

ТЕХНИКА ЯДЕРНОГО
ЭКСПЕРИМЕНТА

УДК 539.17

МОДЕРНИЗАЦИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ ФОТОННОГО
СПЕКТРОМЕТРА ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТА ALICE/CERN© 2025 г. К. А. Балыгин^а, Ю. Г. Сибиряк^{а,*}^а *Национальный исследовательский центр “Курчатовский институт”
Россия, 123182, Москва, пл. Академика Курчатова, 1*^{*} *e-mail: sibiryak.yur@yandex.ru*

Поступила в редакцию 11.09.2024 г.

После доработки 24.09.2024 г.

Принята к публикации 19.11.2024 г.

Описана конструкция прототипа карты измерительной электроники (КИЭ) фотонного спектрометра (ФОС) эксперимента ALICE/CERN. Разработка новой КИЭ связана с повышением светимости пучков Большого адронного коллайдера и необходимостью повысить точность измерения времени пролета для лучшей идентификации регистрируемых частиц. Существующая КИЭ ФОС не отвечает новым требованиям и должна быть заменена по плану модернизации ФОС. Улучшение измерительных характеристик КИЭ ФОС достигается за счет аппаратного измерения времени пролета вместо офлайн-обработки кодов оцифровки формы сигнала фотодетектора. Прототип КИЭ содержит восемь измерительных каналов и все функциональные блоки, необходимые для работы в ФОС. Приведено описание функциональных блоков. Представлены результаты измерений характеристик прототипа КИЭ в лаборатории и на электронной компоненте вторичных пучков частиц протонного синхротрона PS в ЦЕРНе в диапазоне импульсов от 1 до 10 ГэВ/с. По полученным результатам сделан вывод, что прототип КИЭ полностью соответствует требованиям к КИЭ модернизированного ФОС. На основе данной конструкции начата разработка полномасштабной КИЭ ФОС на 32 измерительных канала.

DOI: 10.31857/S0032816225020025, EDN: GIUBMG

1. ВВЕДЕНИЕ

Фотонный спектрометр (ФОС) — электромагнитный калориметр с высоким разрешением эксперимента ALICE [1]. ФОС состоит из четырех одинаковых модулей, расположенных внутри магнита L3 в шахте экспериментальной зоны на глубине 60 м. Детектирующим материалом (радиатором) является вольфрамат свинца $PbWO_4$ с радиационной длиной 0.89 см и величиной радиуса Мольера 2.19 см. Поскольку световой выход кристалла имеет температурную зависимость 1.9% / °C при комнатной температуре и растет с понижением температуры, для увеличения световых выхода кристаллы охлаждают до температуры –25 °C, при этом нестабильность температуры не должны превышать 0.1 °C.

В ФОС используются кристаллы с размерами $22 \times 22 \times 180$ мм³, ориентированные торцами

22×22 мм² к потоку регистрируемого излучения. К противоположному торцу кристалла с помощью специального оптического клея приклеен лавинный фотодиод (ЛФД) S8664-55 (НАМА-MATSU) с размером окна 5×5 мм². ЛФД припаян к плате, на обратной стороне которой находится зарядочувствительный предусилитель (ЗЧП). Непрозрачные стенки ячеистых структур, в которых располагаются фотодетекторы, исключают перераспределение света между кристаллами.

Сигналы с выхода ЗЧП поступают на вход карты измерительной электроники (КИЭ, в англоязычной научной литературе используется сокращение FEC, Front End Card). КИЭ производит оцифровку формы импульсов. При офлайн-обработке полученных кодов определяются энергия зарегистрированных частиц и время их пролета, которое используется для

идентификации прямых фотонов из массы зарегистрированных ФОС частиц.

Проектирование прототипов КИЭ ФОС началось в 2002 г., и на тот момент необходимо было обеспечить измерение энергии до 100 ГэВ с относительной ошибкой σ/E для энергий 1–2 ГэВ не хуже 4% и время пролета с ошибкой 2 нс.

Для измерения характеристик на тестовом пучке SPS (CERN) было разработано два прототипа КИЭ: прототип TDC [2] и прототип ALTRO [3]. Они различались методом измерения энергии и времени пролета.

Прототип TDC содержал два канала измерений — энергии и времени пролета. Энергия измерялась запоминанием амплитуды сигнала, сформированного фильтром первого порядка с постоянной времени 1 мкс и последующей оцифровкой 12-битовым АЦП. Время пролета измерялось способом *Start–Stop*. Канал содержал компаратор для выработки временной отметки *Start* от сигнала с выхода ЗЧП и время-цифрового преобразователя (ВЦП). Сигналом *Stop* являлся триггерный сигнал от СТР (Central Trigger Processor), который в эксперименте ALICE приходит с задержкой 1200 нс относительно события. Таким образом каждое событие характеризовалось двумя кодами — энергией и временем пролета.

Прототип ALTRO разработан с использованием специализированной микросхемы ALTRO [4], которая содержит 16 АЦП и цифровые схемы формирования кодов. Принцип работы прототипа основан на непрерывной оцифровке сигналов от ЗЧП, прошедших через спектрометрический фильтр второго порядка с постоянной времени 1 мкс, с частотой дискретизации 10 МГц и точностью квантования 10 битов. После прихода триггера с задержкой 1200 нс от начала события в память записываются последние 40 отсчетов. При офлайн-обработке накопленных данных, которая заключается в восстановлении формы сигнала фитированием функцией Гаусса полученных отсчетов, определяется амплитуда сигнала, пропорциональная энергии частицы. Время пролета определяется по положению максимума восстановленного сигнала на временной шкале. Результаты измерений прототипов на пучке для энергии 1 ГэВ:

- относительное энергетическое разрешение приблизительно одинаковое, $(4 \pm 0.2)\%$,

- временное разрешение для прототипа TDC составляет 0.6 нс, для прототипа ALTRO равно 2–3 нс.

Принимая во внимание измеренные характеристики прототипов, время на проектирования полномасштабной КИЭ для ФОС и стоимость изготовления карт, было принято решение взять за основу прототип ALTRO. Разработка КИЭ ФОС была закончена в 2005 г. [3, 5].

ФОС состоит из 12 544 фотодетекторов, расположенных в четырех модулях. Один модуль содержит 112 КИЭ. Каждая карта подключена к 32 фотодетекторам. Поскольку динамический диапазон измеряемых энергий составляет $80\,000\text{ МэВ} / 5\text{ МэВ} = 16\,000$, а АЦП имеет только 1000 уровней квантования, используются два канала с отношением усиления, равным 16.

КИЭ ФОС содержит 64 спектрометрических усилителя с высоким и низким усилениями, 32 регулятора напряжения смещения для лавинных фотодиодов, 4 многофункциональные микросхемы ALTRO, 8 суммирующих усилителей, формирующих сигналы для триггера L_0 , блок управления, выполненный на ПЛИС, и источники стабилизированного питания. КИЭ представляет собой печатную плату с размером $210 \times 359\text{ мм}^2$, которая содержит 10 слоев. Многослойная конструкция платы объясняется необходимостью минимизировать наводки от цифровых схем на аналоговые. Для этой же цели используются отдельные источники питания для аналоговых и цифровых схем. Рассеиваемая мощность всех микросхем, расположенных на плате, равна 5.6 Вт. Поскольку платы находятся в закрытом объеме корпуса модуля, используется водяное охлаждение. Вода проходит через медные трубки, припаянные к медным экранам, которые крепятся по обе стороны платы.

В описанной выше конфигурации ФОС принимает участие уже в трех измерительных периодах (Run 1, 2, 3) на Большом адронном коллайдере (LHC), начиная с 2009 г. В процессе накопления и обработки данных сформулированы новые требования к измерительным характеристикам ФОС КИЭ: повышение точности измерения энергии и времени пролета [6], которые невозможно выполнить с существующей КИЭ с разрешением 10 битов по амплитуде и частотой дискретизации 10 МГц. Дополнительно это приводит к тому, что нельзя осуществить привязку зарегистрированной частицы к конкретному пересечению пучков, которое происходит с частотой 40 МГц.

