

Федеральное государственное бюджетное учреждение науки

ИНСТИТУТ ЯДЕРНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

РОССИЙСКОЙ АКАДЕМИИ НАУК (ИЯИ РАН)

На правах рукописи

Усенко Евгений Анатольевич

**Разработка аналоговой электроники считывания
многоканальных физических детекторов.**

01.04.01 – Приборы и методы экспериментальной физики

Диссертация

на соискание ученой степени

кандидата физико-математических наук

Научный руководитель:

кандидат физико-математических наук

Решетин Андрей Игоревич

Москва – 2018г.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.	5
Основные цели диссертационной работы:	6
Результаты работы, выносимые автором на защиту	6
Научная новизна работы	7
Апробация работы и публикации.	8
Структура диссертации:	9
Актуальность диссертационной работы.	9
Глава 1. Современные тенденции построения многоканальных аналоговых систем считывающей электроники времяпролетных детекторов, построенных на основе камер РПС экспериментов STAR, FOPI, NADES.	12
1.1 Резистивный плоский счетчик РПС как источник сигнала.	12
1.2 Принципы построения накамерной электроники экспериментов STAR (БНЛ, США), FOPI и NADES (ГСИ, Германия).	15
Выводы к главе 1.	21
Глава 2. Разработка аналоговой электроники считывания триггерных детекторов экспериментов ATLAS и ОКА (ИСТРА-М). ...	21
2.1.1 Требования, предъявляемые к мюонным камерам на основе камер РПС для эксперимента ATLAS.	22
2.1.2 Основные режимы работы мюонных камер РПС и их связь с характеристиками аналогового тракта электроники считывания.	25
2.1.3 Разработка прототипа канала считывающей электроники мюонных камер эксперимента ATLAS.	26

2.2	Разработка накамерной электроники мюонной системы эксперимента ОКА (ИСТРА-М).	37
2.3	Разработка аналогового тракта низкорогового дискриминатора для пропорциональных камер эксперимента ОКА (ИСТРА-М).	39
	Выводы к главе 2.	43
	Глава 3. Разработка систем считывания многоканальных детекторов экспериментов HARP, ALICE, HADES.	43
3.1	Разработка времяпролётной системы считывания для эксперимента HARP на основе принципа суммирования электродов многоззорной резистивной плоской камеры.	44
3.1.1	Требования, предъявляемые к времяпролётной системе эксперимента HARP.	46
3.1.2.	Исследование влияния площади падов на временное разрешение камер.	48
3.1.3	Суммирование сигналов от нескольких стрипов.	50
3.1.4	Оптимизация накамерной электроники.	56
3.1.5	Разработка считывающей электроники времяпролётной системы эксперимента HARP.	59
	Выводы к разделу 1 главы 3.	67
3.2	Разработка времяпролётной системы считывания для эксперимента ALICE на основе многоззорного резистивного плоского счетчика.	68
3.2.1	Требования, предъявляемые к времяпролётной системе эксперимента ALICE.	68

3.2.2 Разработка конструкции детектора и принципов построения накамерной электроники.....	69
3.2.3 Разработка первой специализированной интегральной схемы (ASIC) для времяпролетных применений.....	76
3.2.3.1 Постановка задачи на проектирование ASIC NINO для времяпролетных применений.....	77
3.2.3.2 Выбор набора функций. структурной схемы, схемотехники и технологии производства ASIC NINO.	79
3.2.3.3 Моделирование параметров и схемотехники ASIC NINO в системе проектирования CADENCE.....	82
3.2.3.4 Первый этап создания чипа. Исследования и коррекция технического задания.	85
3.2.3.5 Второй этап создания чипа. Конечная версия - ASIC NINO чип. Корпусирование.....	90
3.2.4 Разработка системы считывания времяпролетного детектора эксперимента ALICE на 160 тыс. каналов на основе СИС NINO.....	98
3.2.4.1 Принципы построения системы считывания на основе ASIC NINO времяпролетных камер МРПС в эксперименте ALICE.	99
3.2.4.2 Разработка 24-канальной накамерной карты усилителя- дискриминатора на базе ASIC NINO.....	104
3.3 Разработка системы считывания переднего сцинтилляционного годоскопа FW эксперимента HADES (GSI, Germany).	108
3.3.1 Требования, предъявляемые к переднему годоскопу FW эксперимента HADES.	111

3.3.2	Разработка системы считывания переднего сцинтилляционного годоскопа FW.....	114
3.3.3	Результаты использования модифицированного TOT метода в переднем FW годоскопе эксперимента HADES.	123
	Выводы к разделу 3 главы 3:	127
	Глава 4. Модернизация преобразователя заряд-временной интервал (TOT метода) введением синусного формирователя; принципы и характеристики, опыт применения в экспериментах ALICE (CERN), HADES (GSI), BM&N(ОИЯИ).	127
4.1	Ошибки TOT преобразования, первые реализации метода.....	128
4.2	Синусный формирователь для модернизации преобразователя заряд-временной интервал (TOT функция).....	134
4.3	Двухканальная структура дискриминатора с TOT функцией измерения заряда для времяпролетных применений.....	142
4.4	Ошибка измерений амплитуды по TOT методу преобразования заряда во временной интервал с синусным формирователем.....	148
	Выводы к главе 4.....	149
	Заключение.....	150
	Список публикаций	151

ВВЕДЕНИЕ

ОСНОВНЫЕ ЦЕЛИ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ:

1. Систематизация и структурирование опыта исследований и проектирования систем аналоговой считывающей электроники для многоканальных детекторов.
2. Анализ различных подходов к проектированию систем считывающей электроники по критерию оптимизации требований конкретных экспериментов.
3. Тематическая систематизация синтеза принимаемых решений для формирования определенных требований к аналоговой электронике современных экспериментов таких, как шумовые свойства входных каскадов, сложные функции аналоговых каскадов, исследования новых методов измерений, оптимальная реализация этих функций в виде специализированных интегральных схем ASIC.

НА ЗАЩИТУ АВТОР ВНОСИТ СЛЕДУЮЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ:

1. Постановка задачи, исследование и разработка малошумящей считывающей электроники для тестирования камер РПС (Резистивных Плоских Счетчиков) эксперимента ATLAS (ЦЕРН, Швейцария). Предложенный автором способ снижения шумов электроники обеспечил проведение исследований многоканальных камер РПС благодаря низкому порогу срабатывания и малой величине временной ошибки. Для эксперимента ОКА (ИЯИ-ИФВЭ) проведен перерасчет схемы малошумящей электроники считывания для снижения порога срабатывания пропорциональных камер при увеличенных нагрузках.

2. Впервые реализован принцип суммирования нескольких считывающих электродов для снижения временной ошибки при одновременном уменьшении числа каналов и достижения высокого разрешения времяпролетной детекторной системы в эксперименте HARP (ЦЕРН, Швейцария).
3. Исследования и разработка первой в мире специализированной интегральной схемы для времяпролетных применений ASIC NINO, на основе которой автором была построена система считывания времяпролетных камер РПС на 160 тыс. каналов для эксперимента ALICE (ЦЕРН, Швейцария).
4. Разработка системы считывания переднего сцинтилляционного годоскопа FW эксперимента HADES (ГСИ, Германия) на основе двухканальной структуры, позволившей объединить измерения времени и амплитуды в одном канале ВЦП.
5. Модернизация метода преобразования заряда в длительность (TOT метод) введением синусного формирователя, обеспечившим снижение ошибки и возможность расширенного использования TOT метода.

НАУЧНАЯ НОВИЗНА РАБОТЫ:

1. Впервые разработана многоканальная система низкопороговой накамерной электроники считывания, обеспечившая исследования мюонных камер РПС в эксперименте ATLAS (CERN, Switzerland), и послужившая прототипом для создания специализированной интегральной схемы.
2. Впервые создана и успешно отработала в реальном эксперименте HARP (CERN, Switzerland) многоканальная система считывания на основе принципа суммирования считывающих электродов тонкой

многозачорной РПС. Проведено детальное исследование характеристик электроники в том числе:

- зависимость временного разрешения от числа суммируемых стрипов;
 - зависимость временного разрешения от параметров сумматора и его составляющих элементов.
3. Впервые разработана, и исследована специализированная интегральная схема ASIC NINO для прецизионной многоканальной времяпролетной системы считывания эксперимента ALICE.
 4. Впервые разработана и создана для эксперимента ALICE многоканальная система считывания на основе специализированной интегральной схемы ASIC NINO и многозачорной РПС с временным разрешением около 60 пс.
 5. Впервые разработана двухканальная структура системы считывания переднего сцинтилляционного годоскопа FW эксперимента HADES (ГСИ, Германия) с использованием модернизированного TOT метода и измерением времени и амплитуды в одном канале ВЦП.
 6. Впервые предложен синусный формирователь для модернизации метода измерения заряда в длительность импульса TOT (Time Over Threshold) метода, преодолевший основные его недостатки. Метод успешно применен в электронике считывания в экспериментах HADES (GSI, Germany) и BM&N (ОИЯИ, Дубна).

АПРОБАЦИЯ РАБОТЫ И ПУБЛИКАЦИИ

Результаты работы докладывались на 4-ой, 5-ой и 6-ой международных конференциях по «Resistive Plate Chambers and Related Detectors» в Бьюти, Италия, 17-21 июня 1996г., в Наполи, Италия, 1997г., в Бари, Италия, 28-29 октября 1999г и в Коимбра, Португалия, 26-27 ноября 2001г, а также на VIII

международной конференции по «Instrumentation for Colliding Beam Physics», Новосибирск, Россия, с 28 октября по 6 марта 2002года.

Диссертация основана на работах, которые были опубликованы в период с 2003 по 2014 годы. Основные результаты диссертации опубликованы в журналах: «Приборы и техника эксперимента», «Ядерная Физика», «Nuclear Instruments and Methods in Physics Research», IEEE Transactions on Nuclear Science, «Nuclear Physics B Proceedings Supplements», «Physics of Atomic Nuclei», препринтах ИЯИ РАН, ИФВЭ и ОИЯИ.

СТРУКТУРА ДИССЕРТАЦИИ:

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения и списка литературы. Каждая из глав содержит краткое резюме её содержания. Основные выводы диссертации приведены в заключении. Объем диссертации 155 страниц, 88 рисунков, 7 таблиц и 29 наименований цитируемой литературы.

Представленная работа была выполнена в лаборатории Нейтринных взаимодействий Отдела Нейтринной Физики Института Физики Высоких Энергий (ИФВЭ) и Отделе Экспериментальной Физики Института ядерных исследований РАН, а также в CERN (Geneva, Switzerland) и GSI (Darmstadt, Germany).

АКТУАЛЬНОСТЬ ПРОБЛЕМЫ

Современное развитие исследований в области физики высоких энергий идет по пути создания новых крупномасштабных установок с прецизионными параметрами. Таковы проекты экспериментов ATLAS, CMS, ALICE, LHCb в ЦЕРНе (Швейцария) на Большом Адронном Коллайдере (БАК) с энергией 8 ТэВ.

Принципиальной составляющей таких проектов является создание новых типов детекторов, в том числе с высоким временным разрешением, для систем триггера первого уровня и идентификации частиц по времени пролёта. Любой современный детектор частиц состоит из собственно физической камеры и специально разработанной считывающей электроники. Такие масштабные детекторы должны обладать следующими возможностями:

- перекрытие больших площадей (до 100 м^2);
- работа в сильных магнитных полях;
- работа при больших нагрузках ($<10^3 - 10^4 \text{ Гц/см}^2$);
- временное разрешение для триггерных целей $\leq 1-2 \text{ нс}$;
- временное разрешение для измерения времени пролёта $\leq 100 \text{ пс}$;
- хорошее ($<1 \text{ см}$) координатное разрешение;
- низкое рассеяние мощности в окружающее пространство.

Столь масштабные проекты требуют пересмотра традиционных подходов к проектированию не только самих детекторов частиц, но так же и систем считывающей электроники, число каналов которой достигает сотен тысяч. Естественно, что при разработке таких многоканальных детекторов при прочих равных условиях основное внимание уделяется минимизации стоимости детектора в целом, включая накамерную считывающую электронику. Аналогичные тенденции свойственны и для экспериментов с фиксированной мишенью (см. например Гл.3, HARP). Таким образом, постановка экспериментов нового поколения потребовала разработки новых подходов и технологий для создания детекторов с высоким временным разрешением, а так же считывающей электроники, неразрывно связанной с параметрами конкретных детекторов.

Для крупномасштабных систем триггера первого уровня в мюонных спектрометрах в качестве газовых детекторов все чаще используют Резистивные Плоские Счетчики (РПС). В РПС газовое усиление происходит в однородном электрическом поле, что позволяет иметь временное разрешение $\sim 1-2$ нс при величине газового зазора 2 мм. Для их использования в новом поколении экспериментов необходимо было перейти в режим работы с усилением $\leq 10^8$, т.е. в лавинный режим. Кроме того, физика развития газового разряда в РПС принципиально позволяет достичь временного разрешения вплоть до нескольких десятков пикосекунд, что является очень привлекательным для создания многоканальных времяпролётных систем.

Однако столь высокие временные параметры детектора потребовали соответствующего роста полосы пропускания накамерной электроники, достигающей 500-1000 МГц, что поставило другую задачу – неискаженную передачу сигнала из камеры на вход многоканальной считывающей электроники. С этого момента камера с накамерной электроникой стали неразрывно связаны конечными параметрами детектора в целом, и в общем случае не могут быть успешно применены порознь. Кроме того, при создании прототипов считывающей электроники с полосой 500-1000 МГц рассеяние мощности по объективным причинам достигло величины нескольких Вт/канал и более, что превышает технические требования для экспериментов почти в 100 раз. Динамический диапазон сигналов, поступающих на вход предусилителя, составляет в среднем 200-600 при пороге дискриминации в 20-40 фКл. Таким образом, совокупность требований к системе считывающей электроники с числом каналов несколько сот тысяч приводит к необходимости рассмотрения ее как самостоятельной системы и предопределяет новые подходы к ее проектированию.

Выше перечисленные причины потребовали переосмыслить подходы к проектированию считывающей электроники для РПС, применив системный подход и новейшие технологии для ее создания. Актуальность вышеперечисленных аргументов определила тематику исследований, проведённых в данной диссертационной работе.

ГЛАВА 1. СОВРЕМЕННЫЕ ТЕНДЕНЦИИ ПОСТРОЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ АНАЛОГОВЫХ СИСТЕМ СЧИТЫВАЮЩЕЙ ЭЛЕКТРОНИКИ ВРЕМЯПРОЛЕТНЫХ ДЕТЕКТОРОВ, ПОСТРОЕННЫХ НА ОСНОВЕ КАМЕР РПС ЭКСПЕРИМЕНТОВ STAR, FOPI, HADES

1.1 РЕЗИСТИВНЫЙ ПЛОСКИЙ СЧЕТЧИК РПС КАК ИСТОЧНИК СИГНАЛА

Для измерения времени пролёта частиц в последнее время часто используются многозазорные РПС (МРПС) с величиной газового зазора в несколько сотен микрометров. Ширина и количество газовых зазоров зависят от требований, предъявляемых к этому детектору. Для экспериментов, где требуемая точность временной отметки порядка 1 нс, применяются РПС с одним газовым зазором 2 мм ширины[1,2].

Шумы РПС имеют близкий амплитудный спектр к спектру сигналов, но их частота мала и в рабочем диапазоне напряжений питания составляет ~ 10 кГц/м². Шумы растут с увеличением напряжения питания и при

сопротивлении электродов больше 10^{12} Ом·см оказывают значительное влияние на работу самой РПС. Шумовые разряды приводят к появлению внутри РПС областей с низким электрическим полем. Эффект омертвления РПС собственными шумами приводит к снижению эффективности камеры с ростом прикладываемого напряжения (если оно выше определённого значения).

Преимуществами РПС является использование негорючих газов, наполнение газом при атмосферном давлении, возможность легкого и дешёвого производства детектора с большой рабочей поверхностью. Однако МРПС с таким временным разрешением работает в режиме лавинного усиления и требует специальной высокочастотной и низкороговой накамерной электроники. К преимуществам МРПС можно отнести отсутствие длинных хвостов во временном спектре. При правильном подборе накамерной электроники временной спектр сигналов будет описываться распределением Гаусса[3].

Разработка специализированного электронного тракта подразумевает передачу полного зарядового спектра с эффективностью вплоть до 100%, что достигается применением малощумящего (около 25 мкВ приведенного ко входу шума) входного каскада с широкой полосой вплоть до 500 МГц. Эти жесткие требования обуславливают использование только накамерное исполнение электроники, при котором возможно сочетание свойств широкополосного малощумящего входного каскада и требования неискаженного считывания сигнала. Соотношение спектральных и пороговых характеристик требуемой электроники дает сочетание полосы частот вплоть до 300-500 МГц и величины порога 100-200 мкВ. При этом

собственные шумы входного каскада электроники оказываются соизмеримы с порогом, что приводит к требованию прецизионно малошумящей электроники [1].

