因在于以下方面: 1) 芯片自身的噪声性能优于分立器件电路; 2) 多通道 ASIC 芯片的集成度更高、测试电路整体体积较小, 容易进行噪声屏蔽; 3) 与探测器之间的连线更短, 减小了耦合进入的环境噪声, 与探测器的共地效果也更好。

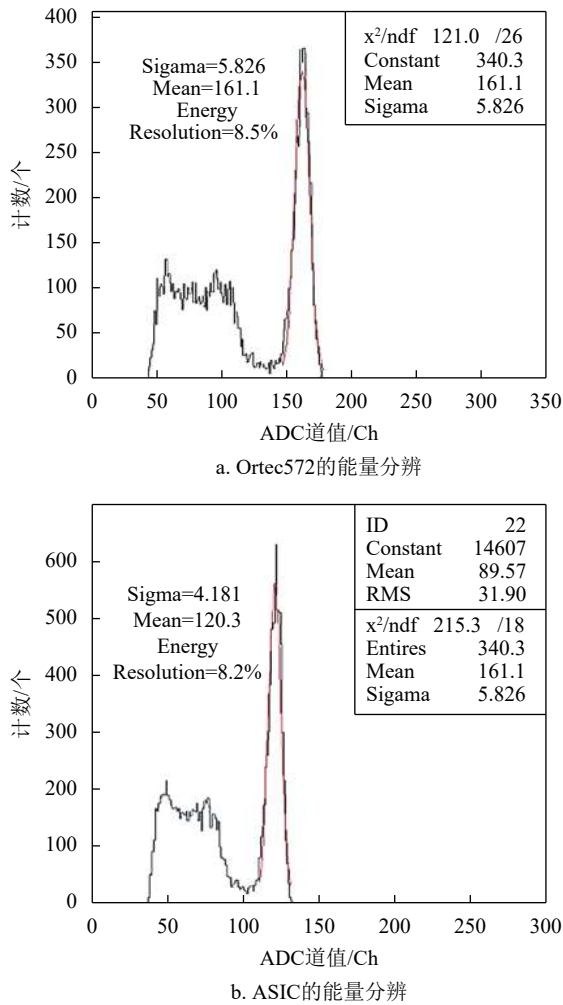


图9 511 keV 伽马光子能谱

3 结束语

本文针对在束 PET 探测器设计的滤波成形 ASIC 芯片, 与 LaBr₃ 闪烁体、PMT 和放射源 ²²Na 进行了联合测试, 结果表明该芯片的能量分辨优于 Ortec 572 主放插件。经过合理优化, 该芯片可以用于高集成度 PMT 读出。测试中也存在一些问题, 如芯片内部没有设计做极性调节模块, 需要外部电路对信号进行反相, 需要增加芯片的增益调节模块, 以灵活配置增益大小。以上问题, 将会在下一版芯片设计中改进解决。

参 考 文 献

- [1] KONG L, GAO J, HU J, et al. Carbon ion radiotherapy boost in the treatment of glioblastoma: A randomized phase I/III clinical trial[J]. Cancer Communications, 2019, 39(1): 5.
- [2] WINER E, GRALOW J, DILLER L, et al. Clinical cancer advances 2008: Major research advances in cancer treatment, prevention, and screening—a report from the American Society of Clinical Oncology[J]. Journal of Clinical Oncology, 2009, 27(5): 812.
- [3] KANAI T, ENDO M, MINOHARA S, et al. Biophysical characteristics of HIMAC clinical irradiation system for heavy-ion radiation therapy[J]. International Journal of Radiation Oncology Biology Physics, 1999, 44(1): 201-210.
- [4] TOWNSEND D W. Physical principles and technology of clinical PET imaging[J]. Annals-Academy of Medicine Singapore, 2004, 33(2): 133-145.
- [5] DORNELAS T, ARAÚJO F, CERQUEIRA A, et al. Front-end design and characterization for the v-angra nuclear reactor monitoring detector[J]. Journal of Instrumentation, 2016, 11(7): P07018.
- [6] PAOLOZZI L, BANDI Y, CARDARELLI R, et al. Characterization of the demonstrator of the fast silicon monolithic ASIC for the TT-PET project[J]. Journal of Instrumentation, 2019, 14(02): P02009.
- [7] YANG K, MENGE P R, BUZNIAK J J, et al. Performance improvement of large Sr²⁺ and Ba²⁺ co-doped LaBr₃:Ce³⁺ scintillation crystals[C]//2012 IEEE Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference Record (NSS/MIC). California, USA: IEEE, 2012: 308-311.
- [8] XU S, HASHIMOTO S, JIANG W. Pole-zero cancellation method for multi input multi output (MIMO) temperature control in heating process system[J]. Processes, 2019, 7(8): 497.
- [9] MONTAGNANI G L, BUONANNO L, DI V D, et al. Spectroscopic performance of a Sr co-doped 3" LaBr₃ scintillator read by a SiPM array[J]. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipmen, 2019, 931(1): 158-161.
- [10] 吴志明, 黄颖, 吕坚, 等. 高电源抑制比的 CMOS 带隙基准电压源[J]. 电子科技大学学报, 2008, 37(3): 453-456.
- [11] WU Zhi-ming, HUANG Ying, LYU Jian, et al. High PSRR COMS bandgap voltage reference[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2008, 37(3): 453-456.
- [12] 刘雯, 徐连明. 一种用于低频微弱信号采集的通用放大器设计[J]. 电子科技大学学报, 2014, 42(2): 222-225.
- [13] LIU Wen, XU Lian-ming. A general purpose amplifier design for low-frequency weak signal acquisition[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2014, 42(2): 222-225.
- [14] WILLIAMS A. Analog filter and circuit design handbook[M]. Australia: McGraw Hill Professional, 2013.

编辑 刘飞阳