Что касается временного разрешения, то по полученным данным оно значительно хуже, чем

измеренное с прототипом ALTRO. Временное разрешение уменьшается с ростом энергии кластера, оно имеет ступеньку при $E \approx 6$ ГэВ, когда каналы с высоким усилением достигают насыщения и время измеряется по сигналам в каналах с низким усилением. КИЭ ФОС позволяет достичь временного разрешения около 2 нс при $E = 5$ ГэВ, но оно быстро ухудшается при более низкой энергии, что делает невозможным идентификацию фотонов по времени пролета при одновременной регистрации нейтронов и пионов [6]. Например, для энергии 1 ГэВ временное разрешение составляет уже 8 нс, для сравнения при измерении прототипа ALTRO было получено разрешение примерно 2 нс. Ухудшение временного разрешения можно объяснить шумами и наводками при формировании тактовой частоты 10 МГц из частоты синхронизации ЛНС 40 МГц, что приводит к фазовым сдвигам тактовых импульсов и размытию их положения по времени (джиттер).

Причины модернизации существующей КИЭ ФОС и требования к новой КИЭ формулируются следующим образом:

- увеличение максимальной измеряемой энергии с 100 до 200 ГэВ;
- повышение светимости пучков ЛНС и, как следствие, увеличение скорости счета в измерительных каналах с 8 до 50 кГц;
- уменьшение мертвого времени при чтении данных с 200 мкс до 50 мкс;
- необходимость повысить точность измерения времени пролета с 8 до 0.5 нс для энергии 1 ГэВ;

– старение элементной базы существующей КИЭ.

Увеличение скорости счета и расширение динамического диапазона позволят полностью воспользоваться высокой гранулированностью ФОС и выполнить ряд измерений, таких как измерение спектров идентифицированных нейтральных пионов, эта- и омега-мезонов и прямых фотонов с поперечными импульсами, большими 50–100 ГэВ, а также изучить корреляции этих частиц.

2. ОПИСАНИЕ БЛОК-СХЕМЫ ПРОТОТИПА ФОС КИЭ

Для уменьшения расходов на проектирование и изготовление прототипа КИЭ разработана КИЭ, содержащая 8 входных каналов для измерения энергии и времени пролета, но при этом карта содержит все необходимые блоки для работы в ФОС. Такой вариант позволяет отработать схемы решений и проверить их на тестовом пучке.

Функциональная блок-схема КИЭ показана на рис. 1. Разъем P1 служит для соединения КИЭ с 8-канальной сборкой фотодетекторов. Для измерения энергии частиц используются блок спектрометрических усилителей (СУ) и АЦП. Измерение времени пролета осуществляется формирователями временной метки (ФВМ) и время-цифровым преобразователем (ВЦП). Блок напряжений смещения (БНС) формирует индивидуальные напряжения для ЛФД из напряжения 400 В, которое поступает на P6. Контроллер карты (КК) принимает команды от системы

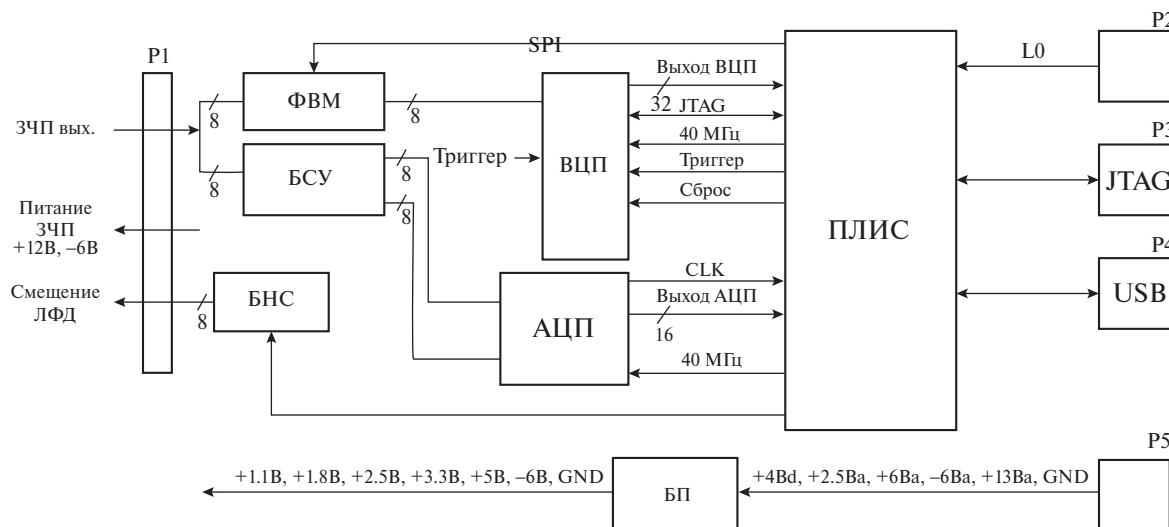


Рис. 1. Функциональная блок-схема прототипа ФОС КИЭ.

сбора данных и управляет работой всех блоков. Через P2 передаются триггерные сигналы. Через P3 передаются сигналы в стандарте JTAG для конфигурирования КК. Блок USB является интерфейсом для связи КИЭ с управляющим компьютером через P4. Блок питания (БП) вырабатывает необходимые низковольтные напряжения питания для КИЭ и ЗЧП.

Далее приводятся технические требования к функциональным блокам и описания их принципиальных схем.

2.1. Блок спектрометрических усилителей и АЦП

Энергия частицы пропорциональна амплитуде сигнала на выходе ЗЧП [7]. Параметры сигнала на выходе ЗЧП для ЛФД $5 \times 5 \text{ мм}^2$ S8664-55 (HAMAMATSU) при -25°C таковы:

- амплитуда: 35 мВ для энергии 1 ГэВ,
- форма сигнала: время нарастания 30–40 нс (зависит от места попадания частицы в кристалл), постоянная времени спада 100 мкс.

Динамический диапазон измеряемых энергий можно оценить, учитывая, что в кристалле остается 80% энергии регистрируемой частицы. Тогда при максимальной энергии 200 ГэВ в кристалле остается 160 ГэВ, а динамический диапазон составит $160 \text{ ГэВ} / 4 \text{ МэВ} = 40000$, что потребует использования 16-разрядного АЦП. Необходимо также учесть, что наиболее вероятна регистрация частиц до 10 ГэВ. Для уменьшения разрядности АЦП диапазон измерений разбивается на два поддиапазона, которые различаются усилением – высоким и низким. Предлагается использовать 12-разрядный АЦП, тогда диапазон энергий, измеряемый в канале с высоким усилением, составляет от 2 МэВ до 8 ГэВ, а в канале с низким усилением – от 40 МэВ до 160 ГэВ [6].

Таким образом, на карте располагается 16 каналов измерения энергии – 8 каналов с низким усилением и 8 каналов с высоким усилением. Каждый канал содержит фильтр и буферный усилитель с дифференциальным выходом для соединения с дифференциальным входом АЦП. Выходной сигнал ЗЧП проходит через фильтр, который повышает отношение сигнал/шум и формирует (определяет) форму импульса. Выбор порядка фильтра, т.е. количества каскадов интегрирования, которые он будет содержать, основан на анализе степени влияния различных искажающих факторов на энергетическое разрешение спектрометра.

Относительное энергетическое разрешение электромагнитного калориметра можно описать формулой [8]

$$\frac{\sigma}{E} = \sqrt{\left(\frac{a}{E}\right)^2 + \left(\frac{b}{\sqrt{E}}\right)^2 + c^2}, \quad (1)$$

где σ – ошибка измерения энергии, E [ГэВ] – энергия частицы, зарегистрированной в калориметре, a – вклад электронных шумов, b – стохастический член, c – константа. Константа c показывает, что энергетическое разрешение спектрометра не может быть меньше ее величины при сколь угодно большой энергии.

Флуктуация световыхода кристалла вносит свой вклад в величину коэффициента b . Температурная зависимость световыхода вносит свой вклад в величину c .

Если в качестве фотодетектора используется ЛФД, то его параметры вносят вклад во все члены под корнем в формуле (1). В величину a входят шумы, вызванные паразитной емкостью ЛФД, темновым током и последовательным резистором смещения ЛФД. Величина b определяется площадью и квантовой эффективностью ЛФД, а также флуктуацией коэффициента умножения, которая учитывается с помощью коэффициента избыточного шума (Excess Noise Factor). В константу c ЛФД вносит вклад из-за чувствительности коэффициента усиления к изменениям температуры, напряжения смещения и радиационных повреждений.