Многозазорная камера (МРПС) имеет ряд преимуществ перед РПС с одним газовым зазором. Они связаны с наличием нескольких независимых газовых зазоров [3]. Так как на внутренние электроды МРПС непосредственно не прикладывается высокое напряжение, потенциал на каждом из них устанавливается за счёт электростатического поля и разрядного «темнового» тока, протекающего через газовые зазоры. Из-за высокого сопротивления электродов, разряды, вызванные прохождением частицы в каждом из зазоров, развиваются независимо друг от друга. Шумовые разряды в каждом из газовых зазоров тоже происходят независимо. Поэтому собственные шумы и большие внешние потоки излучения оказывают существенно меньшее влияние на эффективность и временное разрешение МРПС по сравнению с РПС с одним газовым зазором[4,5].

Основной недостаток МРПС – увеличение общего сопротивления электродов с увеличением их количества, что приводит к снижению нагрузочной способности МРПС.

Кроме того, многозазорная МРПС по толщине имеет более сложную диэлектрическую структуру, что сказывается на потерях и искажениях формы сигнала в считывающих электродах, особенно заметных при считывании длинными стрипами с обеих сторон[14,23].

1.2 ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ НАКАМЕРНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ ЭКСПЕРИМЕНТОВ STAR (БНЛ, США), FOPI И HADES (ГСИ, ГЕРМАНИЯ)

Для обзора систем считывающей электроники времяпролетных детекторов, построенных на основе наиболее распространенных в настоящее время камер РПС (резистивный плоский счетчик) рассмотрены эксперименты STAR (БНЛ, США), FOPI и HADES (ГСИ, Германия) как наиболее характерные. Сравнительные характеристики различных решений аналоговых трактов и их влияние на результирующие параметры времяпролетных систем в целом представлены в таблице 1.

Как следует из таблицы 1, временное разрешение камер минимально зависит от спектральных характеристик аналогового тракта считывающей электроники. Стоит рассмотреть интересную особенность, вытекающую из анализа спектральных характеристик аналоговых трактов считывающей электроники экспериментов STAR, FOPI и HADES.

<u>Параметр</u>	<u>STAR</u>	<u>FOPI</u>	<u>HADES</u>
Количество газовых зазоров	6	8	4
Величина зазора (мм)	0,3	0,22	0,3
Размер считывающего электрода (см/см)	6,3/3,1	90/0,34	60/2
Площадь детектора (м ²)	60	5	8
Эффективность (%)	95-97	98	>95
Плато рабочего напряжения (В)	500	600	200
Загрузка детектора (Гц/см ²)	10	30	700
Шумы детектора (Гц/см ²)	0,3	0,1	2-3
Временное разрешение (пс)	60	73	70
Взаимовлияние каналов (%)	10	0,5	0,5

Число каналов считывания	30 000	4480	2244
Полоса частот аналогового канала (МГц)	560	1500	2 000
Собственный джиттер электроники (пс)	24	20	20
Потребляемая мощность на канал (Вт)	1	1,3	1,1

Таблица 1. Таблица выборочных параметров времяпролетных систем экспериментов STAR, FOPI и HADES и их аналоговых трактов считывания.

Так, например, в экспериментах FOPI и HADES в аналоговом тракте используются усилители соответственно MAR-6 (Mini-Circuit) и BGM1013 (Phillips) с полосой пропускания 1,5 и 2 ГГц соответственно, а в эксперименте STAR усилитель MAX3760 (MAXIM) с полосой 560 МГц (рис.1). Разница в аналоговой полосе в 3-4 раза не сказывается на результирующем временном разрешении детектора, а собственный джиттер электронных трактов составляет около 20 пс, и не вносит в результирующее временное разрешение детектора существенного вклада.

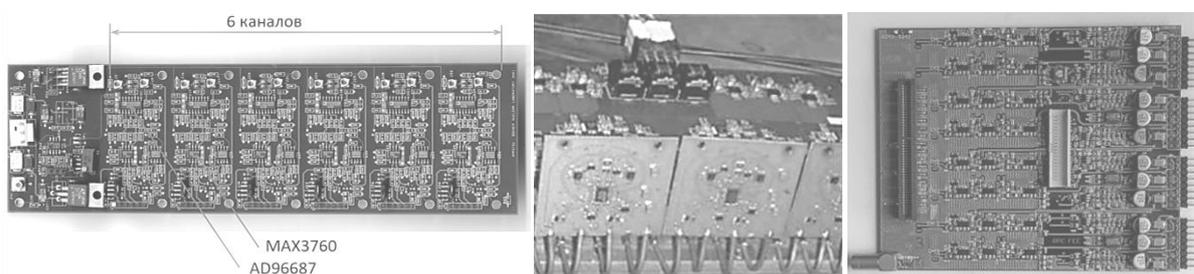


Рисунок 1. 6-канальная карта STAR слева, 32-канальная карта HADES в центре и 16-канальная карта эксперимента FOPI справа для времяпролетных систем считывания на основе камер РПС.

Собственный джиттер электронного тракта описывается приближенной формулой (1). Оценка соотношения амплитуды сигнала к шуму показывает величину 20, если взять в качестве амплитудного значения величину порога срабатывания 1мВ и уровень шумов 50 мкВ. При времени нарастания 0,5 нс собственный джиттер, рассчитанный по формуле (1), составит 25 пс, что вполне соотносится с данными таб. 1 с учетом ошибки измерения.

$$\sigma_t = (N / A) \times t_r \quad (1)$$

где σ_t - временной джиттер (с), N - амплитудное значение шума (В), A - амплитуда импульса (В), t_r - время нарастания импульса (с).

При среднеквадратичном сложении вкладов камеры и электроники в общее временное разрешение существенное влияние оказывает спектральная плотность шумов электроники, в частности фликкер компонента шума «1/f» [29]. Особенностью расчетов аналогового тракта является существенная зависимость спектральной плотности шумов от конкретной схемотехники [1].

Методика вычленения вклада электронного тракта из общего разрешения детектора очень важна и позволяет делать осознанный выбор параметров электроники, от которых зависят многие важные свойства системы в целом.

Аналоговый тракт (рис.2) системы считывания камер РПС эксперимента STAR [6] построен на основе интегрального усилителя MAX3760, предназначенного для оптоволоконных систем передачи данных с полосой 560 МГц при достаточно высоком коэффициенте усиления по напряжению около 30 для сигналов длительностью менее 1 нс. Входной импеданс усилителя составляет около 80 Ом, который складывается из входного сопротивления ИС MAX3760 50 Ом и последовательного резистора 39 Ом во входной цепи.

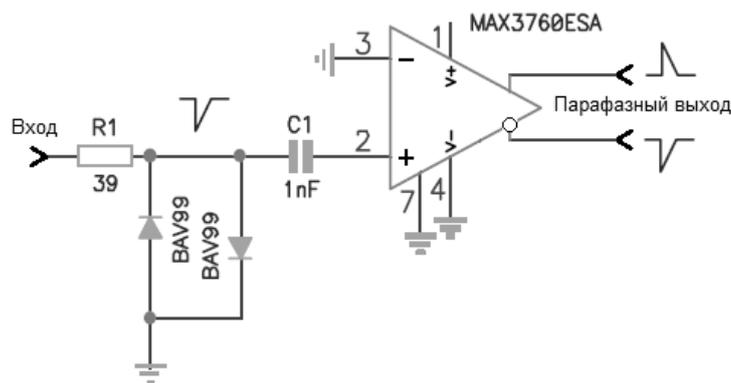


Рисунок 2. Схема предварительного усилителя для камер РПС эксперимента STAR.

Значение последнего выбрано экспериментально и помогает сгладить форму сигнала с анода камеры. Обычно входное сопротивление электродов камеры РПС не превышает 25 Ом, т.е. в 3 раза меньше.

Интересно сравнить взаимовлияние каналов считывания для различных типов считывающих электродов. В эксперименте STAR считывание осуществляется площадками размером 6,3 x 3,1 см с 10% взаимной помехи (табл.1). При этом взаимовлияние полосок (стрипов) в экспериментах FOPi и NADES не превышает величины 0,5%, по причине характера распространения электромагнитной волны при условии согласования полоски (стрипа) с двух сторон.

На рис.3 показана типичная осциллограмма сигнала, приходящего с анода камеры РПС. При этом форма импульса складывается из нескольких компонент; главной составляющей из них являются линии связи разной длины, соединяющие анод камеры с входом усилителя. Для сигнала короче 1 нс такие несогласованные линии формируют на выходе усилителя с полосой 500 МГц импульс сложной формы со значительными искажениями. Минимизировать такие искажения возможно только при накамерном исполнении считывающей электроники. В данном случае же входное сопротивление камеры около 25 Ом нагружено на коаксиальный кабель 50

Ом, рассогласованный входным сопротивлением усилителя 80 Ом. Таким образом, сигнал на входе усилителя камеры должен быть искажен значительно больше, чем на рис. 3.

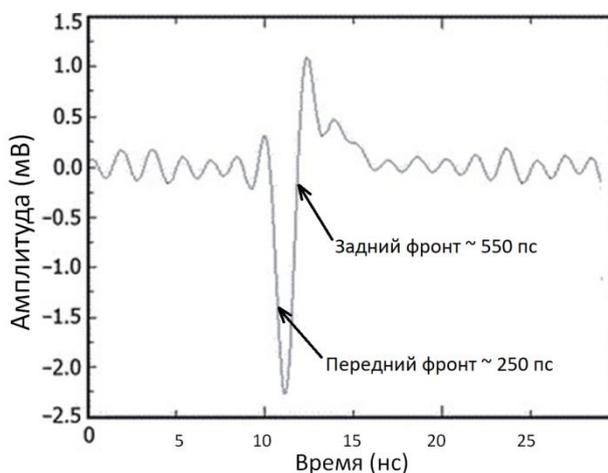


Рисунок 3. Осциллограмма типичного импульса с анода камеры РПС.

Для выполнения процедуры время-амплитудной коррекции тракты электроники экспериментов STAR [6] и FOPI [5] используют наряду с временными каналами измерений параллельные каналы измерения амплитуд. Они выполнены по традиционной схеме разветвления аналогового сигнала на временной канал с оцифровкой в ВЦП и амплитудный канал с оцифровкой в АЦП. По устоявшейся традиции разветвление сигнала происходит на выходе предусилителя с полосой 500 и 1500 МГц соответственно. Такой высокочастотный сигнал, изрезанный искажениями, передается на вход АЦП. Введение интегратора или узкополосного усилителя упростили бы задачу оцифровки амплитуды для время-амплитудной коррекции.

Современные системы считывания используют все чаще метод преобразования заряда в длительность импульса, называемого TOT (Time Over Threshold) методом и его различными вариациями. На начальном этапе развития TOT метода точность его реализаций была ограничена, как например, в эксперименте HADES[4]. В этом эксперименте была применена

ИС BGM1013 (Phillips) с полосой пропускания 2 ГГц и усилением около 30 дБ, сигнал на выходе которой разветвляется на быструю и медленную схемы для преобразования напряжения во временной интервал по принципу Вилкинсона.

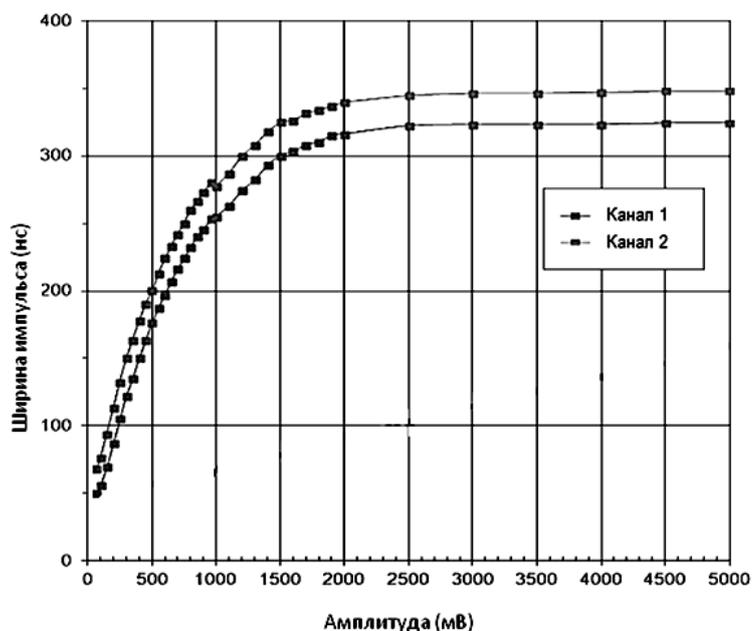


Рисунок 4. Графики зависимости двух каналов прототипа преобразователя напряжения во временной интервал ТИСС (ГСИ, Германия) по принципу Вилкинсона для времяпролетной считывающей системы эксперимента NADES.

Принцип принудительного коммутирования заряда конденсатора имеет ограничения. Со стороны малых амплитуд диапазон преобразования ограничен аналоговыми ключами схемы, обладающими конечными параметрами по внутреннему сопротивлению и скорости коммутации, а со стороны больших амплитуд метод ограничен амплитудным диапазоном электронных компонентов и напряжением питания схемы (рис. 4). Кроме того, метод не решил главной проблемы всех реализаций метода преобразования напряжения во временной интервал - неоднозначности передаточной характеристики, когда одному значению заряда может соответствовать несколько значений длительности.

ВЫВОДЫ К ГЛАВЕ 1.

1. В процессе построения экспериментов STAR, FOPI и HADES сформировался опыт разработки многоканальных детекторов и систем считывающей аналоговой электроники. В результате появился тренд в сторону значительного усложнения функциональности, применения новых методик, потребовались каналы считывания с новым набором параметров, с низкими шумами и высоким коэффициентом преобразования.
2. Требования многоканальности камер привели к необходимости накамерного исполнения считывающей электроники, введения дополнительных функций, таких как ТОТ-преобразование для выполнения время-амплитудной коррекции.
3. В полной мере накамерной реализации считывающей электроники удовлетворяет исполнение с использованием специализированных интегральных схем (СИС), специально разработанных для времяпролетных применений.

ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА АНАЛОГОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ СЧИТЫВАНИЯ ТРИГГЕРНЫХ ДЕТЕКТОРОВ ЭКСПЕРИМЕНТОВ ATLAS И ОКА (ИСТРА-М).

Отбор событий для физического анализа проводится с помощью триггерной системы установки. Триггерная система детекторов является ключевой компонентой экспериментов и служит для уменьшения потока данных с детектора.

2.1 РАЗРАБОТКА НАКАМЕРНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ СЧИТЫВАНИЯ ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ ПРОТОТИПОВ РЕЗИСТИВНЫХ ПЛОСКИХ

СЧЕТЧИКОВ (РПС) ДЛЯ МЮОННОЙ СИСТЕМЫ ЭКСПЕРИМЕНТА ATLAS.

Одним из двух основных детекторов на коллайдере LHC является ATLAS. Вместе с детектором CMS он относится к детекторам общего назначения, основной задачей которых является поиск бозона Хиггса и суперсимметричных частиц. Данная работа была выполнена для триггерной системы ATLAS на время первого сеанса работы Большого Адронного Коллайдера (БАК), проведенного в период с 2009 по 2013 гг.

2.1.1 ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К МЮОННЫМ КАМЕРАМ НА ОСНОВЕ КАМЕР РПС ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТА ATLAS.

Задачей триггерных камер РПС мюонного спектрометра является быстрое получение информации о треках частиц, пересекающих камеру, позволяющее триггеру первого уровня L1 определить их количество и энергию.

Внутренний и внешний слой РПС камер (рис. 5) служат триггером мюонов с большими поперечными импульсами 9-35 ГэВ/с. Внутренние слои являются триггером для мюонов с относительно малыми поперечными импульсами 6-9 ГэВ/с.

Камера РПС состоит из двух детекторов. Каждый детектор имеет два детектирующих слоя, разделенных газовым промежутком в 2 мм. С обоих детектирующих слоев, стрипы которых взаимно ортогональны, считываются сигналы.

Создание мюонной системы эксперимента ATLAS начиналась, когда теория резистивных плоских камер еще не обеспечивала их практического использования в экспериментах на Большом Адронном Коллайдере.