Тогда формула (1) для относительного энергетического разрешения для одного канала фотодетектора принимает вид [9]

$$\frac{\sigma_E}{E} = \sqrt{\left(\frac{\sigma_{CSP}}{MN_0}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_I}{MN_0}\right)^2 + \frac{F}{N_0} + \frac{X_{tal}^2}{E} + c^2 \dots}, \quad (2)$$

где σ_{CSP} – электронные шумы системы ЛФД – ЗЧП, выраженные в эквивалентных шумовых зарядах; M – коэффициент усиления ЛФД; N_0 – количество первичных электронов, образованных в ЛФД при регистрации частицы с энергией E ; σ_I – величина радиочастотных шумов и наводок, выраженная в эквивалентных шумовых зарядах; F – коэффициент избыточного шума ЛФД; $X_{tal} = 0.036$ – стохастический член для PWO; $c = 0.011$.

Значения X_{tal} и c взяты из работы [7]. Константа c получена фитированием кривой энергетического разрешения, измеренного на пучке заряженных частиц.

В результате расчетов по формуле (2) и измерений выбраны оптимальные параметры ЛФД и СУ:

- коэффициент усиления ЛФД $M = 100$; это увеличивает отношение сигнала к наводке, которая присутствует на линиях связи ЛФД–ЗЧП, и, с другой стороны, уменьшает усиление СУ, необходимое для согласования амплитуды сигнала со входом АЦП, что уменьшает шумы пьедесталов;

- показано, что электронные шумы имеют наименьшее влияние на энергетическое разрешение, и поэтому в качестве фильтра достаточно использовать фильтр первого порядка (1 каскад дифференцирования и 1 каскад интегрирования) для формирования полосы пропускания, требуемой для подавления шумов и наводок; такой фильтр упрощает схемотехнику, что уменьшает затраты на компоненты по сравнению, например, с фильтром второго порядка существующей ФОС КИЭ; постоянная формирования фильтра 1 мкс позволяет снизить вероятность наложений.

Графики расчетных значений, отражающие вклад шумов электроники, избыточных шумов ЛФД, стохастического шума кристалла

и постоянного члена в энергетическом разрешении спектрометра при перечисленных выше параметрах ЛФД и ЗЧП при $T = -25\text{ }^{\circ}\text{C}$, показаны на рис. 2. Ниже энергии величиной 6 ГэВ преобладающим является стохастический шум кристалла. Выше этой величины преобладающим становится вклад от константы. Также на график нанесены величины энергетического разрешения, измеренные на пучках электронов при испытаниях одного модуля ФОС в ЦЕРНе. Видно хорошее согласие расчетных и экспериментальных данных.

На рис. 3 показана принципиальная схема одного измерительного канала СУ, который состоит из канала высокого и канала низкого усиления. Схема СУ выполнена на одной микросхеме MAX4454, содержащей 4 операционных усилителя (ОУ). Вход СУ соединен со входами двух фильтров $U1$ и $U2$ на ОУ. Дифференцирование входного сигнала выполнено на C_2R_3 и на C_3R_5 . Резисторы R_1, R_2 используются для компенсации полюса нулем. Отсутствие компенсации приводит к искажению формы импульса в области максимума и к на спаде при пересечении импульсом базовой линии, что может сместить

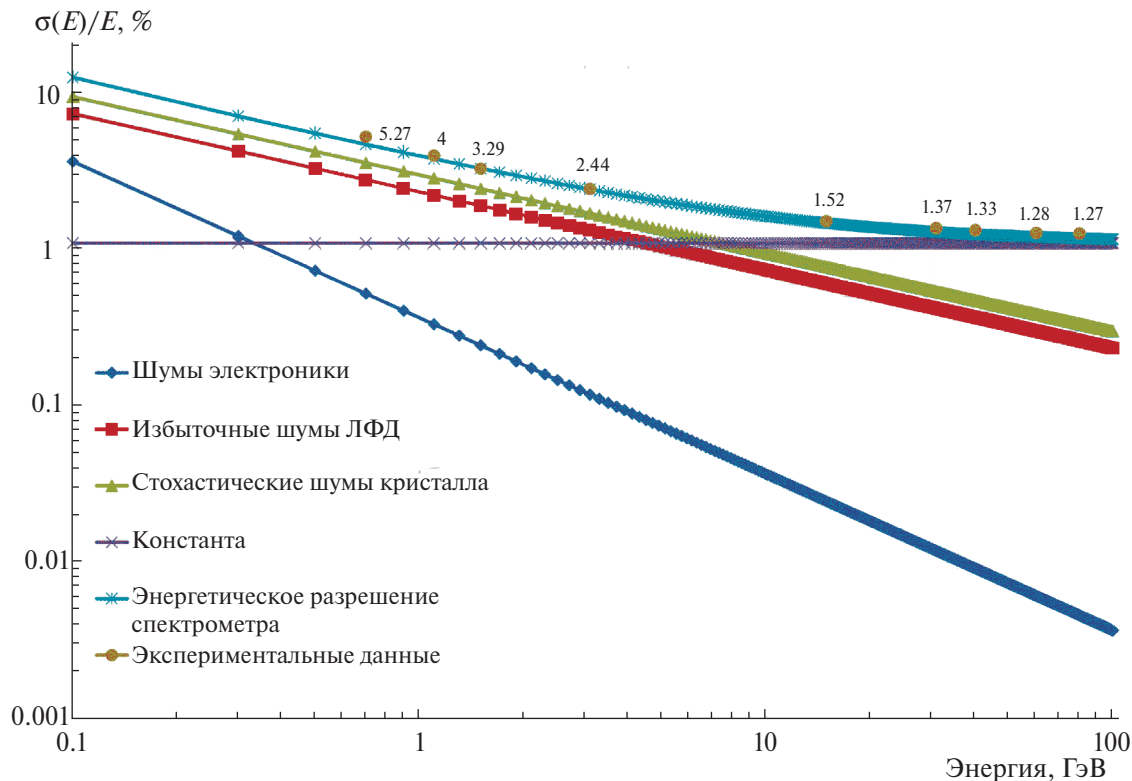


Рис. 2. Графики, отражающие вклад шумов электроники, избыточных шумов ЛФД, стохастического шума кристалла и постоянного члена в энергетическое разрешение спектрометра при усилении ЛФД $M = 100$, фильтре первого порядка с постоянной времени 1 мкс и $T = -25\text{ }^{\circ}\text{C}$.

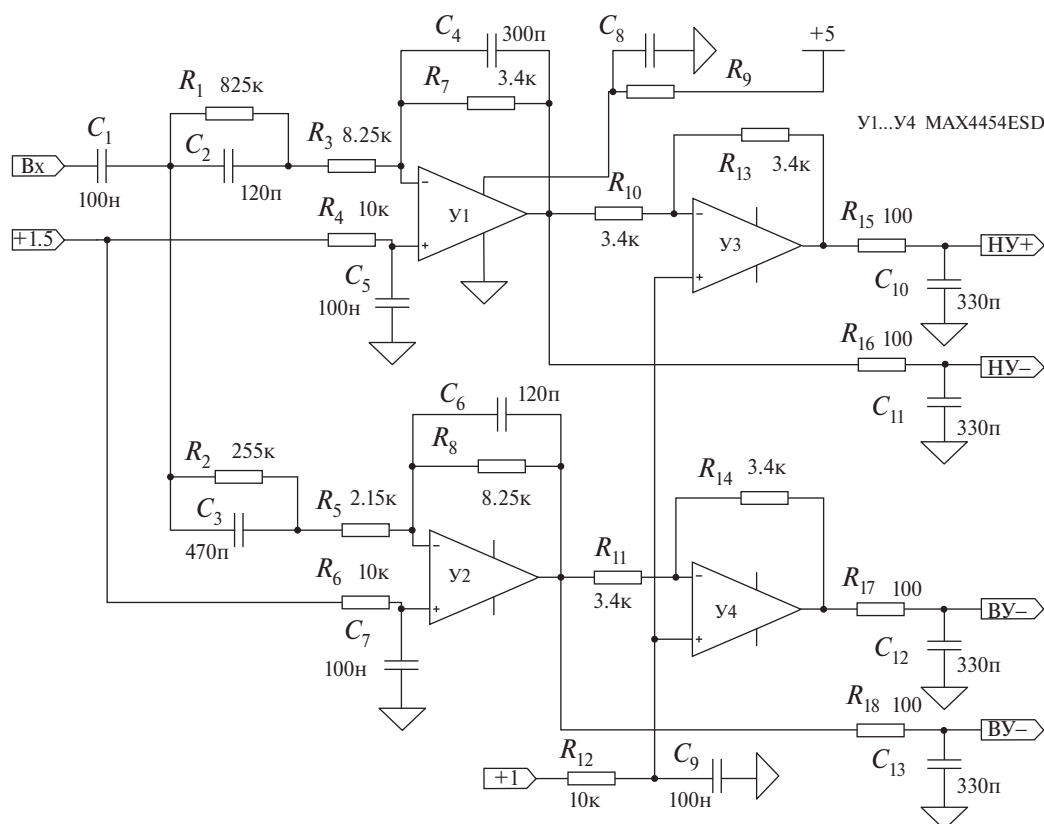


Рис. 3. Принципиальная схема одного измерительного канала СУ. НУ – дифференциальный выход канала с низким усилением. ВУ – дифференциальный выход канала с высоким усилением.