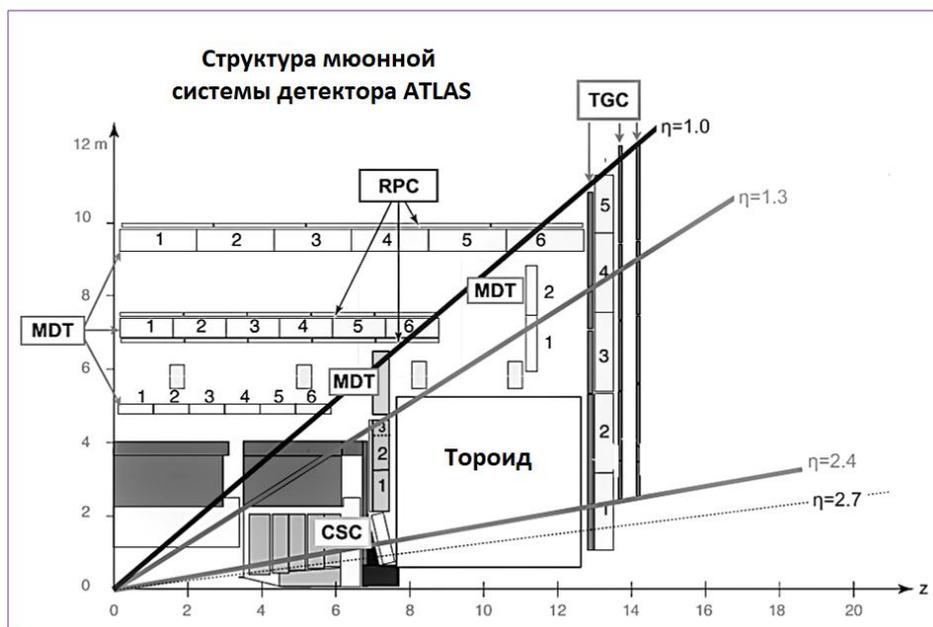


Рисунок 5. Схема размещения триггерных камер мюонного спектрометра ATLAS.

В эксперименте ATLAS для камер RPC ширина газового зазора составляет 2 мм, в нем происходит развитие разряда от прохождения частицы. Такая величина газового промежутка обеспечивает достаточно высокую эффективность детектора, достигающую 99%.

Для RPC используется газовая смесь [23], содержащая $\geq 90\%$ тетрафторэтана с добавками изобутана и шестифтористой серы. Продувка камеры осуществляется постоянно.

Высоковольтное напряжение подаётся на внешние поверхности электродов через тонкие слои графита или специальной токопроводящей краски, чтобы обеспечить прозрачность для сигнала, индуцированного на сигнальные электроды [23].

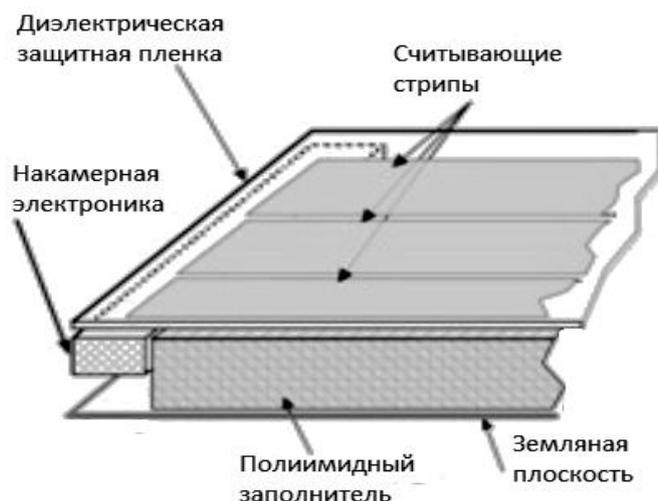


Рисунок 6. Структура считывания мюонных камер РПС эксперимента ATLAS.

Сигнальные электроды изготавливаются в виде длинных полос (стрипов) из металлической фольги (рис.6). Они отделены от высоковольтных электродов изоляционными листами лавсана (майлар), чтобы на стрипы не попадало высокое напряжение и токи смещения. В эксперименте ATLAS на РПС используются сигнальные элементы в виде стрипов. Ширина стрипов равна 28 мм, шаг стрипов – 30 мм. На каждой камере расположен слой продольных стрипов (вдоль длинной стороны РПС) и слой поперечных стрипов (вдоль короткой стороны). Эти слои прижимаются к противоположным электродам и позволяют определять две координаты частицы. Чтение стрипов осуществляется с одного конца, тогда как другой нагружен на сопротивление равное волновому сопротивлению стрипа около 25 Ом. В отличие от одиночной стриповой панели, находящейся в свободном пространстве, импеданс считывающей панели в составе камеры РПС имеет более сложный характер, неравномерно распределенный по длине стрипа. Это проявляется в размытии значения импеданса, искажениях формы импульса и значительного затухания [23] высокочастотной составляющей сигнала на выходе.

2.1.2 ОСНОВНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ МЮОННЫХ КАМЕР РПС И ИХ СВЯЗЬ С ХАРАКТЕРИСТИКАМИ АНАЛОГОВОГО ТРАКТА ЭЛЕКТРОНИКИ СЧИТЫВАНИЯ.

РПС, работающие при низком газовом усилении в лавинном режиме, достаточно высокоэффективны при потоках частиц до 1 кГц/см^2 . Это позволяет использовать РПС на больших адронных коллайдерах, таких как ЛНС, где мюонные детекторы могут работать при нагрузках шумовыми нейтронами и гамма-квантами в несколько десятков Гц/см^2 в центральной части детектора и в несколько тысяч Гц/см^2 в направлении первичного импульса.

Ограничение эффективности регистрации при больших нагрузках вызвано снижением электрического поля в газовом промежутке при большом токе, текущем через резистивные электроды. Улучшение нагрузочной способности РПС при использовании низкорезистивных электродов недостаточно, что приводит к необходимости перехода в режим с низким (10^6 - 10^7) газовым усилением. В этом случае сигнал слабее, более локализован, а импульс тока намного короче по времени. Поэтому требуется электроника с большим усилением $\sim 100 \text{ мВ/пКл}$ для РПС и полосой пропускания до $\sim 50 \text{ МГц}$ (для триггерных применений).

Для большинства газов область напряжений, в которой РПС может работать в лавинном режиме, ограничено появлением стримерного сигнала. Это нежелательное явление, которое приводит как к резкому увеличению заряда, снижающему загрузочную способность, так и к увеличению множественности срабатывания стрипов. Последнее вызвано низким порогом дискриминации, необходимым для работы РПС в лавинном режиме. Обычно рабочая область напряжений определяется как часть «плато», где вероятность возникновения стримера (рис.7) составляет менее 1%.

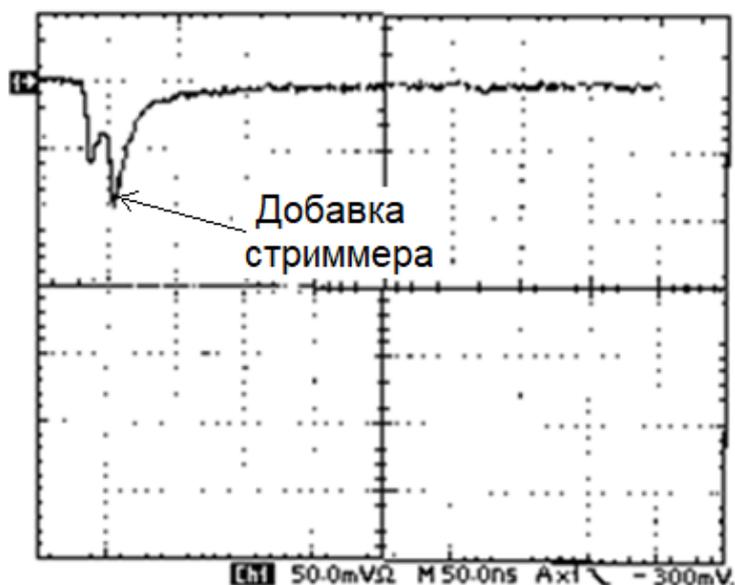


Рисунок 7. Форма импульса с камеры РПС с добавкой стримера.

2.1.3 РАЗРАБОТКА ПРОТОТИПА КАНАЛА СЧИТЫВАЮЩЕЙ ЭЛЕКТРОНИКИ МЮОННЫХ КАМЕР ЭКСПЕРИМЕНТА ATLAS.

Исследования камер РПК как прототипа детектора мюонной системы в эксперименте ATLAS потребовало разработки аналогового тракта электроники с параметрами, трудно реализуемыми в случае использования в виде набора стандартных модулей, например, LeCroy или CAEN.

Используемые в начальный период газовые смеси и подбор режимов работы прототипов камер потребовали от аналогового электронного тракта

возможности достижения порогов регистрации вплоть до сотен микровольт. Такие величины порога достижимы только для малошумящего электронного тракта. При этом предпочтительно накамерное исполнение аналоговой электроники, когда достижимы минимальные паразитные параметры связи детектора и входной части усилителя, а также короткое и надежное соединение по общему проводу (земле).

На таких принципах был разработан 16-канальный накамерный модуль низкорогового усилителя-дискриминатора для тестирования камер РПС мюонной системы ATLAS, основные параметры которого представлены в таблице 2.

<u>Параметр</u>	<u>Величина</u>	<u>Размерность</u>
Задержка срабатывания для сигналов 2-200 $U_{\text{пор}}$	4,6	нс
Джиттер выходного сигнала для сигнала 5 $U_{\text{пор}}$	0,15	нс
Минимальный порог считывания	60	мкВ
Минимальная длительность импульса	3	нс
Коэффициент усиления	300	-
Величина шумового напряжения	25	мкВ
Взаимовлияние каналов считывания	-52	дБ
Разброс порогов дискриминации	20	%
Число каналов считывания в карте	16	-
Полоса частот аналогового канала (МГц)	44	МГц
Потребляемая мощность на канал (Вт)	0,45	Вт

Таблица 2. Основные параметры канала считывания накамерного 16-канального модуля низкорогового усилителя-дискриминатора для тестирования камер РПС.

Спектр сигнала, регистрируемого с камеры, составляет приблизительно 170 МГц, длительность фронта 1,5-2 нс, а спад около 3 нс [1]. Минимальный заряд, выделенный в камере, составляет около 0,3 пК, что соответствует уровню напряжения 170 мкВ на стрипе, согласованном с двух сторон импедансными сопротивлениями 25 Ом [1]. Отсюда вытекают требования к электронике считывания по минимальному порогу считывания 100 мкВ, при собственном приведенном ко входу шуме на уровне 25 мкВ. Собственный временной выбег не должен превышать величину 1-2 нс во всем диапазоне сигналов с камеры при коэффициенте усиления 200-300. Достичь столь высоких параметров аналогового тракта в их совокупности весьма затруднительно, а значит, традиционными методами проектирования эта цель недостижима.

При разработке низкорогового усилителя для камер РПС требуемые параметры были реализованы за счет оптимизации его частотных и шумовых свойств. Снижение шумов, приведенных к входу усилительного каскада в заданной полосе частот, возможно за счет использования малошумящих транзисторов, свойства которых недостижимы в интегральной схемотехнике. Интегральные схемы позволяют реализовать наибольшее произведение коэффициента усиления на полосу частот. В данном случае позволяют достичь минимального приведенного ко входу шума 25 мкВ в широкой полосе частот.

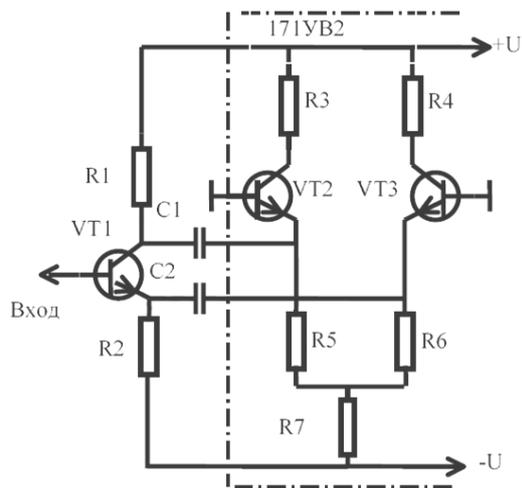


Рисунок 8. Упрощенная схема комбинации малошумящего входного каскада на транзисторе КТ399А и дифференциального входа универсальной ИС 171УВ2.

Улучшить шумовые свойства интегральных схем 171УВ2 (русский аналог популярной ИС усилителя mA733) и достичь предельных значений приведенных к входу шумов возможно, изменив стандартную схему включения его входного дифференциального каскада и образовав каскодную схему с внешним малошумящим транзистором, как это показано на рис. 8. Такое решение позволяет решать отдельно задачи построения оптимально согласованного по шумам входного каскада на малошумящем дискретном транзисторе и получения большого коэффициента усиления на универсальной ИС 171УВ2.

Схема включения транзистора VT1 является смешанным включением: общий эмиттер и общий коллектор плюс общая база (ОЭ-ОК)+ОБ и по основным параметрам совпадает с каскодной схемой: общий эмиттер и общая база (ОЭ-ОБ), так как образуется сочетанием схем включения (ОЭ-ОБ) и (ОК-ОБ). Как показано на рис.8, внешний малошумящий транзистор VT1 КТ399А и транзисторы VT2 и VT3 дифференциального каскада ИС 171УВ2 образуют каскодную схему включения (ОЭ-ОК)+ОБ, которая в отличие от

стандартной схемы включения с ОЭ обладает преимуществами по шумам благодаря симметричному включению транзистора VT1, а также имеет большую площадь усиления. Это становится очевидным ввиду того, что схема включения входного каскада ИС 171УВ2 изменяется с ОЭ на ОБ обладающего значительно большей $f_{гр}$.

Введение внешнего относительно ИС 171УВ2 транзисторного каскада обеспечивает усилителю входные шумовые свойства малошумящего транзистора, симметричную противофазную передачу сигнала дифференциальному каскаду и компенсацию шумов в нем на 3 дБ, а также расширение частотного диапазона схемы. Шумовая ЭДС ($e_{ш.вх.}$), пересчитанная к базе транзистора VT1, содержит составляющую шума входного каскада транзистора VT1 ($e_{ш.}$), ослабленную дифференциальным каскадом на 3 дБ, и незначительную составляющую шума транзисторов VT2 и VT3 ($e_{ш.}/K_i$), деленную на коэффициент усиления по току (K_i) каскада на VT1, как показано в формуле (2).

$$e_{ш.вх.} = (e_{ш.} + 2e_{ш.}/K_i)/\sqrt{2} \quad (2)$$

где, $e_{ш.вх.}$ – э.д.с. шума, приведенная ко входу каскада, $e_{ш.}$ – э.д.с. шума каскада, K_i – коэффициент передачи по току каскада.

Режим короткого замыкания по переменному току для цепей коллектора и эмиттера транзистора VT1 означает отсутствие усиления по напряжению и практически одинакового усиления по току (>50) в этих цепях. Одинаковые усиления и импедансы этих цепей обеспечивают равные спектры в этих цепях, что обеспечивает условия среднеквадратичного сложения шумовых компонент в дифференциальном каскаде со снижением уровня случайной составляющей шума в $\sqrt{2}$ раз. При этом равные по амплитуде и противофазные сигнальные составляющие складываются в дифференциальном каскаде линейно.

Принцип компенсации шумов моделировался в системе PSPICE, что иллюстрируется на рис. 9, на котором показана модель входного малошумящего каскада и результаты расчетов противофазных импульсов тока с выходов коллектора и эмиттера транзисторного каскада Q1 (малошумящий транзистор Phillips BFR92A, 5GHz). На рис. 10 показаны PSPICE эюры расчетных импульсов тока противоположной полярности и одинаковой амплитуды, воздействующих на входы дифференциального каскада на транзисторах Q2 и Q3. Эюры показывают комплиментарность токов при симметричности формы импульсов. Таким образом, необходимое условие квадратичного сложения шумовых спектров выполнено. Одинаковые амплитуды и формы импульсов в коллекторе и эмиттере входного транзисторного каскада указывают на идентичность их шумовых спектров.

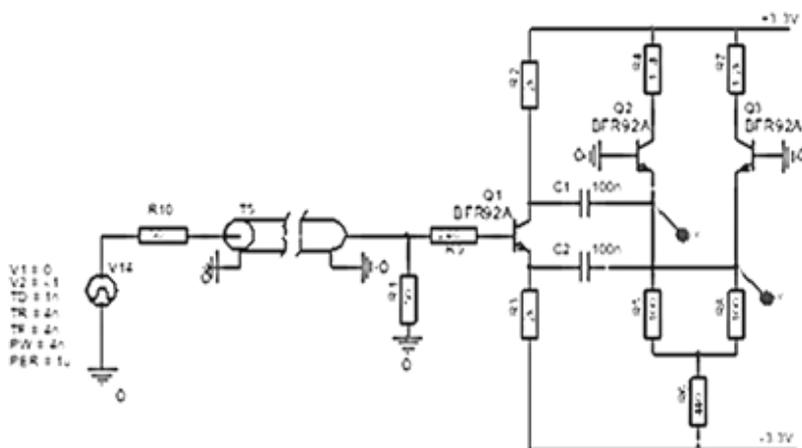


Рисунок 9. PSPICE модель входного каскада усилителя с компенсацией шумов входного транзистора.

Проверка компенсации шумов и снижения их уровня в 1,4 раза проводилась на прототипе малошумящего усилителя. Для сравнения в схему были внесены изменения, устранявшие симметричную связь транзисторного каскада, для чего выход эмиттера (правый вывод конденсатора C2) отсоединялся от эмиттера транзистора VT3 и соединялся с общим проводом.

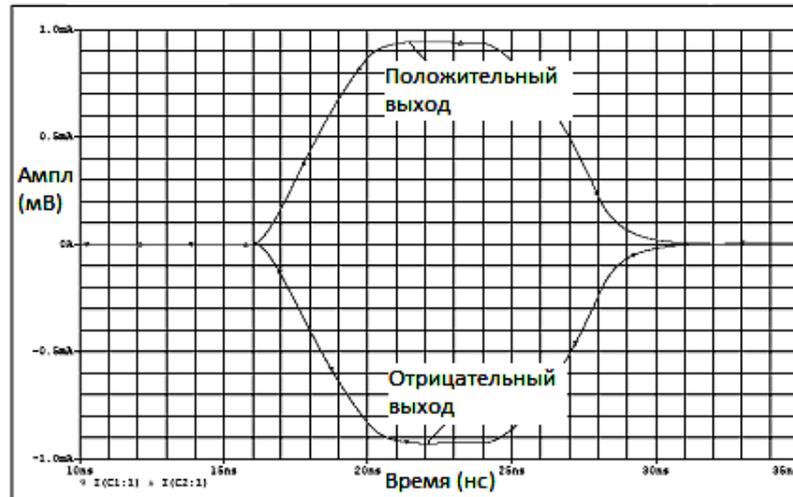


Рисунок 10. PSPICE эпюры симметричных импульсов тока через конденсаторы C1 и C2, иллюстрирующие принцип компенсации уровня шумов схемы, изображенной на рис. 9.

При этом режим работы схемы по постоянному току оставался неизменным, что обеспечивало корректное сравнение. В результате импульс тока в коллекторе транзистора VT1 удваивался за счет устранения обратной связи по цепи его эмиттера. Таким образом, суммарная амплитуда оставалась прежней, а уровень шумов снижался приблизительно в 1,4 раза.

Шумы универсальной ИС усилителя 171УВ2 (паспортный шум примерно 250 мкВ) в результате комбинации с входным малошумящим транзисторным каскадом удалось снизить на порядок до 25 мкВ. При этом расширилась полоса частот усилителя. Так, если стандартной схеме включения ИС 171УВ2 соответствует пара $K_u = 200$ и $t_{фр} = 11$ нс ($GainBandWidth = 6,3$ ГГц), то описываемый усилитель характеризуется парой $K_u = 300$ и $t_{фр} = 8$ нс ($GainBandWidth = 13,1$ ГГц), т.е. полоса единичного усиления расширилась вдвое. Достигнуто это за счет изменения схемы включения усилительных каскадов со схемы включения ОЭ на более высокочастотную с ОБ.

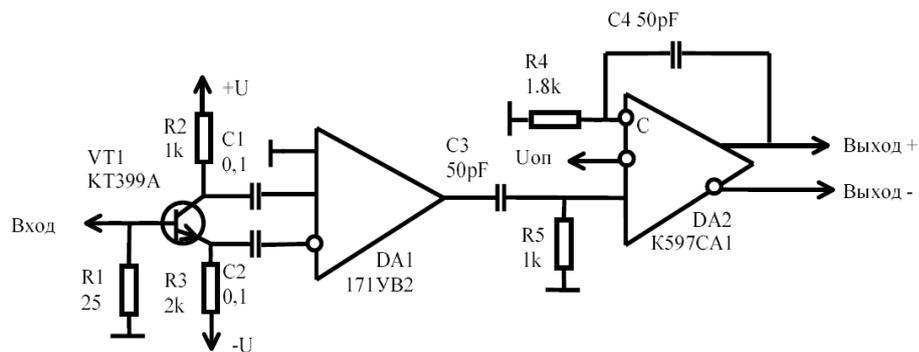


Рисунок 11. Упрощенная принципиальная схема одного канала низкопорогового усилителя-дискриминатора для камер РПС.

Низкопороговый усилитель-дискриминатор для камер РПС был выполнен в виде накамерной 16-канальной карты, один канал которой описывается упрощенной принципиальной схемой, представленной на Рис.11.

При проектировании были исследованы характеристики двух быстродействующих компараторов КР597СА1 и AD96685, представленные на рис.12. Несмотря на сходство их амплитудно-временных характеристик (изменение времени задержки в обоих составило 4,5 нс), временной джиттер (дрожание фронта импульса при неизменной амплитуде) существенно отличается. У компаратора КР597СА1 величина джиттера составила $t_{дж} = 600$ пс, а у компаратора AD96685 – $t_{дж} = 150$ пс.

При изучении характеристик камер РПС практически удавалось устанавливать порог срабатывания низкопорогового усилителя-дискриминатора в среднем на уровне 250 - 500 мкВ, что при уровне шума 25 мкВ обеспечивало десятикратное превышение сигнала над шумом, необходимым для достижения минимального джиттера.

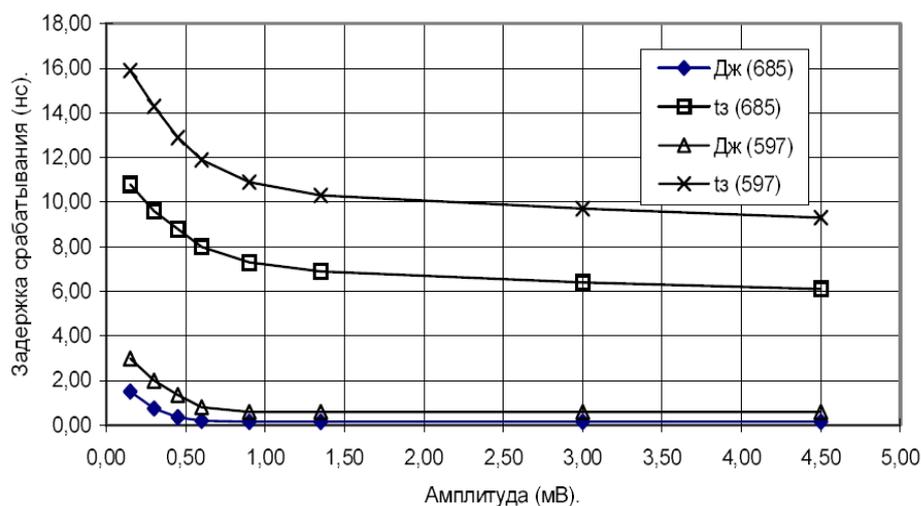


Рисунок 12. Зависимость времени задержки t_3 и джиттера $t_{дж}$ от амплитуды входного сигнала при $t_{и} = 10$ нс.

Низкопороговый усилитель-дискриминатор для камер РПС использовался для тестирования прототипов камер РПС в пучковых тестах в ИФВЭ, г. Протвино на ускорителе У-70 и в ЦЕРН на тестовом канале Н8 ускорителя SPS эксперимента ATLAS.

В рамках работ по исследованиям прототипов камер РПС для мюонного триггера эксперимента ATLAS с применением низкопорогового дискриминатора были изучены характеристики камер при различных величинах газовых промежутков, зарядовые и временные характеристики камер при подборе оптимальной газовой смеси, влияние конструктивных особенностей камер на множественность срабатывания и перекрестные помехи в стриповых панелях. Результаты этих исследований представлены в работах [].

Принципиальным вопросом при разработке аналоговой электроники для многоканальных детекторов является необходимость использования интегральных схем в каналах считывания. Это обусловлено как необходимостью снижения массы, габаритов и энергопотребления, так и возросшими требованиями к функциональным особенностям аналоговых

трактов, таких как более сложные способы формирования сигналов с камеры и малошумящие свойства.

Основным требованием к мюонным камерам РПС является величина временного сдвига в пределах 1,5 - 2 нс во всем диапазоне входных амплитуд сигнала. Временной сдвиг (слювинг) электронного тракта максимален в районе технического порога, поэтому важно обеспечить возможность перераспределения коэффициента преобразования между газовым усилением в камере и порога электронного канала как компромисс по следующим параметрам:

- минимальной составляющей стримера в камере;
- минимального уровня взаимовлияния каналов (множественности срабатывания стрипов);
- минимального слювинга во всем динамическом диапазоне зарядов.

В конечном итоге, такой компромисс привел к величине слювинга 1,5 нс, благодаря исследованиям конструкции камер РПС, найденной новой газовой смеси, а также возможностям низкороговой электроники, специально разработанной для этих исследований.

Опыт разработки малошумящего усилителя-дискриминатора был использован сначала в постановке задачи на проектирование СИС DIE, а затем в последующих итерациях доводки СИС DIE.

К моменту создания детекторов для экспериментов ATLAS и ОКА практика разработки специализированных интегральных схем (СИС) не располагала опытом создания малошумящих и при этом широкополосных экземпляров. Этому были две основных причины. Первая причина заключалась в отсутствии прототипов или, иначе говоря, новых продуктивных идей, которые могли бы лечь в основу таких разработок. Действительно, разработка СИС не подразумевает серьезного этапа

исследований и анализа всей совокупности проблем, а из-за ограниченности времени и средств зачастую довольствуется достижимыми, а не требуемыми параметрами. Вторая причина состояла в ограниченности выбора технологий производства СИС, позволяющих реализовать возрастающие требования к СИС перспективных экспериментов.

Методологически разработка малошумящего усилителя-дискриминатора для камер РПС была важна, так как параллельно с ней шла работа по выработке требований и формулированию технического задания для разработки СИС под наименованием D1E, предназначенной для использования в камерах РПС мюонной системы эксперимента ATLAS с числом каналов 380 тыс. Выбранная для производства СИС D1E технология «Арсенида Галлия» запрещена для использования в России. На российских участников проекта разработки СИС D1E было наложено эмбарго, но неформальное участие россиян итальянской стороной не ограничивалось.

Разработкой СИС D1E [24] руководила группа итальянских ученых из университета Рим-2. Для собственных исследований камер РПС итальянские коллеги использовали стандартные модули электроники фирмы LeCroy. По этой причине опыт собственной разработки прототипов аналоговой электроники считывания у них отсутствовал, что компенсировалось успешным опытом разработки малошумящего усилителя-дискриминатора российской группой.

8-канальный чип [24], построенный по классической схеме – предусилитель и следующий за ним сверхбыстрый компаратор с однофазным выходом в уровнях ЕСЛ, был выполнен по технологии 0,6 μm GaAs MESFET в Бельгийском подразделении американской фирмы GIGABITLOGIC с параметрами: 100 ГГц единичного усиления, длительностью фронта 1.5 нс, собственным шумом, приведенным к входу 50 мкВ, коэффициентом

усиления 500, потребляемой на один канал мощностью 25 мВт (без выходного драйвера ЕСЛ), площадью кристалла $1,5 \times 2,3 \text{ мм}^2$. По различным причинам развитая технология «Арсенида Галлия» не обеспечила СИС ДИЕ требуемые параметры такие, как чувствительность и совместимость с системой сбора данных.

В реальности чип обладал опубликованными параметрами только по отдельности. Так, например, при достаточно низком уровне шумов 50 мкВ минимальный порог составлял 0,8 мВ – это величина его минимального напряжения смещения входа. Но и этот уровень не удалось обеспечить ввиду малозначимых на первый взгляд ошибок в постановке задачи. Выходной каскад по причине недостатка ножек выбранного корпуса чипа оказался однофазным. Это привело к такому уровню помех, что минимальный достижимый порог по причине помехи от собственного выходного каскада невозможно было установить ниже 10 мВ. Так последовательность ошибок в техническом задании на проектирование чипа привела к необходимости принятия специальных мер по введению дополнительных элементов на входе и выходе каждого канала. Для исправления недостатков чипа пришлось пожертвовать как его низким энергопотреблением, так и заявленными параметрами полосы пропускания [24]. Стоимость канала считывания также выросла примерно вдвое.

Во время проведения исследований и коррекции параметров нового чипа СИС ДИЕ методические исследования обеспечивались низкопороговым дискриминатором для камер РПС, разработанным автором.

2.2 РАЗРАБОТКА НАКАМЕРНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ МЮОННОЙ СИСТЕМЫ ЭКСПЕРИМЕНТА ОКА (ИСТРА-М).

В 1975 году Институтом Ядерных Исследований АН СССР была инициирована программа исследования редких распадов π и K -мезонов на

ускорителе У-70 в ИФВЭ. Установка ИСТРА, спроектированная для выполнения этой программы, была создана на канале адронов с энергией ~ 25 ГэВ на ускорителе У-70. К середине восьмидесятых годов на этой установке была получена серия новых результатов по распадам К-мезонов, большая часть из которых была представлена на международных конференциях и вошла в таблицы элементарных частиц.

Дальнейшее развитие этой программы потребовало существенной модернизации установки, которая была проведена по следующим направлениям:

- совершенствования трековой системы вторичных частиц;
- создания прецизионного широкоапертурного магнитного спектрометра;
- создания быстродействующего координатного детектора для работы в пучке интенсивностью $2 \times 10^7 \text{ с}^{-1}$;
- создания адронного калориметра и мюонного идентификатора;
- совершенствования детекторов электронов и гамма-квантов;
- создания охранной системы, сопровождающей редкие распады;
- развития триггерной системы с целью повышения ее быстродействия и эффективности.

Развитие триггерной системы эксперимента ОКА-ИСТА-М (ИФВЭ, г. Протвино), в частности модернизация пропорциональных проволочных камер привело к необходимости повысить их загрузочные характеристики при интенсивности первичного пучка не менее $2 \times 10^7 \text{ с}^{-1}$. Увеличение загрузочной способности камер достигается снижением напряженности поля в газовом зазоре с изменением зарядового спектра сигналов.

Желание увеличить загрузочную способность камер привело к снижению средних зарядов спектра до величин порядка 1 мкА на проволочку. При типичном характеристическом импедансе проволочки примерно 200 Ом это соответствует напряжению на ней около 200 мкВ. Стандартные карты накамерных усилителей-дискриминаторов, применявшиеся для считывания пропорциональных камер, обеспечивали минимальный достижимый порог регистрации на уровне 4 - 5 мкА, при этом установка порога регистрации представляет собой компромисс между перекрестными помехами в каналах электроники и величиной эффективного порога. Трудности в достижении такого компромисса характеризуют ситуацию, когда шумовые и спектральные свойства существующей электроники достигли технических пределов для данного типа усилителя-дискриминатора.

Структура построения многоканальной считывающей электроники для тестирования камер РПС состояла из 16-канальных карт накамерного исполнения со 50-Омными коаксиальными входами и парафазными цифровыми выходами в стандарте ЕСЛ.

2.3 РАЗРАБОТКА АНАЛОГОВОГО ТРАКТА НИЗКОПОРОГОВОГО ДИСКРИМИНАТОРА ДЛЯ ПРОПОРЦИОНАЛЬНЫХ КАМЕР ЭКСПЕРИМЕНТА ОКА (ИСТРА-М).

Требования развития эксперимента ИСТРА-М (ИФВЭ, ИЯИ РАН) привели к необходимости повысить загрузочную способность пропорциональных проволочных камер для условий пучковых загрузок $\sim 3 \cdot 10^6$ на сброс пучка 1,9 с, что достигается снижением напряженности электрического поля в газовом зазоре [2].

Успешное использование низкопорогового усилителя-дискриминатора для камер РПС послужило обоснованием адаптировать это схемотехническое

решение для условий применения пропорциональных камер в эксперименте ОКА-ИСТРА-М.

В отличие от камер РПС, где характерные импедансы стриповых панелей составляют от 10 до 25 Ом, импеданс проволоочки пропорциональных камер составляет примерно 200 Ом. Для сохранения низкого уровня приведенного к входу шума предпочтительно трансимпедансное исполнение входного каскада, в котором входное сопротивление каскада обеспечивается параметрическим способом. Такой трансимпедансный каскад (рис.13) позволяет исключить потерю сигнала вдвое на пассивном согласующем резисторе и в полной мере реализовать его малошумящие свойства. Входное трансимпедансное (обеспеченное параметрами схемы) сопротивление каскада 200 Ом формируется за счет отрицательной обратной связи по напряжению через резистор R3 сопротивлением 2,2 кОм. Введение резистивной обратной связи через резистор R3 не сказывается на симметричности нагрузки каскада по эмиттерному и коллекторному выходам, необходимой для компенсации шумов. Номинал резистора 2,2 кОм в 100 раз выше входного импеданса последующего каскада 20 Ом, рассчитанного как отношение термического коэффициента с размерностью напряжения $U_t = 25$ мВ к току эмиттера транзисторов Q2,Q3 (см. рис.13) $I_e=1,25$ мА.

Для трансимпедансных, как и для зарядочувствительных, усилителей шумовые свойства можно оценивать в зарядах, отнесенных к заряду электрона. В зависимости от типа применяемого малошумящего транзистора шумы усилителя для пропорциональных камер составили $(2500 - 3000)e$ для транзистора КТ399А и $(3000 - 3500)e$ для транзистора КТ363А в полосе частот 44 МГц. Остальные параметры усилителя совпадают с его исполнением для камер РПС.