базовый уровень из диапазона преобразования АЦП. Интегрирование осуществляется с помощью C_4R_7 и C_6R_8 . Усиление задается резисторами R_3 , R_7 и R_5 , R_8 . Максимальная амплитуда сигнала на выходах фильтров 1 В. Величина пьедестала задается опорным источником напряжения +1.5 В.

В качестве АЦП используется параллельный (быстрый) преобразователь AD9637 (Analog Devices), который осуществляет непрерывную выборку входных сигналов с частотой 40 МГц и преобразование в 12-разрядный код.

Синфазный выход фильтра должен быть согласован с дифференциальным входом АЦП, причем на одном выходе должен быть постоянный уровень +0.5 В, и сигнал должен изменяться в положительную сторону. На втором выходе должен быть постоянный уровень +1.5 В, и сигнал должен изменяться в отрицательную сторону. Промышленность выпускает специальные ОУ с дифференциальными выходами, например AD8132, однако они не могут быть использованы в измерительной электронике ФОС из-за большой рассеиваемой мощности (порядка 50 мВт на один канал) и цены \$1.84. Поэтому исследо-

вались другие решения. В разработанной схеме дифференциальный сигнал получается добавлением по одному инвертирующему усилителю в каждый канал: U_3 и U_4 . На дифференциальных выходах канала с низким и с высоким усилением используются фильтры для обеспечения прохождения сигналов наводок с “земляной” шины через конденсаторы $C_{10}...C_{13}$ на дифференциальные входы АЦП, где они вычитаются. Введение фильтров уменьшило RMS пьедесталов с 2.3 до 0.6 отсчетов АЦП. Для одного ОУ, входящего в микросхему MAX4454, рассеиваемая мощность составляет 3 мВт, а цена – \$0.3.

Постоянные уровни на дифференциальных входах АЦП формируются подачей постоянных напряжений +1.5 и +0.5 В на неинвертирующие входы ОУ. Настройка пьедесталов, которые должны иметь величину 50 ± 10 отсчетов АЦП, происходит путем изменения величины +1.5 В.

2.2. Блоки ФВМ и ВЦП

Время пролета определяется расположением ФОС относительно точки взаимодействия, для различных частиц оно составляет от 15 до 17 нс.

Ошибка измерения (сигма) для частиц с энергией 1–2 ГэВ не должна превышать 0.5 нс.

Время регистрации частицы определяется по сигналу на выходе формирователя временной метки (рис. 4), который состоит из фильтра и компаратора с регулируемым порогом. Порог для каждого канала устанавливается индивидуально.

Сигнал с выхода ЗЧП поступает на вход схемы формирования входного сигнала, которая состоит из дифференцирования на C_1R_3 и интегрирования на R_1C_3 , одновременно C_3 блокирует срабатывания компаратора от коротких импульсных помех, которые присутствуют на линиях связи ЗЧП-КИЭ. Пороговое напряжение подается на инвертирующий вход компаратора ADCMP604BKSZ (Analog Devices) через делитель R_2R_4 . Сигнальный вход компаратора защищен от перенапряжения диодной сборкой BAV99. Компаратор обеспечивает задержку распространения 1.5 нс со среднеквадратичным случайным джиттером 1 пс. Время нарастания выходных импульсов составляет 600 пс, разброс времени переключения в зависимости от амплитуды и скорости нарастания входного импульса не превышает 50 пс. Выходные сигналы дифференциальные в стандарте LVDS.

Пороги формируются ЦАП MAX5308, который содержит 8 ЦАП с преобразованием 10-разрядного кода в максимальное напряжение 5 В. Коды хранятся в регистрах КК и переписываются в ЦАП по шине SPI при включении питания.

Для преобразования временного интервала в цифровой код используется микросхема НРТДС, которая была специально разработана для времяпролетных детекторов, участвующих в экспериментах на LHC [10, 11].

На тактовый вход ВЦП поступает сигнал синхронизации LHC с частотой 40 МГц. Встроенный PLL (фазовая автоподстройка частоты) генерирует внутренние опорные сигналы с частотами 320, 160, 80 и 40 МГц. ВЦП может работать в режиме высокого разрешения с шириной канала (ошибкой измерения) 98 пс, среднего разрешения с шириной канала 195 пс и низкого разрешения с шириной канала 781 пс. Во всех этих режимах ВЦП может работать с 32 входными каналами. Также есть режим очень высокого разрешения с шириной канала 24 пс, в котором можно работать только с 8 входными каналами.

Синтезированный PLL сигнал подается на входы DLL (система автоматической подстройки задержки) и “грубого” 15-разрядного счетчика. “Грубый” счетчик непрерывно инкрементируется по сигналам опорной серии. Когда сигнал временной метки приходит на один из измерительных входов ВЦП, формируется код времени регистрации, старшие разряды в котором определяются значением “грубого” счетчика в момент регистрации сигнала, а младшие 5 разрядов определяются по сигналам DLL. Таким образом, НРТДС не является стар-стоповым ВЦП, и все его измерительные каналы эквиваленты.

НРТДС может работать в триггерном и бестриггерном режимах. В бестриггерном режиме ВЦП формирует и выдает на выход коды на каждый зарегистрированный сигнал на измерительном входе. В триггерном режиме на каждый триггерный сигнал (сигнал, поданный на специальный триггерный вход) формируется посылка, состоящая из служебной информации и всех кодов входных сигналов, зарегистриро-

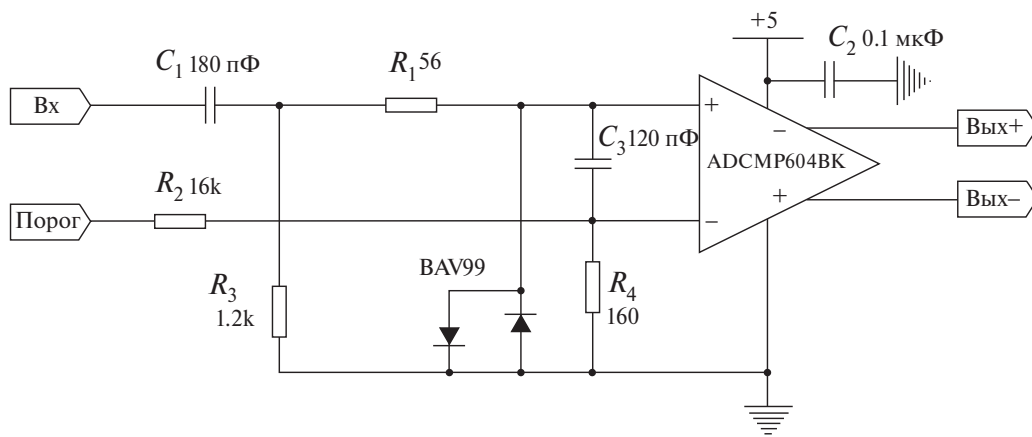


Рис. 4. Принципиальная схема формирователя сигнала временной метки.

ванных в заданном временном интервале перед триггерным сигналом. ВЦП позволяет задавать временной интервал, в котором события считаются полезными (Matching window) и попадают в событие и время, на которое будет задержан триггер (Trigger latency).

Реальная ФОС КИЭ имеет 32 входных измерительных канала, поэтому на разработанной КИЭ НРТДС работала в режиме высокого разрешения – 32 входных канала с шириной канала 98 пс.

В эксперименте на тестовых пучках триггерный сигнал формируется стартовым счетчиком и поступает на обработку примерно в то же время, что и сигналы с измерительных каналов. Поэтому для правильной работы НРТДС в триггерном режиме этот сигнал подается на измерительный вход ВЦП и в ПЛИС. ПЛИС формирует триггерный сигнал для НРТДС, синхронный с входным сигналом и задержанный на необходимое время, а также запускает логику формирования события. В реальном эксперименте триггерным сигналом будет сигнал от детектора на взаимодействие ALICE/T0.