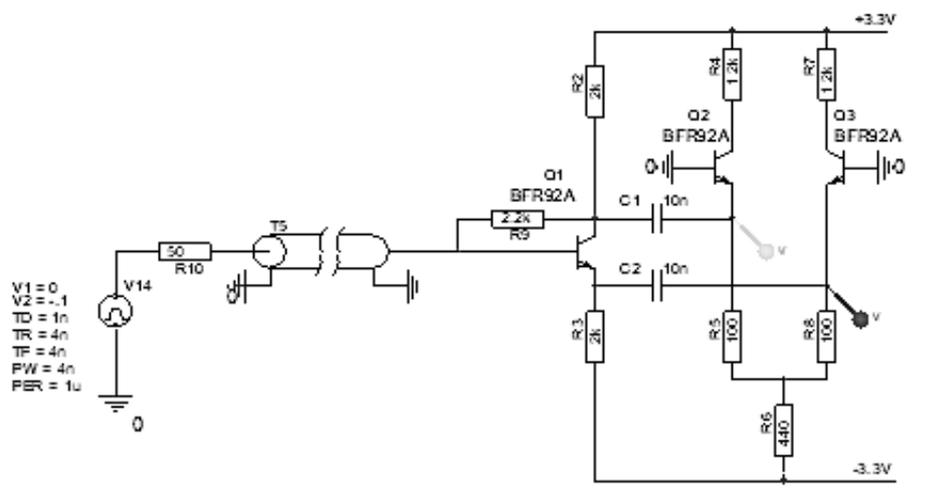


Рисунок 13. PSPICE-модель входного каскада усилителя для пропорциональных камер эксперимента ОКА-ИСТРА-М с компенсацией шумов входного транзистора.

Перераспределение усиления в электронику потребовало точного знания свойств низкогопорогового канала считывания. Семейство пороговых характеристик при ширинах импульса 5, 10, 15 нс представлено на рис.14 слева. Зависимость нормированной величины $U_{пор}/U_{пор0}$ от длительности входного импульса (до длительности 10 нс) представлено на правом графике рис.14.

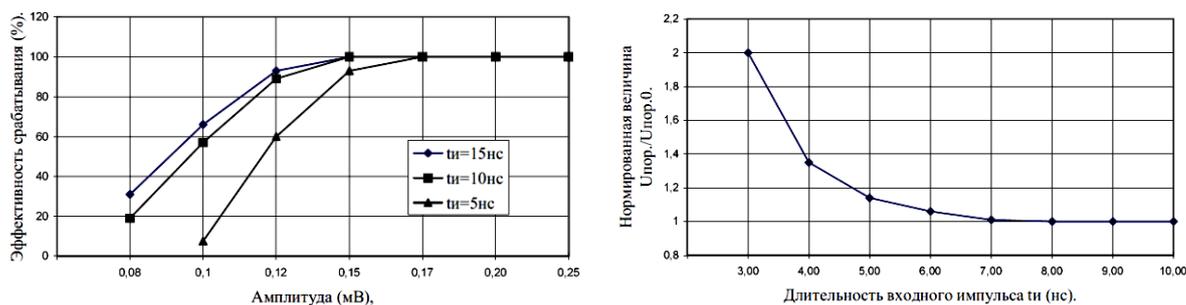


Рисунок 14. Семейство пороговых характеристик низкогопорогового дискриминатора эксперимента ОКА-ИСТРА-М (слева) и зависимость эффективности срабатывания от длительности входного импульса (справа).

Всего для эксперимента ОКА-ИСТРА-М было изготовлено около 3 тысяч каналов низкопороговой электроники считывания для пропорциональных камер. В отличие от исполнения для камер РПС накамерная электроника эксперимента ОКА-ИСТРА-М структурно построена как система с распределенным усилением. На пропорциональных камерах устанавливался 32-канальный предварительный малошумящий усилитель (рис.15), считывавшийся картами 32-канальных дискриминаторов, расположенных в стандартных крейтах системы МИСС, характерных для установки ОКА-ИСТРА-М.

Карта 32-канального предварительного малошумящего усилителя АМР-32 (рис.15 слева) построена на основе транзистора КТ399А (или его близкого аналога КТ368А) и интегральной схемы с военной приемкой 171УВ2 (российский аналог популярной ИС усилителя $\mu A733$) с коэффициентом усиления напряжения 200. Наличие дифференциального симметричного выхода у ИС 171УВ2 позволило построить на ней многоканальную карту накамерной электроники, не опасаясь асимметричных помех со стороны соседних каналов друг на друга и на всю систему в целом.

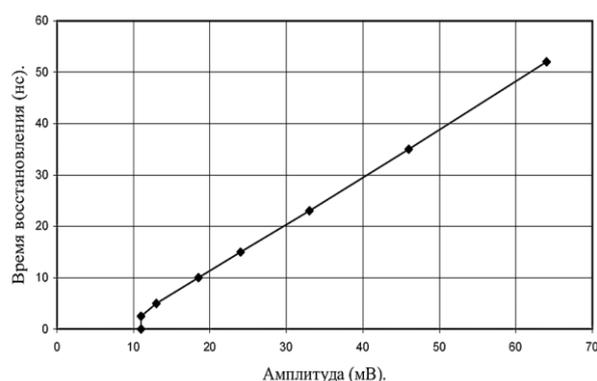
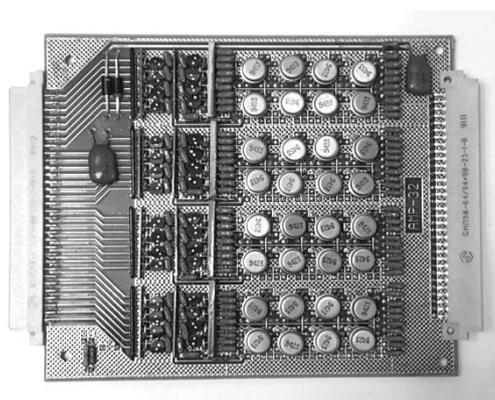


Рисунок 15. 32-канальная карта малошумящих усилителей АМР-32 (снимок слева) триггерных пропорциональных камер эксперимента ОКА-ИСТРА-М и зависимость времени восстановления (справа) низкопорогового дискриминатора от амплитуды входного сигнала длительностью 10 нс.

Такая конфигурация изменила соотношения усиления и порогов в системе считывания, и для подтверждения заявленных характеристик тракта были произведены измерения времени восстановления низкопорогового дискриминатора в зависимости от амплитуды входного импульса (показано на рис.15 справа).

ВЫВОДЫ К ГЛАВЕ 2.

1. Разработана аналоговая считывающая электроника с высокими параметрами по минимальному порогу 150 мкВ и временному выбегу 1,5 нс, обеспечившая полный объем исследований камер РПС для эксперимента АТЛАС: подбор новой газовой смеси, выбор режимов работы камеры, способы согласования считывающих электродов и их взаимовлияние,
2. В эксперименте ОКА (ИСТРА-М) применение низкопороговой аналоговой электроники считывания позволило достичь величины эффективности для $K \rightarrow \mu\nu$ событий $\sim 70\%$ путем снижения пороговых значений считывания, участвующих в выработке триггера мюнных камер, до 1 мкА.

3. РАЗРАБОТКА СИСТЕМ СЧИТЫВАНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ДЕТЕКТОРОВ ЭКСПЕРИМЕНТОВ HARP, ALICE, NADES.

Времяпролетные системы на основе камер РПС представляет собой новый тип детекторов, которые появились в начале 2000-х годов. В процессе исследований времяпролетных камер РПС начались исследования и в области аналоговой электроники их считывания.

Специфика аналоговой электроники для времяпролетных детекторных систем на основе камер РПС заключается в требовании минимального вклада

джиттера электронного тракта в суммарный джиттер самой камеры. Это главное требование к аналоговому тракту, при этом в каждом конкретном случае условия эксперимента, конструкция детектора и другие факторы накладывают дополнительные специфические требования на параметры аналоговой электроники. К ним относятся возможность подстройки входного импеданса, дифференциальный способ считывания камер, использование оптимально рассогласованного принципа считывания.

3.1 РАЗРАБОТКА ВРЕМЯПРОЛЁТНОЙ СИСТЕМЫ СЧИТЫВАНИЯ ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТА HARP НА ОСНОВЕ ПРИНЦИПА СУММИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОДОВ МНОГОАЗОРНОЙ РЕЗИСТИВНОЙ ПЛОСКОЙ КАМЕРЫ.

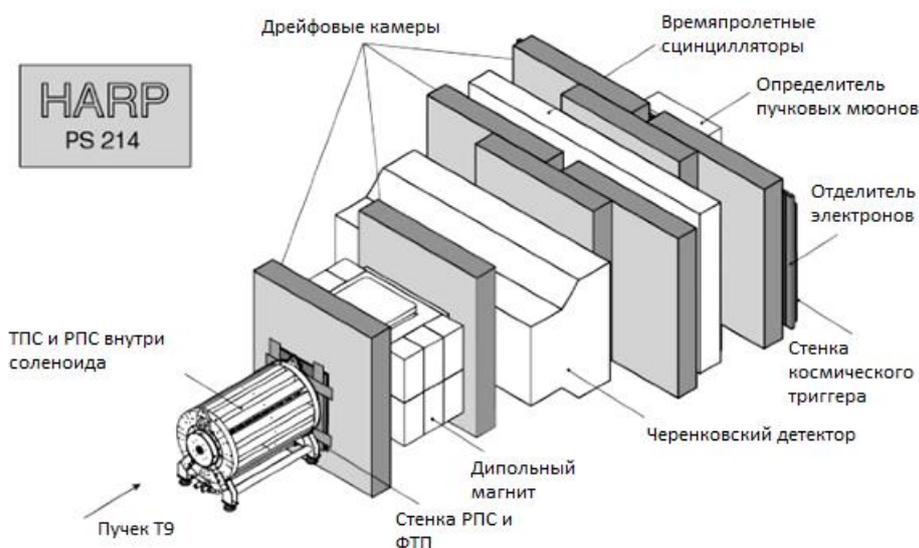


Рисунок 16. Структурная схема эксперимента HARP.

Эксперимент HARP (PS214) проводился на PS ускорителе в ЦЕРН (рис.16). Его задача состояла в измерении выхода вторичных адронов в полном телесном угле - 4π . Эксперимент решал две задачи: первая – оптимизация схемы ранее предложенной нейтринной фабрики (источником нейтрино предлагаются мюонные распады в мюонном накопительном

кольце) и вторая – существенное улучшение точности вычислений потока атмосферных нейтрино, что необходимо для правильной интерпретации возможности нейтринных осцилляций для изучения атмосферных нейтрино в будущих экспериментах.

В направлении первичного импульса, до $\pm 15^\circ$ относительно оси пучка, для разделения $\pi / K / p$ частиц используются три основные детектора. В области импульсов $\leq 0,5$ ГэВ/с разделение осуществляется при помощи время-проекционной камеры (ВПК). В области импульсов более 3 ГэВ/с разделение проводится с помощью черенковского детектора. Идентификация частиц с импульсами от 0,5 до 3 ГэВ/с проводится с помощью измерения времени пролёта. Для этого позади ВПК установлена плоскость с резистивными плоскими счётчиками (РПС), разработанными на основе МРПС, и их временное разрешение должно быть не хуже 200 пс.

Для разделения низкоэнергетичных (с энергиями в несколько сотен МэВ) электронов и π - мезонов также используется времяпролётный детектор на основе РПС, который расположен вокруг ВПК радиусом около 40 см (рис.17). Это минимальная база для измерения времени пролёта. Она определяет необходимое временное разрешение детектора около 250 пс. Жестким ограничением является максимальная толщина РПС, которая должна быть не больше 10 мм. Этот размер задаётся разностью между внутренним диаметром соленоида и внешним диаметром ВПК. Длина и ширина счётчика должны быть 2000 мм и 150 мм, соответственно. Поэтому при разработке детектора ставилась задача создания РПС с минимальным количеством газовых зазоров, которые обеспечивают необходимое временное разрешение.

В данном эксперименте РПС используется только для получения точной временной отметки при прохождении частицы. Нет необходимости в

координатной информации, поэтому число каналов электроники должно быть минимальным, чтобы минимизировать стоимость детектора.

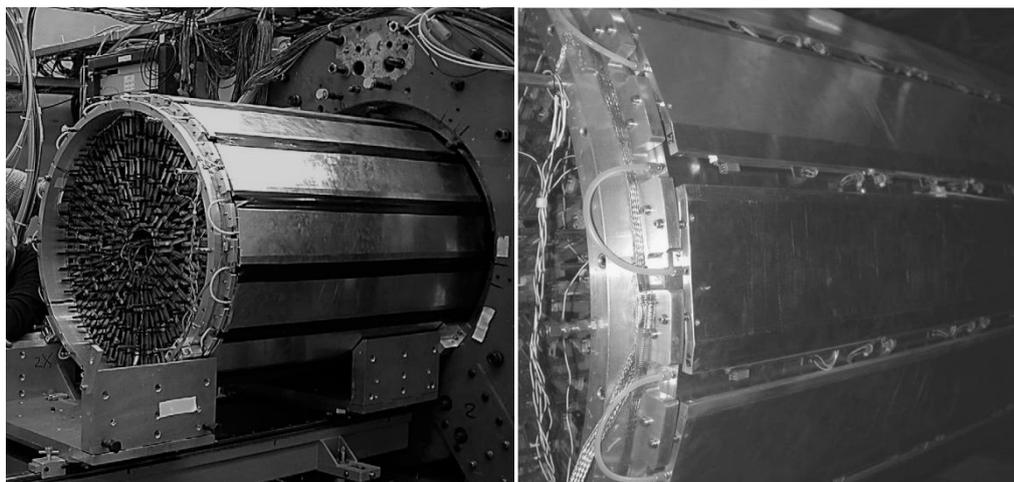


Рисунок 17. Времяпролетная система эксперимента HARP на основе камер РПС, установленных вокруг детектора ВПК.

Из-за больших габаритных размеров (толщина) и большого числа каналов считывания (падовый съём) разработанную к этому времени многозазорную РПС для эксперимента ALICE невозможно было использовать в эксперименте HARP.

3.1.1 ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ВРЕМЯПРОЛЕТНОЙ СИСТЕМЕ ЭКСПЕРИМЕНТА HARP.

При проектировании счётчика исходили из наименьшей доступной толщины стеклянных листов с объёмным сопротивлением $<10^{13}$ Ом·см и толщиной до 0,55 мм. Фактически толщина электродов определяет то максимальное число газовых зазоров, которые можно сделать. Исходя из необходимости обеспечения минимальной площади, покрываемой спейсерами, и простоты сборки больших счётчиков, стали использовать 0,7 мм стекло. Отсюда автоматически следует вариант $4 \times 0,3$ мм МРПС. Камера со структурой $2 \times 0,6$ мм как альтернативная позволяет использовать

достаточно толстые электроды, что снижает стоимость материалов. Кроме того, она позволяет работать при меньшем прикладываемом напряжении с большим газовым усилением. Поэтому такая камера была протестирована как запасной вариант, имея в виду, что её временное разрешение будет заметно хуже, чем у 4×0,3 мм МРПС.

Таким образом, были исследованы два типа МРПС – двух-зазорный и четырех-зазорный. Эти счётчики имели 130×200 мм² активную площадь. Измеренное объемное сопротивление стекла составило 7×10^{12} Ом·см.

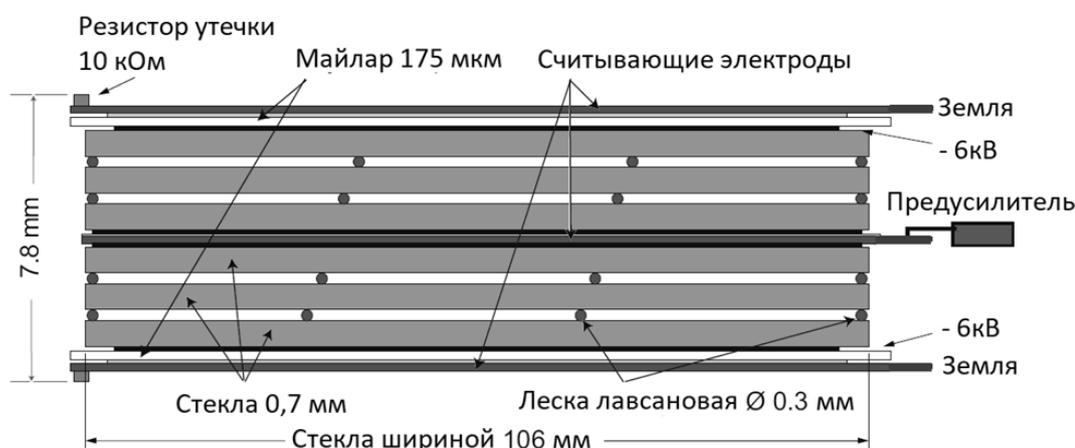


Рисунок 18. Схема четырех-зазорной МРПС эксперимента NARP.

Принципы построения счётчиков были одинаковы во всех случаях. Схема четырех-зазорного МРПС представлена на рис.18. Величина зазора устанавливалась при помощи лавсановых волокон (леска), приклеиваемых между стеклянными пластинами. Волокна прокладывались так, чтобы расстояние между ними было 35-40 мм. Этот шаг следования рассчитывался так, чтобы максимальный прогиб электродов под действием электростатических сил не превышал 10 мкм. Каждая из камер находилась в алюминиевой коробке. Полная толщина каждого из счётчиков не превышала

10 мм. Листы лавсана, толщиной 0.25 мм, обеспечивали надёжную изоляцию стенок коробки от высоковольтных электродов.

Суммирующий предусилитель располагался на внешней поверхности крышки МРПС с торца и подсоединялся к паду через выводы в боковой стороне коробки. Камера продувалась «стандартной» газовой смесью - TFE/ i -C₄H₁₀/SF₆ = 90 / 5 / 5%. Для исследований использовался 8-канальный суммирующий предусилитель.

3.1.2. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПЛОЩАДИ ПАДОВ НА ВРЕМЕННОЕ РАЗРЕШЕНИЕ КАМЕР.

Временное разрешение как функция площади считывающего пада при оптимальном напряжении 6,2 кВ показано на рис.19. Аппроксимация этих данных, проведенная линейной функцией $\sigma_t = A + B \times S$, где А и В – константы, а S (см²) – площадь пада, даёт А = 70 пс, В = 0.26 пс/см². Величина «А» близка к временному разрешению накамерной электроники.

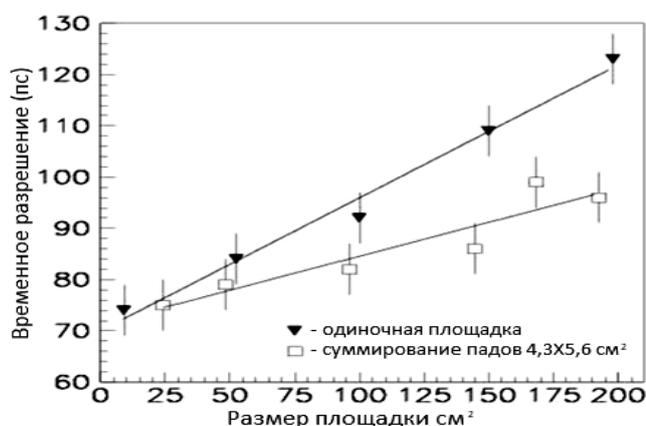


Рисунок 19. Зависимость временного разрешения 4-х зазорной камеры от площади считывающего элемента. Треугольные значки соответствуют сплошному элементу, квадратные – суммированию 1,2,4,6,7,8 падов размером 4.3 x 5.6 см² каждый.

На рис.19 показаны данные камер, которые имеют считывающие пады различной площади. Как показано на графике, временное разрешение детектора заметно улучшается при уменьшении размера пада. Поэтому для 4-зачерной МРПС с малыми падами ($3 \times 3 \text{ см}^2$), график зависимости разрешения от загрузки «пойдет» ниже того, что на представлен рисунке. Измерения производились на пучке протонов ускорителя PS (CERN, Switzerland), падающим в центр «пада», подключенного к прототипу суммирующего предусилителя с 4-мя входами при помощи коротких скрученных пар проводников длиной не более 3 см (рис.20). В процессе исследований совместного поведения камер и суммирующего предусилителя по критерию временного разрешения было установлено, что плоскостное соединение камеры и земляной плоскости предусилителя обеспечивало наилучшие и стабильные во времени результаты.

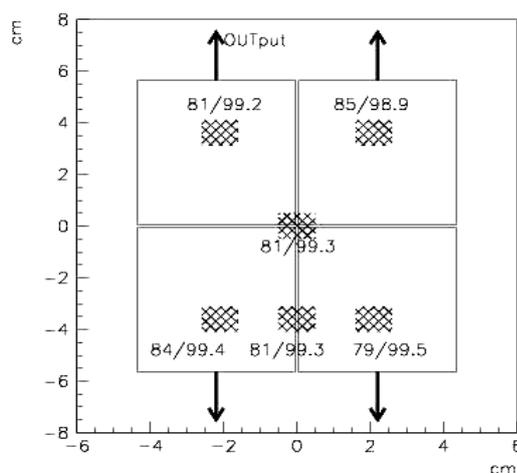


Рисунок 20. Структура суммирования считывающих падов прототипа камер эксперимента HARP.

Ухудшение временного разрешения детектора с ростом площади пада (параметр В) может быть вызвано несколькими причинами. Во-первых, увеличение ёмкости пада уменьшает соотношение сигнал-шум на входе

усилителя, что ухудшает временное разрешение. Во-вторых, увеличение ёмкости пада приводит к изменению переходной характеристики усилителя, что также приводит к снижению эффективности регистрации. Третья возможная причина связана с отражением сигнала, как волны, от границ пада. Было измерено, что скорость распространения сигнала по $2,5 \times 90$ см стрипу составляет ~ 6 нс/м. Тогда при длине пада 10 см полное время задержки волны составит 0,6 нс, что сравнимо с временем нарастания сигнала предусилителя.

3.1.3 СУММИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ ОТ НЕСКОЛЬКИХ СТРИПОВ.

Первоначально постановка задачи суммирования считывающих падов сводилась к следующим постулатам. Считывание сигналов с 4-х падов при выравнивании времени прихода сигналов в точку суммирования с точностью не хуже 10 пс при высоком быстродействии сумматора. При этом точность суммирования амплитуд 4-х падов должна быть не хуже 1%. В результате исследований выяснились следующие проблемы.

Первая проблема состояла в том, что зависимость величины шумов сумматора от количества входов существенно ухудшает собственный временной джиттер. Зависимость собственного временного джиттера суммирующего усилителя от количества подключенных входов показана на рис. 21. Измерения проводились на окончательной 8-канальной версии сумматора путем последовательного физического отсоединения каналов от точки суммирования.

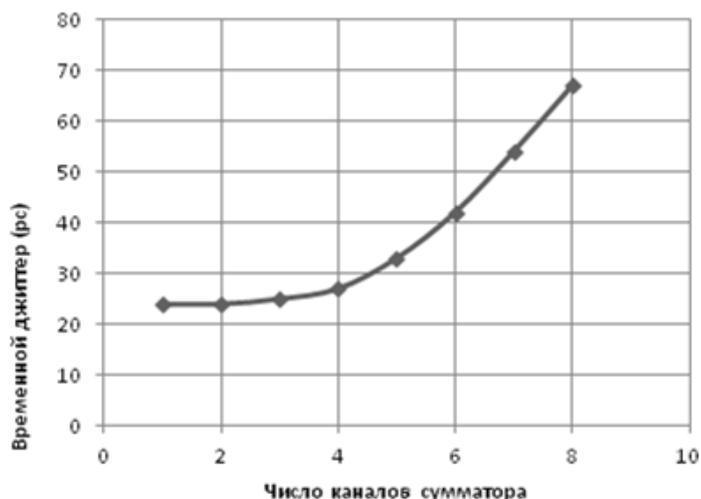
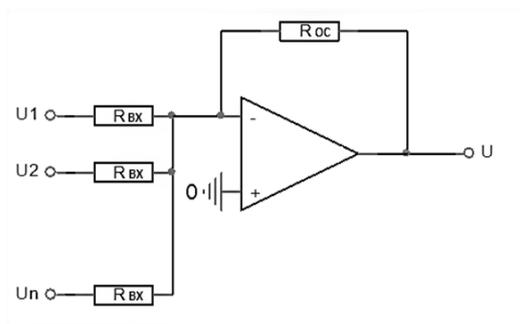


Рисунок 21. График зависимости собственного временного джиттера суммирующего усилителя от количества подключенных входов.

Вторая проблема находится в самом принципе суммирования, который основывается на суммировании токов как функции напряжения на входах. Преобразование напряжения в ток резко ухудшает соотношение сигнал-шум и находится в противоречии с точностью суммирования (рис.22) и временным разрешением.



$$U_{\text{вых}} = \sum_{i=1}^n U_{\text{ex}} \times R_{\text{oc}} / R_{\text{ex}}$$

Рисунок 22. Аналоговый сумматор на операционном усилителе.

Функция аналогового суммирования описывается формулой

$$U_{\text{вых}} = \sum_{i=1}^n U_{\text{ex}} \times R_{oc} / R_{\text{ex}}, \quad (3)$$

из которой видно, что напряжения на входе сумматора формируют напряжения на его выходе с коэффициентом $k = R_{oc}/R_{\text{ex}}$. Величина « k » прямо пропорциональна точности суммирования и обратно пропорциональна соотношению сигнал/шум.

В результате компромисс был найден через приоритет временного разрешения перед точностью суммирования, которая пострадала незначительно, имея ввиду следующее соображение. Вероятность пролета нескольких частиц одновременно через область суммирования падов в камере стремится к нулю, а в случае появления такой комбинации сигналов такое событие должно быть принято за ошибку, т. к. разделение их системой сбора данных в диапазоне времени менее нескольких микросекунд невозможно. Практически же назначение суммирования сводится только к суммированию зарядов от прохождения частицы между соседними падами внутри структуры суммирования.

На основе полученного опыта исследований было принято решение о разработке конструкции камеры с вложенным в нее предусилителем (см. рис.24 и 25), имеющим 8 каналов суммирования. Переход к суммированию 8 стрипов был обусловлен оптимистическими результатами исследований временного разрешения камер ПРК, а также возможностью компромисса между ухудшением собственного джиттера электроники с ростом числа каналов суммирования и снижением флуктуации времени при уменьшении ширины считывающего стрипа вдвое: с 6 до 3 см.

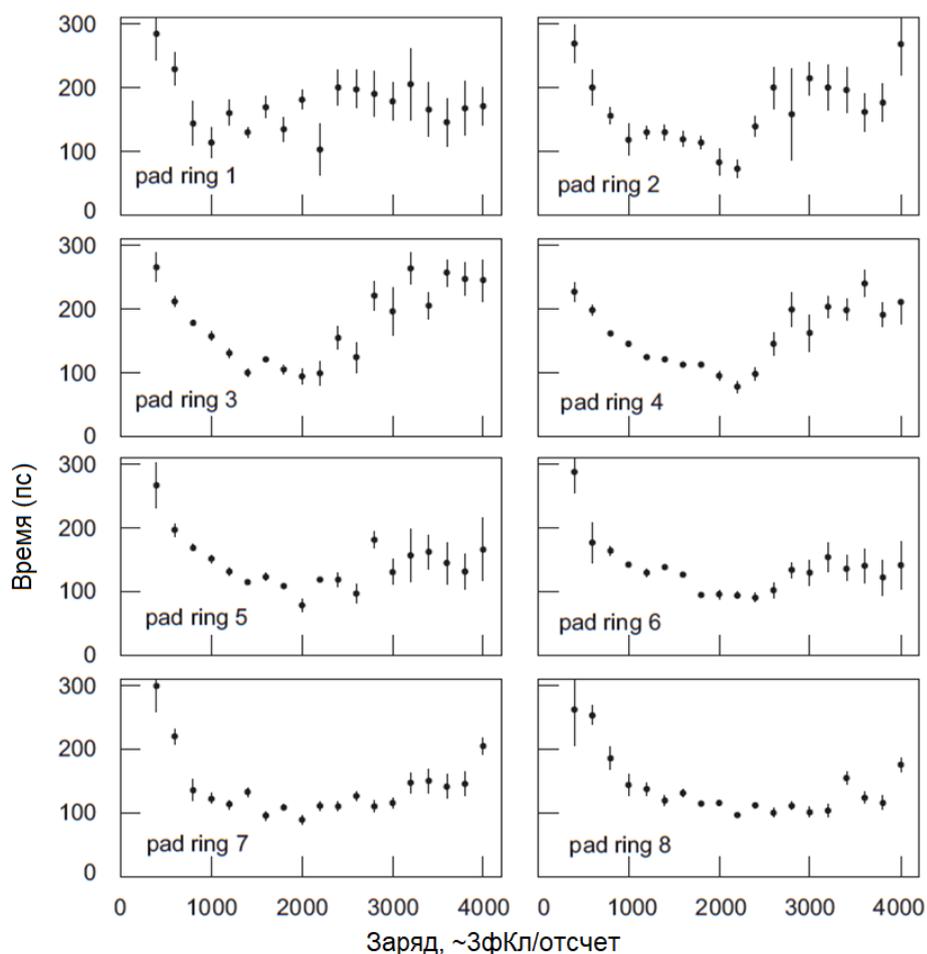


Рисунок 23. Зависимость временного разрешения суммирующих стрипов в зависимости от входного заряда.

Важным фактором при расчете такого компромисса является учет того, что собственный временной джиттер суммирующего предусилителя зависит от амплитуды сигнала и имеет наиболее выраженный максимум вблизи порога, в то время как временные флуктуации сигнала в камере не зависят от амплитуды, как показано на рис. 23. Из этого следует вывод о возможности снижения порога регистрации за счет перераспределения газового усиления и электронного порога для получения наилучшего временного разрешения в системе камера - электроника считывания.

Изучение поведения временного разрешения суммирующих стрипов в зависимости от входного заряда производилось на пучке в тестовом канале T10 ускорителя PS (CERN). На рис.23 показаны двумерные плоты временного разрешения в зависимости от зарядовых спектров каждого из восьми падов (стрипов). Из анализа спектров можно прийти к выводу, что при позиционировании пучка в осевую линию пада (стрипа) наилучшее совпадение удалось достичь в восьмом паде (стрипе). При этом ухудшение временного разрешения для больших зарядов, наблюдающееся для всех падов, связано с началом вкрапления стриммерных разрядов, как показано на рис. 23.

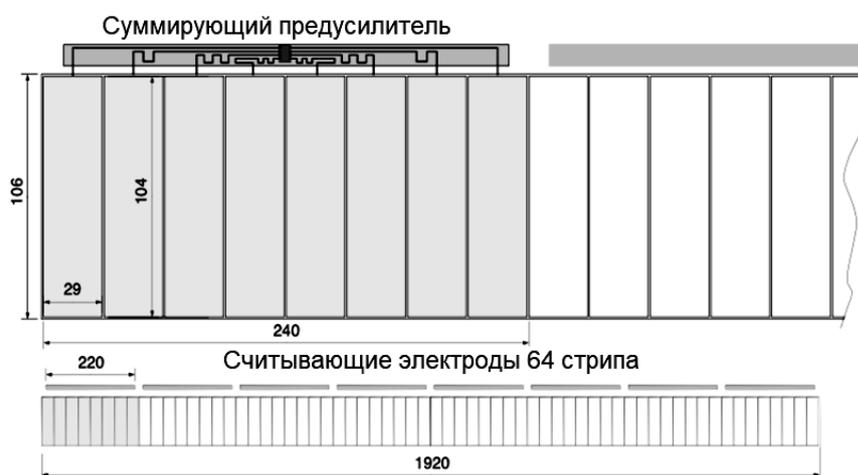


Рисунок 24. Структура считывания камеры МРПС длиной 1920 мм, содержащей 64 считывающих стрипа размером 29x108 мм, структурированным по 8 стрипов для считывания суммирующим предусилителем.

Принцип суммирования сигналов с 8-ми стрипов показан на рис.24. Камера МРПС имеет считывающую область размером 1920 мм в длину, состоящую из 64 медных стрипов на лавсане размером 29x108 мм, которые считываются посредством 8 суммирующих предусилителей, расположенных непосредственно внутри камеры. Каждый стрип камеры имеет вывод в виде лепестка (рис.25) для соединения с разъемом, через который сигнал

поступает на соответствующий вход сумматора. «Земляная» плоскость считывающей области камеры имеет электрическое соединение возле каждого стрипа как со входом сумматора, так и с задней крышкой камеры, изготовленной из алюминиевого сплава. Эта конструкция является экспериментально определенной конфигурацией «земляных» соединений, обеспечивающей наилучшее собственное временное разрешение системы считывания около 50-60 пс (разброс по камерам) при подаче проверочного импульса через тестовый вход сумматора.

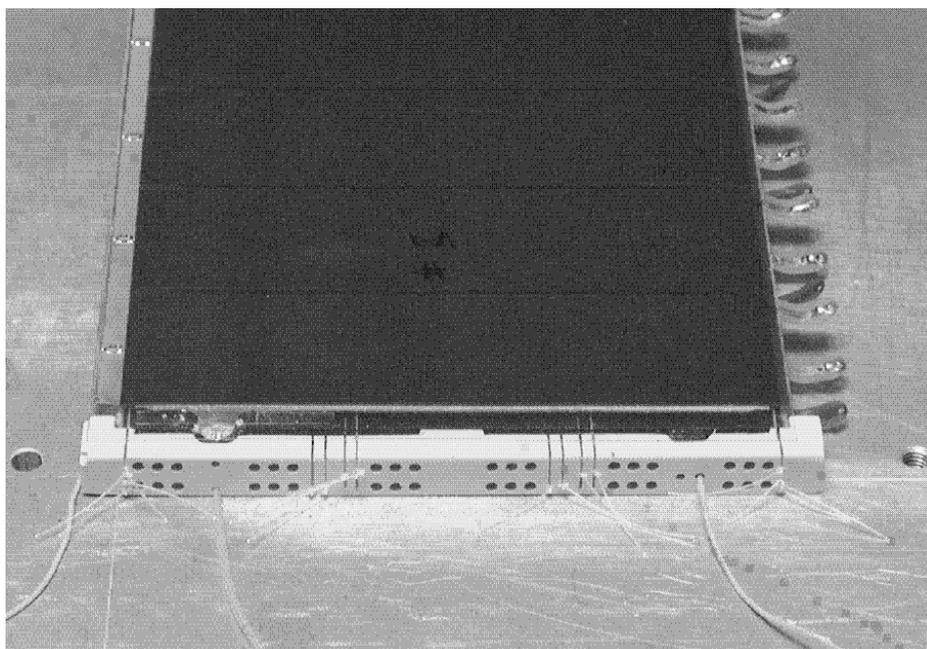


Рисунок 25. Фото камеры без крышки. Справа контактные выводы стрипов и "земляной" плоскости для подключения суммирующего предусилителя, слева резисторы утечки 10 кОм.