Считывание данных с НРТДС осуществляется по параллельному 32-разрядному интерфейсу.

2.3. Блок формирования напряжения смещения

Формирование триггера на суммарную выделенную энергию (суммирование сигналов матрицы детекторов размером 5×5) требует аппаратного согласования коэффициентов преобразования измерительных каналов не хуже 4%. Кристаллы вольфрамата свинца имеют разброс световыхода около 30%, коэффициент усиления M при одном и том же напряжении смещения для разных ЛФД имеет разброс около 20%. Необходимо также учитывать прозрачность оптического слоя между кристаллом и ЛФД, что влияет на величину светового потока, попадающего на ЛФД. Согласование коэффициентов преобразования каналов возможно только на пучке, когда все элементы детектирующего канала принимают участие в образовании сигнала. Согласование достигается путем изменения коэффициента усиления ЛФД при изменении напряжения смещения. Напряжение смещения на ЛФД изменяется до тех пор, пока пик амплитудного распределения не сместится в заданный канал. Преимуществом этого способа является отсутствие этапа предварительного отбора кристаллов и ЛФД при установке их в модуль.

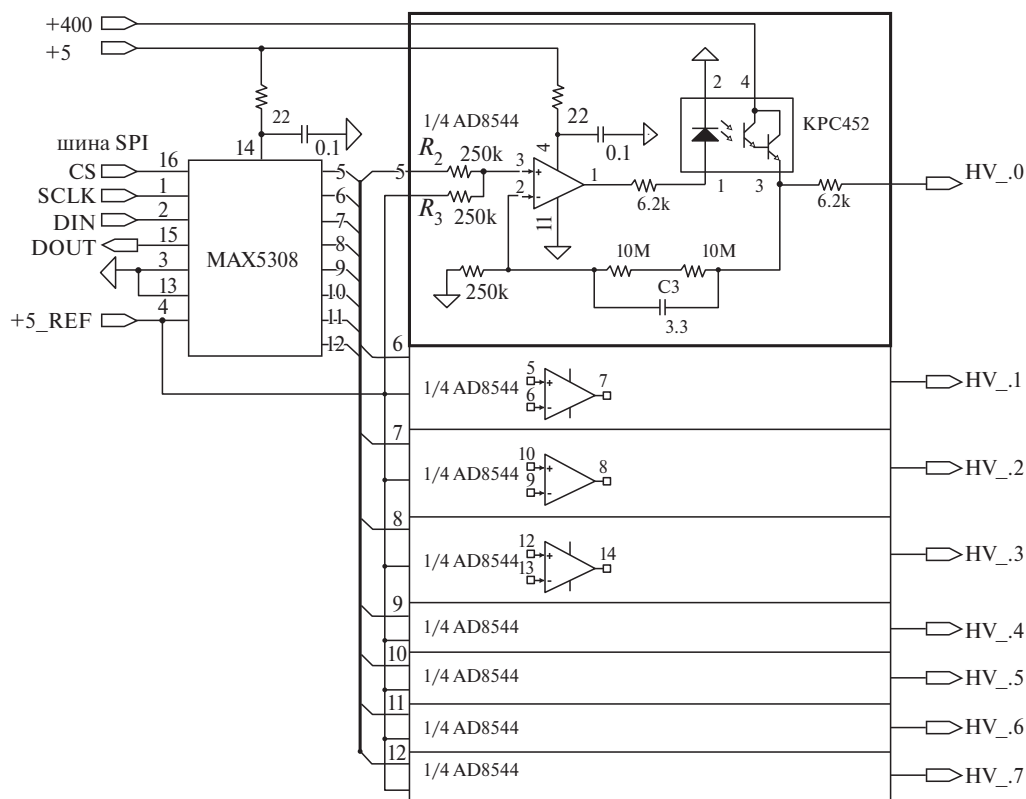


Рис. 5. Принципиальная схема блока формирователя напряжения смещения.

Параметры формирователя напряжения смещения для ЛФД должны удовлетворять следующим требованиям:

- регулировка напряжения смещения в диапазоне 200–400 В,
- минимальный шаг регулировки 0.2 В,
- шумы и пульсации на выходе формирователя не более 25 мВ,
- выходной ток не более 0.1 мА,
- температурная нестабильность выходного напряжения не более 0.1% / °С,
- возможность выполнения команд управления от КК,
- сопротивление изоляции между высоковольтными и низковольтными цепями не менее 10 МОм,
- реализация схемы на компонентах для поверхностного монтажа.

Принципиальная схема разработанного блока показана на рис. 5. Задание индивидуальных напряжений смещения осуществляется через 8-канальный 10-разрядный ЦАП MAX5308, который управляется КК через шину SPI. Формирователь выходного напряжения представляет собой регулятор напряжения, изолированный от выхода с помощью оптоэлектронной пары КРС452. Таким образом осуществляется изоляция напряжения 400 В от низковольтных цепей регулирования. На резисторах R_2 , R_3 происходит суммирование напряжений от референсного источника +5 В и выходного напряжения ЦАП. Если на ЦАП подан нулевой код, то на выходе ЦАП формируется нулевое напряжение, в результате на неинвертирующий вход ОУ подается напряжение +2.5 В, а на выходе формирователя появляется напряжение +200 В. Если на ЦАП подается максимальный код, то на выходе блока формируется напряжение +400 В.

Разработанная схема формирователя полностью удовлетворяет перечисленным выше требованиям и имеет высокую надежность, например, отключение напряжения +5 В при включенном питании 400 В не выводит ее из строя.

2.4. Блок интерфейса

Блок интерфейса предназначен для связи КИЭ с системой медленного контроля и сбора данных. В настоящее время ФОС использует стандарт P2P [6]. Для отладки встроенного программного обеспечения и тестовых испытаний на пучке предусмотрен интерфейс стандарта

USB, выполненный на микросхеме FT245RL, – двунаправленный преобразователь USB/FIFO.

2.5. Контроллер карты

Контроллер карты выполняет следующие функции:

- управление ЦАП установки порогов дискриминации и напряжения смещения лавинных фотодетекторов;
- сбор данных с АЦП и ВЦП;
- формирование и передача данных в программу сбора данных по приходу сигнала триггера L_0 .

Контроллер карты выполнен на ПЛИС 5CEBA7F23C8 серии Cyclone V фирмы Intel (Altera). ПЛИС этой серии были выбраны, поскольку, с одной стороны, эти микросхемы, в отличие от микросхем младших серий, содержат встроенные десериализаторы, с другой стороны, для работы с ПЛИС этой серии, в отличие от микросхем старших серий, можно использовать Quartus Prime Lite, не требующий платной лицензии. Амплитудный канал КИЭ построен на основе конвейерных 12-разрядных 8-канальных микросхем АЦП с последовательным выходом и частотой преобразования до 40 МГц. Это значит, что на входы ПЛИС данные будут поступать на частоте 480 МГц. На таких частотах применение встроенных десериализаторов значительно упрощает процесс разработки.

Структура прошивки ПЛИС приведена на рис. 6. Коды с выходов АЦП поступают на 8-канальный встроенный десериализатор с коэффициентом 6 (8xDESER). На выходе десериализатора формируются 48-битовые слова с частотой 80 МГц (первые 6 бит – нулевой канал, следующие 6 битов – первый канал и т. д.). Эти данные поступают на модуль DS_2 , который формирует восемь 12-разрядных слов для каждого канала. По положительному перепаду импульса тактовой частоты 40 МГц (FCO) записываются 6 старших битов, по отрицательному – 6 младших. Таким образом, на выходе блока DS_2 формируются коды амплитуд для каждого измерительного канала с частотой 40 МГц. Далее эти данные поступают на сдвиговый регистр ShRegData.

Поскольку длительность сигнала (примерно 8 мкс по уровню 1%) на входе АЦП превышает задержку сигнала L_0 1.2 мкс, сигнал записи данных в выходные регистры необходимо задерживать на разницу между длительностью импульса на входе АЦП и задержкой сигнала L_0 . Для этого

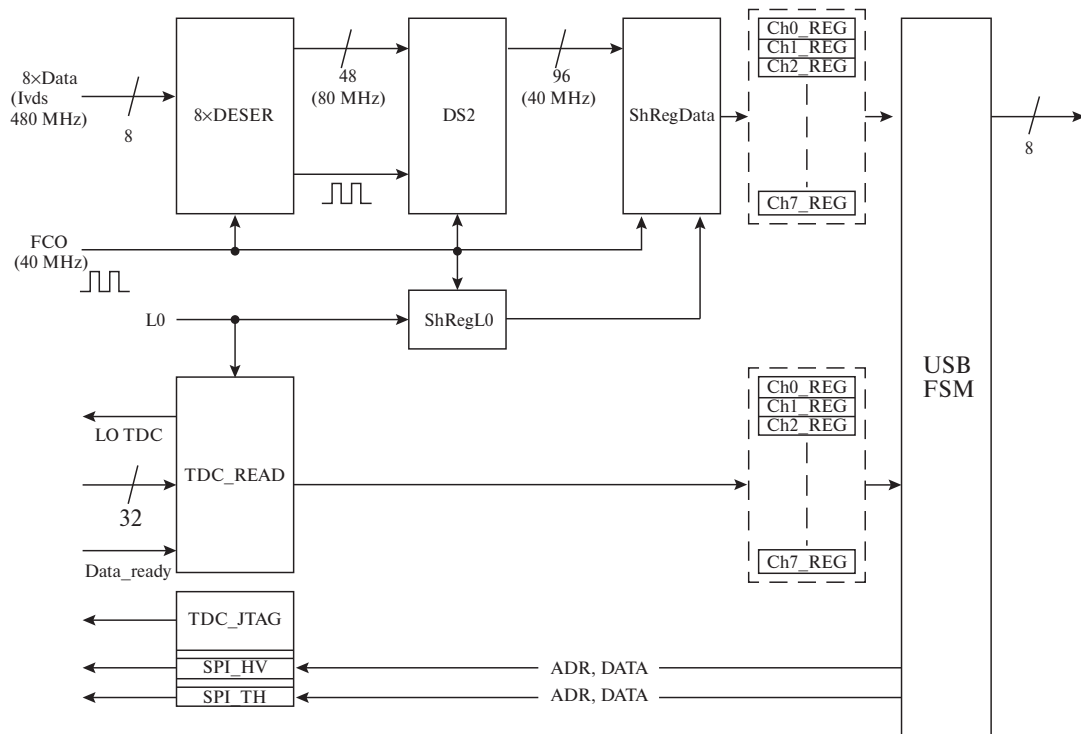


Рис. 6. Блок-схема программы ПЛИС.

сигнал L_0 поступает на сдвиговый регистр ShRegL0, который формирует необходимую цифровую задержку. Выходной сигнал ShRegL0 переписывает данные из сдвигового регистра ShRegData в регистр событий Ch#_REG. Также выходной сигнал ShRegL0 устанавливает триггер LAM, сообщая управляющему компьютеру о готовности данных для считывания.

Модуль TDC_READ предназначен для считывания информации с временного кодировщика HPTDC. Он передает сигнал L_0 в HPTDC и ждет сигнала data_ready от него. По приходу сигнала data_ready модуль TDC_READ начинает считывание данных из буфера HPTDC и записывает в регистры события наименьшие значения для каждого измерительного канала (8 входных каналов + 1 опорный).

Для предотвращения перемешивания данных от разных событий сигнал LAM блокирует прохождения сигнала L_0 . Триггер LAM может быть сброшен командой системы управления, запущенной на компьютере.

Модуль TDC_JTAG предназначен для записи в регистры HPTDC кодов конфигурации.

Модули SPI_HV и SPI_TH управляют микросхемами ЦАП, устанавливающими напряжения смещения на ЛФД и пороги дискриминации во временном канале.

Модуль USB FSM предназначен для обмена данными с микросхемой FT245 (FTDI), дешифрации поступающих от системы управления команд и их выполнения.

Изначально файлы конфигурации HPTDC и ЦАП хранятся на управляющем компьютере и записываются в соответствующие регистры КК в начале измерений.

2.6. Блок низковольтных источников питания

Применяются отдельные источники питания для аналоговых и цифровых схем, что уменьшает влияние цифровых помех на аналоговые сигналы. В качестве источников питания используются линейные регуляторы с низким падением напряжения (LDO). Поскольку КИЭ ФОС работает в магнитном поле, запрещено использовать импульсные источники питания с дросселями. По той же причине запрещено использовать дроссели в фильтрах питающего напряжения.

2.7. Компоновка платы прототипа КИЭ

Размеры платы $180 \times 210 \text{ мм}^2$, что составляет четвертую часть существующей карты ФОС при расположении компонент на обеих сторонах платы.

Используется один полигон заземления GND. Плата делится на аналоговую и цифровую части

для исключения взаимного влияния возвратных токов этих частей друг на друга. Это накладывает ограничения на размещение компонентов и трассировку проводников: аналоговые компоненты и проводники располагаются только на аналоговой части платы и наоборот.

Все компоненты аналоговой части располагаются на одной стороне платы. Такое расположение объясняется тем, что данный прототип является 8-канальным, в то время как реальная карта должна содержать 32 канала. Это требует расположить 16 каналов на одной стороне платы и 16 каналов на другой возле соответствующих входных разъемов. Одна из целей прототипа — получить разводку как можно ближе к полномасштабной карте. Поэтому вариант расположения спектрометрических усилителей на одной стороне платы, а компараторов на другой, хотя и имеет явные преимущества за счет сокращения длины соединительных проводников с контактами входного разъема, не может быть реализован, так как полученная разводка не может быть перенесена на реальную плату.

Назначения напряжений питания, которые поступают на плату через разъем XP2, таковы:

- +2.5VA — питание АЦП,
- +13VA, –6VA — питание ЗЧП,
- +6VA — питание спектрометрических усилителей и компараторов,
- +4VD — питание ПЛИС и НРТДС.

Полигоны напряжений питания и земли, а также разводка контактов на XP2 показаны на рис. 7. Проводящие слои располагаются сле-

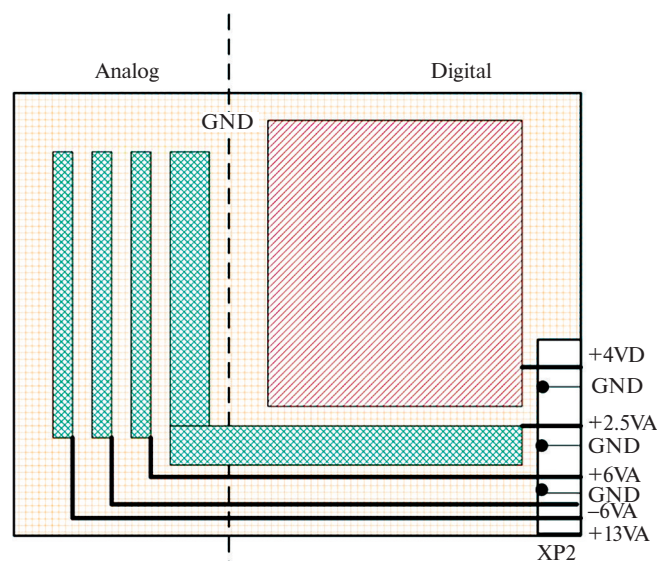


Рис. 7. Схема расположения полигонов на плате.

дующим образом: Сигнал — Земля — Питание — Сигнал.

Требования к разводке дифференциальных соединений: волновое сопротивление 100 Ом, дорожки выравниваются по длине.

На рис. 8 показан вид смонтированной платы в процессе ее настройки в лаборатории.

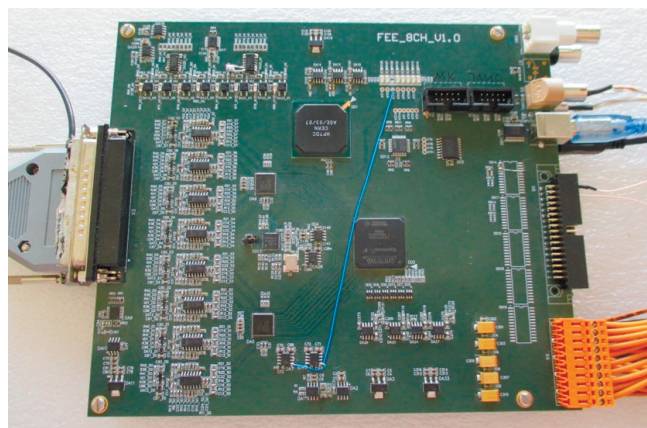


Рис. 8. Вид смонтированной платы прототипа КИЭ ФОС.

3. ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОТОТИПА ФОС КИЭ

3.1. Лабораторные исследования характеристик прототипа КИЭ

Для настройки и измерения характеристик КИЭ разработана система с использованием системы сбора данных общего назначения для малых и средних экспериментов MIDAS (Maximum Integrated Data Acquisition System) [12], стандартной библиотеки Linux libusb-1.0 и программы представления данных Root [13].

Параметры КИЭ, измеренные в лаборатории, таковы:

- рассеиваемая мощность $4 \text{ В} \times 0.87 \text{ А} + 2.5 \text{ В} \times 0.64 \text{ А} + 6 \text{ В} \times 0.17 \text{ А} = 6.1 \text{ Вт}$,

- средние значения пьедесталов и сигма шумов в отсчетах АЦП в каналах НУ равны 50.5 и 0.46 соответственно, в каналах ВУ 63.6 и 0.48 соответственно (на рис. 9 представлена гистограмма оцифрованного сигнала, на которой первые 24 выборки являются пьедесталом в данном измерительном канале),

- интегральная нелинейность — 0.8 LSB, дифференциальная нелинейность — 0.6 LSB.

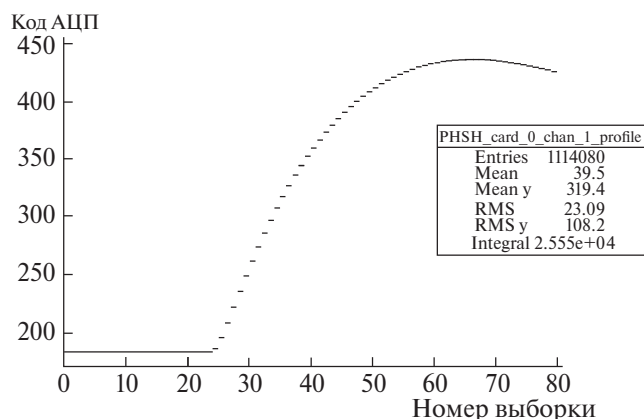


Рис. 9. Вид оцифрованного сигнала.

Проверка работы блоков установки порогов и смещения ЛФД осуществлялась следующим образом:

- значения порогов и высокого напряжения устанавливались согласно значениям в соответствующих файлах hv.dat и thres.dat,
- калибровка для порога компаратора во временном канале 2.44 мВ/отсчет,
- напряжение смещения ЛФД вычислялось по формуле

$$HV(out) = 0.2 \text{ В} \times CODE(decimal) + 204 \text{ В}$$

(например, для значения кода 500 в файле hv.dat получаем $0.2 \text{ В} \times 500 + 204 \text{ В} = 304 \text{ В}$),

- измерение взаимных наводок канала на канал (кроссток).

На один из входов подавался сигнал от генератора и измерялись паразитные импульсы в других каналах. На вход канала 8 подавался сигнал амплитудой 7 В от генератора, что эквивалентно регистрации частицы с энергией 200 ГэВ, остальные входы были соединены с землей. Помехи измерялась на выходе каналов с высоким усилением. На рис. 10 показана форма наводки в первом канале, амплитуда которой составила 0.3 отсчета, что равно коэффициенту прохождения $0.3/3900 = 7.7 \cdot 10^{-5}$. На рис. 11 показана форма наводки в седьмом канале, амплитуда которой

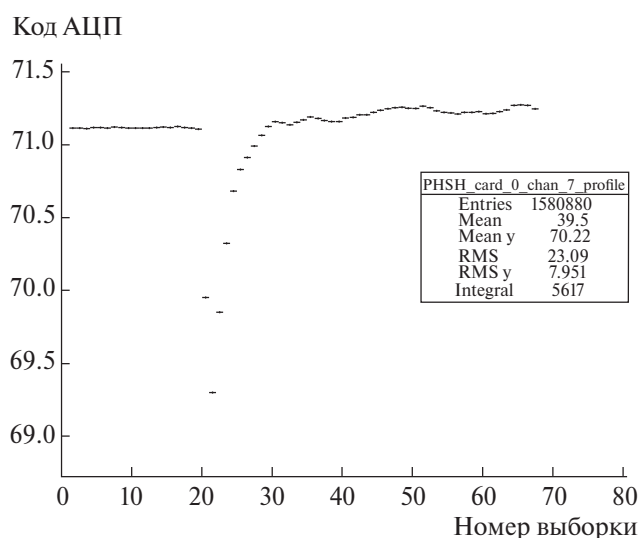


Рис. 11. Наводка в канале с высоким усилением (вход 7) от сигнала 7 В (200 ГэВ) на входе канала 8.

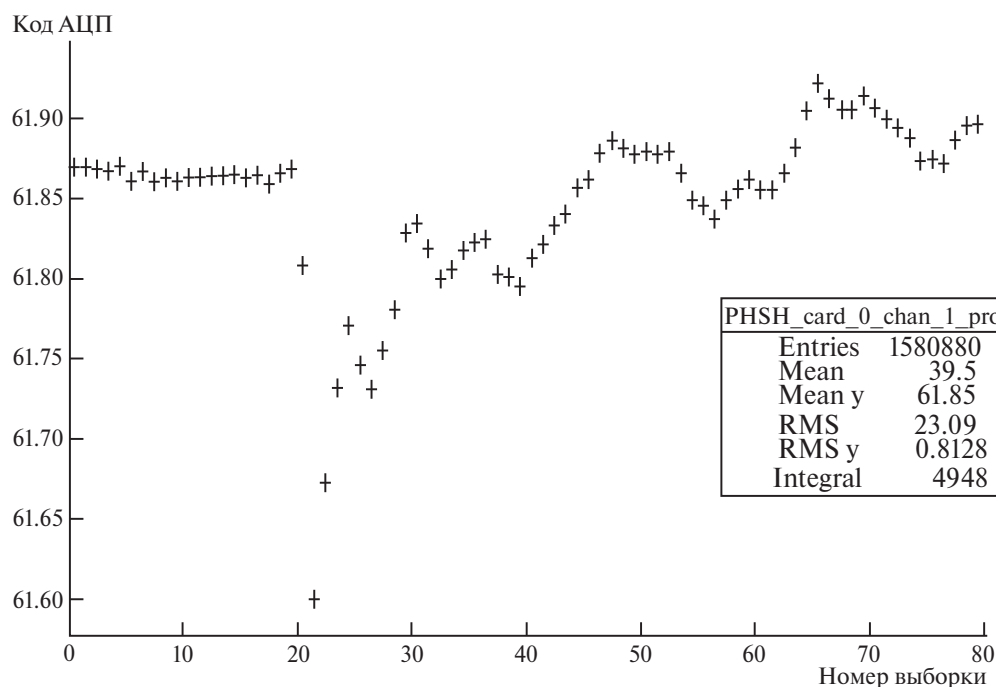


Рис. 10. Наводка в канале с высоким усилением (вход 1) от сигнала 7 В (200 ГэВ) на входе канала 8.

составила 1.8 отсчета, что равно коэффициенту прохождения $1.8/3900 = 4.6 \cdot 10^{-4}$.

Калибровка временного канала — 99.4 пс/отсчет.

3.2. Измерения характеристик прототипа КИЭ на пучке PS (ЦЕРН)

Измерения проведены на электронной компоненте вторичных пучков частиц протонного синхротрона PS в ЦЕРНе в диапазоне импульсов от 1 ГэВ/с до 10 ГэВ/с.

3.2.1. Согласование коэффициентов преобразования. Процедура согласования проводилась на пучке электронов с энергией 1 ГэВ (рис. 12). Для каждого канала измерялась зависимость положения пика от напряжения смещения на ЛФД равного 320, 340, 360, 380, 395 В. Полученные данные обрабатывались, определялось напряжение смещения, для которого ампли-

туда сигнала при регистрации частицы 1 ГэВ попадала в 200-й канал. Для случая, представленного на рис. 12а, когда на все каналы подано одно и то же напряжение смещения, отношение RMS/Mean составляло 34%, после выравнивания (рис. 12б) — 2.6%.

3.2.2. Относительное энергетическое разрешение. Относительное энергетическое разрешение вычисляется как отношение ΔE к величине измеренной энергии E . Энергия определялась по сигналам от фотодетекторов в матрице 3×3 при попадании частиц в центральный фотодетектор матрицы. Процедура определения относительного энергетического разрешения при энергии E описана в работе [14]. В табл. 1 приведены данные по относительному энергетическому разрешению прототипа КИЭ. Для сравнения в третьей строке табл. 1 приведена зависимость относительного энергетического разрешения от энергии для существующей КИЭ ФОС. Прототип КИЭ имеет лучшее разрешение по сравнению с КИЭ ФОС, особенно в диапазоне энергий меньше 5 ГэВ.