Расположение суммирующего предусилителя в значительной степени влияло на результирующее временное разрешение камеры. Так, наилучшие результаты были получены при расположении прототипа суммирующего предусилителя сверху камеры на плоскости верхней крышки при плотном плоскостном контакте земляной плоскости предусилителя и металлической поверхности корпуса камеры. Но от оптимального способа пришлось

отказаться по компоновочным причинам. Выбранный способ расположения предусилителя внутри камеры содержит в себе существенные компромиссы, которые были разрешены за счет сочетания конструктивных мер, а также дополнительными точками соединения земляной плоскости нижней крышки камеры с сигнальной землей каждого стрипа (см. рис. 26).

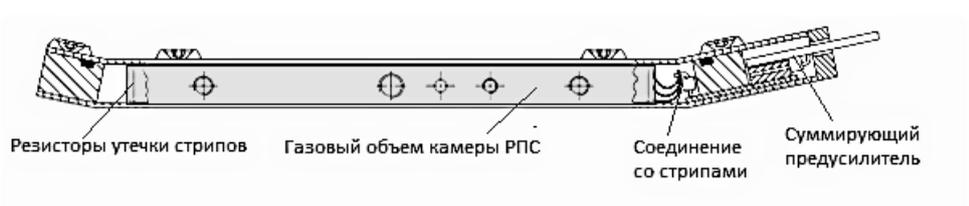


Рисунок 26. Рисунок поперечного разреза камеры МРПС, расположение суммирующего предусилителя.

3.1.4 ОПТИМИЗАЦИЯ НАКАМЕРНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ.

Параметры суммирующего предусилителя, полученные после полного исследования совместно с камерами МРПС, представлены в таблице 3.

<i>Параметр</i>	<i>Значение</i>
Входное сопротивление	30 Ω
Время сбора заряда	1 нс
Динамический диапазон зарядов	< 20 пКл
Коэффициент преобразования	-100 мВ/ пКл
Эквивалентный шумовой заряд	5 фКл
Временной джиттер	< 25 пс
Длительность выходного импульса	25 нс
Разброс задержек входов сумматора	+–15 пс
Разброс коэфф. преобраз. входов сумматора	< 3 %
Разброс коэфф. преобраз. сумматоров	< 5 %

Потребляемая мощность	350 мВт
-----------------------	---------

Таблица 3. Параметры 8-канального суммирующего предусилителя для камер МРПС времяпролетной системы эксперимента HARP.

Приближенно можно оценивать собственный джиттер электроники по формуле (1). В предположении, что величина фронта импульса является постоянной величиной, а шум равномерно распределен по сигнальному спектру (белый шум), джиттер зависит только от соотношения сигнал/шум электронного тракта, то есть в значительной степени определяется величиной газового усиления камеры. Кроме того, на величину сигнала, поступающего на вход электроники, существенно влияет фактор преобразования токового импульса в напряжение сигнала в стриповой панели камеры. Величина напряжения сигнала пропорциональна импедансному сопротивлению стрипа, которое для данной конструкции тонкой камеры составляет достаточно малую величину 12-14 Ом, что примерно вдвое меньше, чем в камерах, не ограниченных по высоте пакета. Импедансное согласование стрипа с двух сторон вдвое снижает величину сигнала на входе электроники, при этом согласование только с одной стороны возможно лишь при незначительной длине стрипа. В случае с камерами, где длина стрипа составляет 10 см, время распространения сигнала составляет 600 пс. При скорости распространения сигнала в стрипе 0,6 нс/м длина считывающей полоски 10 см является предельной величиной длины стрипа в данном случае. Для стрипов большей длины следующим фактором становится значительное и неравномерное затухание сигнала по длине стрипа из-за неоднородности структуры камеры, что приводит не только к уменьшению амплитуды сигнала, но и искажению фронта импульса. Это может приводить либо к размыванию временного спектра с ухудшением временного разрешения, либо к появлению расколов временного спектра на несколько пиков с существенной деградацией

временного разрешения. По этой причине длина считывающего стрипа (поперек камеры) была задана величиной 10 см.

Исследование принципа суммирования выявило ошибки предусилителя, связанные с техническими аспектами изготовления печатных плат сумматора. Измеренное среднее время отклика для каждого входа сумматора показано на рис. 27. При одинаковой длине трасс, соединяющих сигнальные стрипы с точкой суммирования, задержка времени оказалась различной.

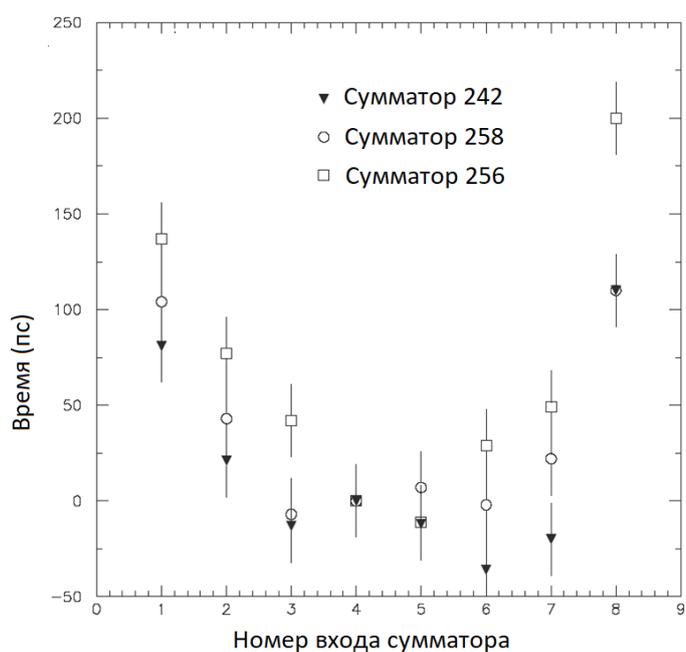


Рисунок 27. Зависимость среднего времени срабатывания от номера входа сумматора для трех предусилителей, измеренная вне камеры.

Причина состояла в погрешности программы определения параметров высокочастотной линии при изменении ее траектории внутри слоев печатной платы сумматора. Данная погрешность носит постоянный характер для всех карт сумматоров и была учтена в программе обработки данных.

3.1.5 РАЗРАБОТКА СЧИТЫВАЮЩЕЙ ЭЛЕКТРОНИКИ ВРЕМЯПРОЛЁТНОЙ СИСТЕМЫ ЭКСПЕРИМЕНТА HARP.

При расчете принципиальной электрической схемы суммирующего усилителя использовалась программа симуляции PSPICE, которая позволила не только спроектировать суммирующий предусилитель без предварительного макетирования, но и рассчитать основные его характеристики.

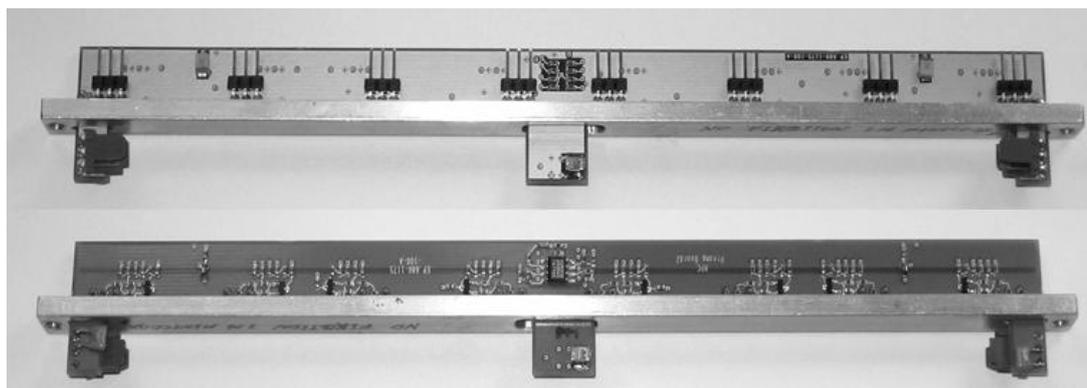


Рисунок 28. Накамерный 8-канальный суммирующий предусилитель для времяпролетных камер МРПС эксперимента HARP.

Проектирование печатной платы суммирующего предусилителя (рис. 28) осуществлялось в ЦЕРН и представляло значительную сложность, которая была преодолена за счет использования пакета программ профессионального уровня CADENC для расчета и проектирования высокочастотных полосковых сигнальных линий передач POLARIS, обеспечивших высокое качество проектирования.

Принципиальная электрическая схема 8-ми канального суммирующего предусилителя для времяпролетных камер МРПС представлена на рис.29. Предусилитель состоит из восьми буферных каскадов на малошумящих транзисторах (Phillips BFR92A, 5GHz), построенных по схеме с общей базой. Назначение этих каскадов состоит в преобразовании низкого импеданса

считывающих стрипов 20-25 Ом в высокий импеданс для согласования с 55-омной стриповой линией передачи. Каждая из полосковых линий передачи сигнала имеет одинаковую длину с наибольшим разбросом времени задержки около 10 пс (2 мм длины). На рис. 27 показана зависимость временного разрешения восьми считывающих электродов внутри одной группы суммирования. Из анализа графиков сделан вывод о том, что по временному разрешению каналы сумматора идентичны. Однако, в процессе обработки данных эксперимента выяснилось, что время задержки каждого канала сумматора – величина не постоянная, а случайно распределенная в диапазоне от 0 до 20 пс, и не повторяющаяся от экземпляра к экземпляру предусилителя. В процессе изучения феномена был сделан вывод, что причиной является разброс параметров транзисторов входного каскада. С набором статистики была вычислена индивидуальная задержка срабатывания всех каналов и введена в качестве поправки при конечной обработке данных.

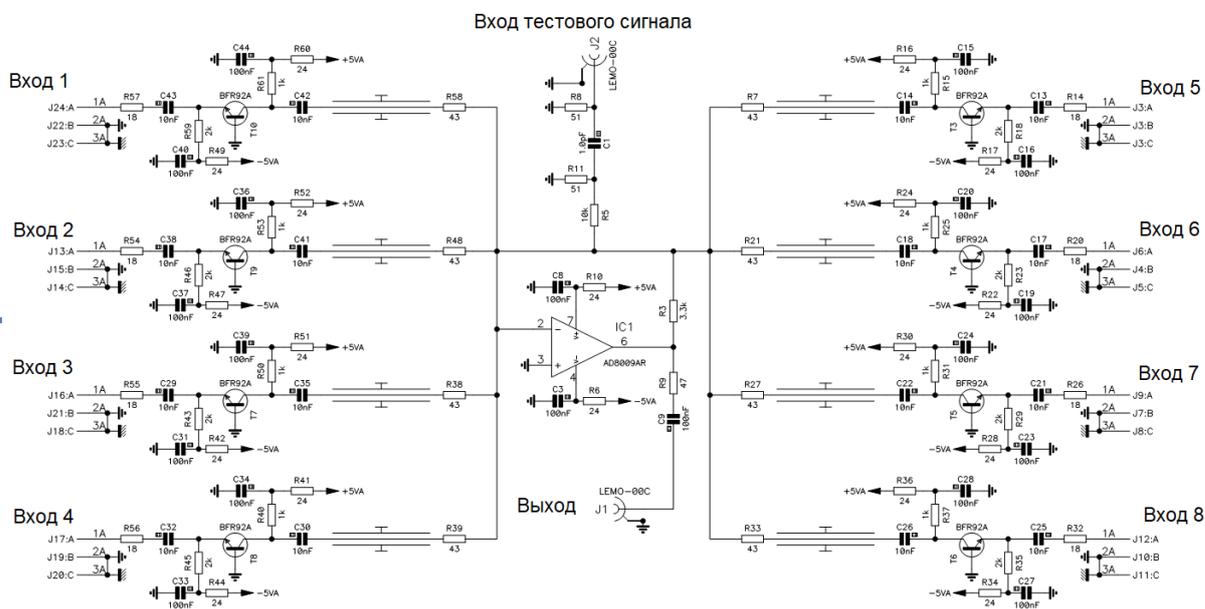


Рисунок 29. Принципиальная электрическая схема суммирующего предусилителя на 8 входов для времяпролетных камер МРПС эксперимента NARP.

Для передачи высокочастотных сигналов в точку суммирования используются 55-омные полосковые линии печатной платы равной длины. Согласование импедансов осуществляется последовательными резисторами величиной 43 Ома и параметрическим импедансом 12 Ом точки суммирования, образованным неинвертирующим токовым входом ИС AD8009AR с полосой единичного усиления 1 ГГц. Таким образом, резисторы номиналом 43 Ома выполняют двоякую функцию преобразования напряжения в ток суммирования и согласования полосковых линий передачи сигнала. Такой модифицированный метод суммирования, который можно назвать «детерминированным сумматором», обеспечивает высокую точность временной привязки около 25 пс (рис.30) по сравнению с классическим сумматором, в котором за счет снижения амплитуды и увеличения фронта сигнала собственный джиттер сумматора достигает величины 200-300пс.

Входной транзисторной каскад рассчитан методом оптимального рассогласования его параметрического входного сопротивления с импедансом считывающего стрипа. Такой метод согласования импедансов возможен как частный случай в ситуации, когда длительность и время прихода отраженного импульса служит цели увеличения амплитуды сигнала со стрипа. CADENC-симуляции и измерения собственного временного джиттера суммирующего предусилителя показывают правомерность такого метода увеличения амплитуды сигнала, при этом обеспечивается дополнительный выигрыш в общем джиттере в 1,3 - 1,4 раза.

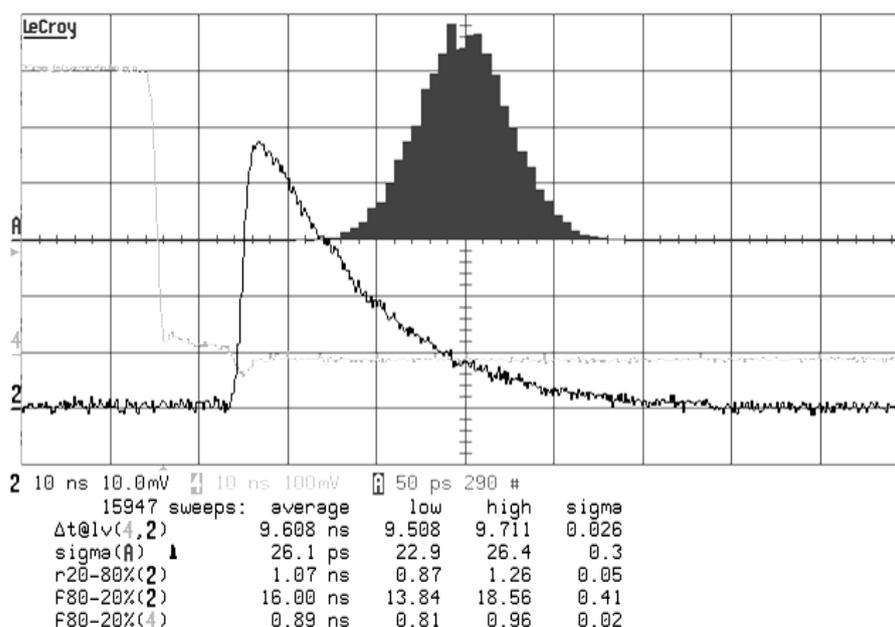


Рисунок 30. Осциллограмма измерения временного разрешения 8-канального суммирующего предусилителя цифровым осциллографом LeCroy LC574A (2 ГФл, 500 МГц) при величине входного заряда $Q_{вх} = 480$ фКл.

Погрешность «детерминированного сумматора» оценивалась на конечной 8-канальной версии предусилителя и составила при суммировании сигналов двух входов менее 0,5%, а при 8-сигнальном суммировании менее 5%. Такой точности вполне достаточно для обеспечения «слювинг коррекции» временной информации суммирующего предусилителя. Проверка временного разрешения проводилась на тестовом канале T10 ускорителя PS на пучке мюонов энергией 6 ГэВ. Результаты показаны на рис.31, где слева показан двумерный плот зависимости времени срабатывания от амплитуды, а справа гистограмма разности времен двух ПАДов из сравниваемых камер МРПС21 и МРПС22. Временное разрешение составило $207,4/1,41=146$ пс.