Таблица 1. Относительное энергетическое разрешение при температуре — 25°C

E , ГэВ	1	2	3	4	5	7	9	10
Прототип КИЭ*, %	3.3	2.2	1.9	1.7	1.6	1.5	1.3	1.3
КИЭ ФОС**, %	3.9	2.8	2.3	2.1	2	1.7	1.6	1.6

* Параметры прототипа КИЭ: усиление ЛФД $M = 100$, СУ с фильтром первого порядка с постоянной времени 1 мкс, 12-битовый АЦП с частотой 40 МГц.

** Параметры КИЭ ФОС: усиление ЛФД $M = 50$, СУ с фильтром второго порядка с постоянной времени 1 мкс, 10-битовый АЦП с частотой 10 МГц.

3.2.3. Измерение временного разрешения.

За время пролета T бралась разность между временем прихода триггерного сигнала L_0 и временем t превышения сигналом порога дискриминатора. Временной джиттер триггерного сигнала составляет 125 пс. Зависимость временного разрешения от энергии показана на рис. 13. На графике показаны данные после коррекции кодов времени на амплитуду сигнала. Такая коррекция возможна, так как одновременно с временем пролета измеряются амплитуды сигналов. Процедура коррекции описана в работе [15]. Для энергии 1 ГэВ временное разрешение составляет 0.37 нс.

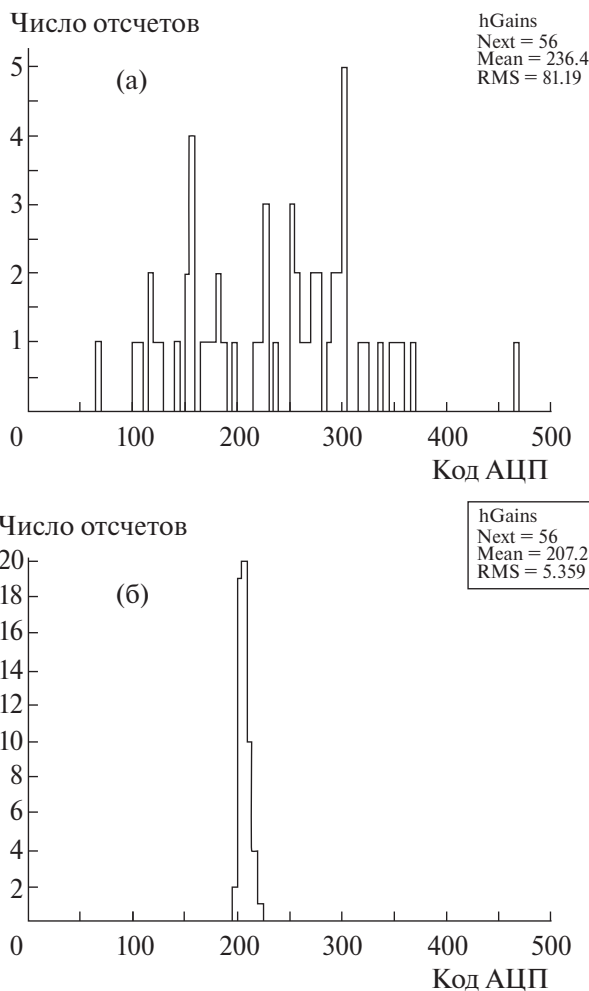


Рис. 12. Распределение коэффициентов преобразования в измерительных каналах до (а) и после (б) процедуры согласования.

Временное разрешение, нс

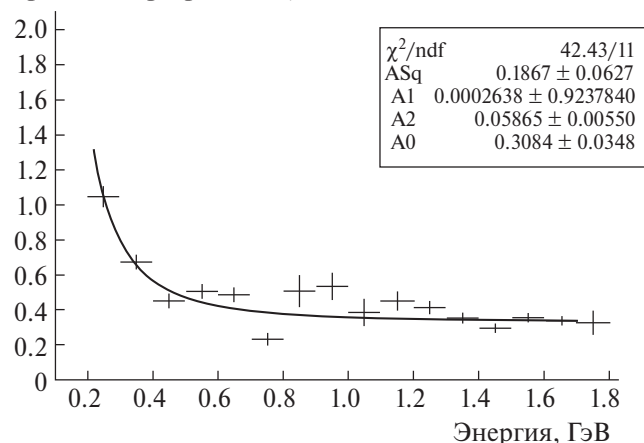


Рис. 13. Зависимость временного разрешения от энергии частицы.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Параметры разработанного прототипа КИЭ ФОС удовлетворяют всем требованиям, предъявляемым к электронике электромагнитного калориметра, обеспечивая динамический диапазон измерений энергий от 5 МэВ до 200 ГэВ с высокими значениями энергетического и временного разрешений. Результаты проверки КИЭ в лаборатории и тестовом пучке электронов PS (ЦЕРН) показали работоспособность выбранной схемы КИЭ, что позволяет приступить к разработке схемы и изготовлению образца платы на 32 канала. Это будет выполнено масштабированием испытанной платы на 8 каналов и добавлением интерфейса взаимодействия с ALICE DAQ за счет добавления соответствующего модуля в программу ПЛИС.

БЛАГОДАРНОСТИ

Выражаем благодарность А.С. Водопьянову (ОИЯИ, Дубна) за помощь в изготовлении прототипа КИЭ, М.С. Ипполитову (НИЦ “Курчатовский институт”, Москва) за организацию измерений характеристик прототипа КИЭ на пучке PS (ЦЕРН) и И.А. Руфанову (ОИЯИ,

Дубна) за обработку экспериментальных данных для получения энергетического и временного разрешений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ALICE Collaboration, Dellacasa G. et al. ALICE technical design report of the photon spectrometer (PHOS) // CERN-LHCC-99–04.
2. Bogolyubsky M., Ippolitov M., Kuryakin A. et al. // Nucl. Instrum. Methods. Phys. Res. A. 2009. V. 598. P. 702. <https://doi.org/10.1016/j.nima.2008.10.003>
3. Muller H., Budnikov D., Ippolitov M. et al. // Nucl. Instrum. Methods. Phys. Res. A. 2006. V. 567. P. 264. <https://doi.org/10.1016/j.nima.2006.05.104>
4. Bosch R.E., de Parga A.J., Mota B., Musa L. // IEEE Trans. Nucl. Sci. 2003. V. 50. P. 2460. <http://dx.doi.org/10.1109/TNS.2003.820629>
5. Yin Z., Muller H., Pimenta R., Röhrich D., Sibiriak I., Skaali B., Wang D., Wang Y., Zhou D. // Nucl. Instrum. Methods. Phys. Res. A. 2010. V. 623. P. 472. <https://doi.org/10.1016/j.nima.2010.03.040>
6. Technical Design Report for the Upgrade of the ALICE Photon Spectrometer. ALICE-PUBLIC-2021-xxx Draft March 25. 2022.
7. Aleksandrov D.V., Burachas S.F., Ippolitov M.S. et al. // Nucl. Instrum. Methods. Phys. Res. A. 2005. V. 550. P. 169. <https://doi.org/10.1016/j.nima.2005.03.174>
8. A Large Ion Collider Experiment. Technical Proposal. CERN/LHCC 95–71, LHCC/P3, 1995.
9. Сибиряк Ю.Г. Дис. ... канд. физ.-мат. наук: 01.04.16. М.: РНЦ “Курчатовский Институт”, 2010.
10. Mota M., Christiansen J. // IEEE J. Solid State Circuits. 1999. V. 34. P. 1360. <https://doi.org/10.1109/4.792603>
11. https://tdc.web.cern.ch/TDC/hptdc/docs/hptdc_manual_ver2.2.pdf
12. https://daq00.triumf.ca/MidasWiki/index.php/Main_Page
13. <https://root.cern.ch/root/html/doc/guides/users-guide/ROOTUsersGuide.html>
14. Балыгин К.А., Ипполитов М.С., Климов А.И. и др. // ПТЭ. 2018. № 5. С. 13. <https://doi.org/10.1134/S003281621804016X>
15. Ипполитов М.С., Лебедев В.А., Манько В.И., и др. // ПТЭ. 2017. № 1. С. 33. <https://doi.org/10.7868/S0032816217010025>