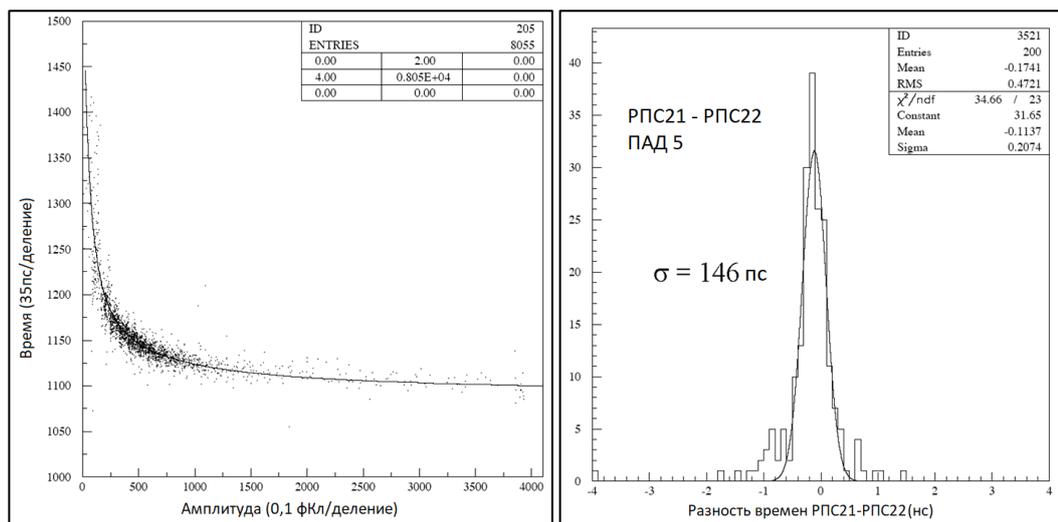


Рисунок 31. Результаты тестов на пучке мюонов с энергией 6 ГэВ на тестовом канале T10 ускорителя PS. Слева зависимость времени срабатывания от амплитуды сигнала, справа гистограмма разности времен двух последовательных по пучку камер МРПС21 и МРПС22 по среднему ПАДу 5.

Таким образом, задачу суммирующего усилителя можно свести к суммированию 8 падов при высокой точности суммирования сигналов только с двух входов. При такой постановке задачи возможно создать предусилитель, обладающий низким собственным джиттером даже при суммировании 8 падов. На практике его характеристики можно считать промежуточным состоянием между аналоговой функцией сумматора и цифровой функцией ИЛИ.

Для оптимизации временных характеристик суммирующего предусилителя и достижения минимального собственного джиттера были проведены расчеты программой CADENC оптимального времени сбора заряда, которое пропорционально времени отклика усилителя. На рис.32 показана зависимость временного джиттера и амплитуды от оптимального времени сбора заряда сумматора. Сопоставление графиков дает точку оптимального времени сбора заряда, составляющего 20 нс.

Время отклика сумматора на перепад напряжения было выбрано величиной 15 нс. Причиной этому стали низкочастотные шумы сумматора (рост шумов с фактором $1/f$), существенно возраставшие с больших величин времени отклика. При этом, рост низкочастотного шума приводит к заметному росту собственного джиттера сумматора, а также способен существенно влиять через динамический сдвиг уровня сигнала на эффективность системы считывания в целом.

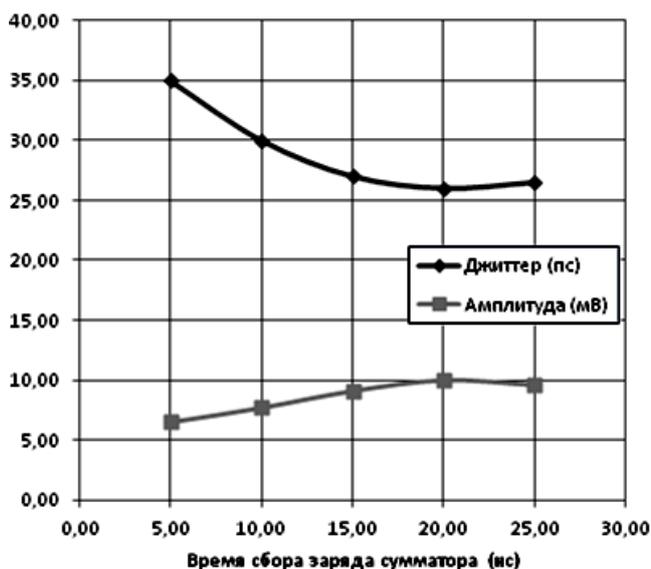


Рисунок 32. График зависимости временного джиттера и амплитуды суммирующего усилителя от времени сбора заряда ($Q_{in} = 480 \text{ fC}$).

Схема одного канала модуля 16-канального САМАС сплиттера-усилителя-дискриминатора с регулируемым порогом в диапазоне от 0,5 мВ до 5 мВ показана на рис. 33.

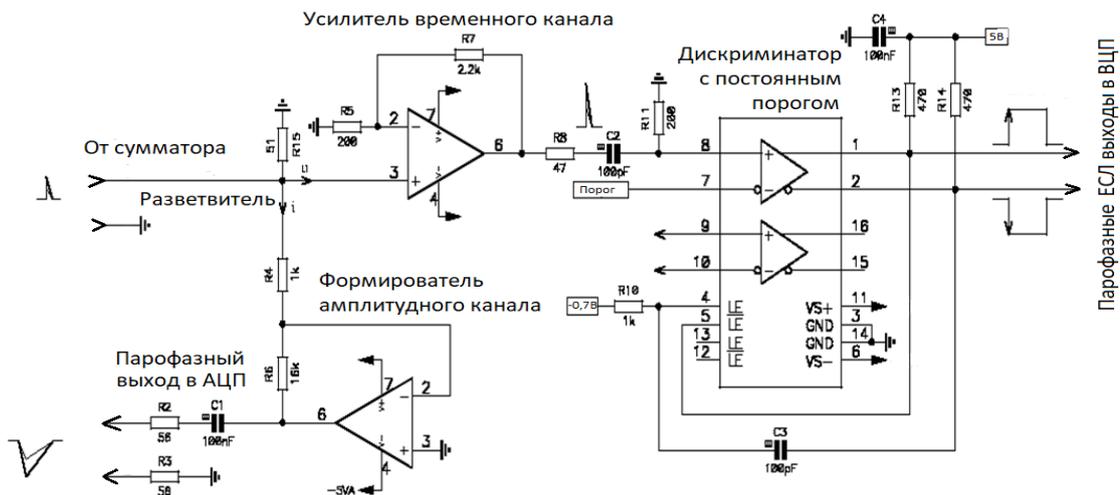


Рисунок 33. Схема одного канала 16-канального САМАС модуля сплиттера-усилителя-дискриминатора.

Назначение 16-канального САМАС модуля сплиттера-усилителя-дискриминатора состоит в соединении в себе двух функций: расщепление сигнала, приходящего от суммирующего предусилителя на входе модуля, на быстрый временной и медленный амплитудный каналы, а также формирование сигналов, предназначенных для их дальнейшей оцифровки соответственно по времени и амплитуде. Такое решение позволило избежать лишних кабельных соединений и выиграть по амплитуде в 2 раза за счет внутрисхемного расщепления сигнала по сравнению с разветвлением стандартным модулем.

Амплитудный канал модуля содержит интегратор на IC2, который из сигнала, приходящего от суммирующего предусилителя длительностью 15 нс, формирует треугольный импульс длительностью 200 нс для передачи его на расстояние 80 метров по симметричной скрученной паре проводов. Для согласования однофазного выхода интегратора на IC2 с парафазной линией передачи использовано псевдодифференциальное согласование на резисторах R2 и R3 номиналом 56 Ом (рис.33). На приемной стороне

симметричный сигнал скрученной пары преобразовывался в однофазный сигнал при помощи импульсного трансформатора (A992 C.A.E.N. 16 Channel Impedance Adapter) и подавался на вход модуля АЦП (V792 C.A.E.N. QDC module). Модуль A992 представляет собой 16 трансформаторов-импедансов для преобразования дифференциальных сигналов с волновым сопротивлением 110 Ом в однофазные сопротивления 50 Ом.

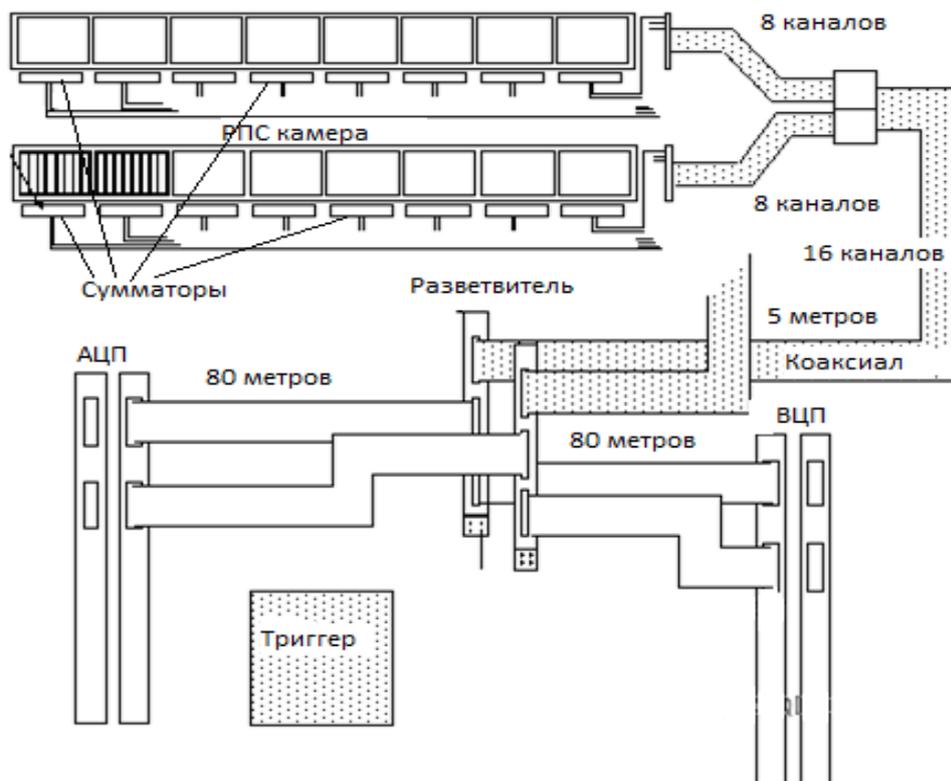


Рисунок 34. Структурная схема времяпролетной системы считывания эксперимента HARP, состоящей из накамерных суммирующих усилителей, кабельной коммутационной панели, КАМАК модулей SSD16 и удаленных на 80 м модулей АЦП и ЗЦП.

Структурная схема системы считывания эксперимента HARP показана на рис.34. Она состоит из 384 сумматоров, расположенных внутри камер МРПС, сигнал от которых по микрокоаксиальным кабелям длиной 1-3 м передается в коммутационную панель и после нее по стандартному коаксиальному кабелю длиной 5 м принимается САМАС модулем SSD16. После формирования

сигнала точной временной привязки импульс в уровнях ЭСЛ по стандартному плоскому кабелю длиной 80 м передается в модуль ВЦП (V775 С.А.Е.Н.) с ценой отсчета 35 пс. Аналоговый импульс, сформированный в амплитудном канале модуля SSD16 формирования сигнала по форме для передачи по стандартному плоскому кабелю длиной 80 м, передавался в модуль АЦП (V792 С.А.Е.Н.) с ценой деления 0,1 фКл/отсчет. Управление записью данных осуществлялось по триггеру в моде с общим стартом.

ВЫВОДЫ К РАЗДЕЛУ 1 ГЛАВЫ 3.

1. В результате исследований получена оптимальная структура системы считывания на основе 8-канального суммирующего предусилителя, обеспечившая высокое временное разрешение 150 пс времяпролетной системы, покрывающей 8 м², и содержащей 2944 считывающих стрипа и 368 сумматоров.
2. Критически важная задача достижения минимального джиттера суммирующего предусилителя была решена несколькими способами:
 - предложен принцип детерминированного суммирования, обеспечивший наибольший вклад в конечный результат – максимальную амплитуду сигнала в точке суммирования;
 - режим оптимального рассогласования входов обеспечил увеличение сигнала в 1,3-1,4 раза;
 - реализованы специально рассчитанные трансимпедансные каскады, давшие выигрыш в соотношении сигнал/шум дополнительно в 2 раза;
 - оптимальный расчет шумовых параметров схемы сумматора исключил нежелательный эффект паразитного сдвига уровня.

Личный вклад автора состоял в коллегиальном участии в методических работах по исследованию камер РПС и принципа суммирования, а также в непосредственном вкладе в постановку задачи, исследованиях суммирующего предусилителя, и разработке системы считывающей электроники для эксперимента HARP.

3.2 РАЗРАБОТКА ВРЕМЯПРОЛЁТНОЙ СИСТЕМЫ СЧИТЫВАНИЯ ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТА ALICE НА ОСНОВЕ МНОГОЗАБОРНОГО РЕЗИСТИВНОГО ПЛОСКОГО СЧЕТЧИКА.

Детектор ALICE (A Large Ion Collider Experiment) предназначен для изучения столкновений тяжелых и более легких ионов, исследования сильно взаимодействующей материи с образованием кварк-глюонной плазмы в ядроядерных столкновениях, а также для комплексного исследования свойств адронов, электронов, мюонов и фотонов, рождающихся при столкновении тяжелых ядер (например, Pb-Pb), процессов с самой высокой множественностью, которые возможны на LHC.

Область идентификации частиц детектора ALICE состоит из системы времени пролета (TOF), черенковского детектора (HMPID), детектора переходного излучения (TRD) и двух электромагнитных калориметров (PHOS и EMCAL). Времяпролетная система TOF построена на основе нового детектора – многозаборного резистивного плоского счетчика МРПС, первое успешное применение которого было осуществлено в эксперименте HARP (глава 3.1).

3.2.1 ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ВРЕМЯПРОЛЕТНОЙ СИСТЕМЕ ЭКСПЕРИМЕНТА ALICE.

Времяпролетная система эксперимента ALICE построена на основе вновь предложенной многозаборной камеры РПС со съемом заряда при помощи площадок (падов) размером 3,5 x 2,5 см. Такая конфигурация определяет число каналов регистрации 160 тысяч с площадью покрытия 150 м² [10].

Система времяпролетного детектора эксперимента АЛИСА разбита на 18 секторов, перекрывающих угол 20° каждый (рис. 35). Система покрывает цилиндрическую поверхность и состоит из 90 модулей 5 типов, содержащих 1674 камеры РПС. Каждая камера имеет 96 электродов считывания, и как результат, общее число считываемых каналов составляет около 160 тыс.

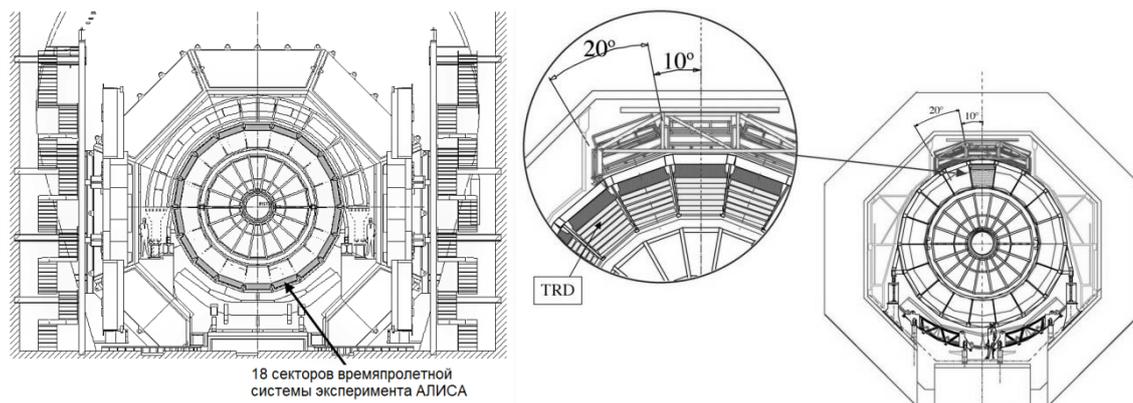


Рисунок 35. Расположение 18 секторов времяпролетной системы на передней проекции детектора ALICE (слева) и детализация расположения секторов (справа).

Основным способом улучшения временного разрешения РПС является уменьшение величины газового зазора. Чтобы при этом эффективность детектора не снижалась необходимо увеличить число газовых зазоров (рис. 36), что тоже приводит к улучшению временного разрешения.

3.2.2 РАЗРАБОТКА КОНСТРУКЦИИ ДЕТЕКТОРА И ПРИНЦИПОВ ПОСТРОЕНИЯ НАКАМЕРНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ.

Съём сигналов с МРПК осуществляется с помощью падов. При прохождении частицы вблизи границы пада, происходит снижение индуцированного заряда, что приводит как к снижению эффективности регистрации, так и к ухудшению временного разрешения. Это приводит к

уменьшению входного сигнала и ухудшению временного разрешения накамерной электроники.

В области ± 10 мм, где срабатывают оба соседних канала считывания, однозначную информацию о времени прохождения частицы, можно получить, применяя процедуру усреднения с весами, пропорциональными индуцированным зарядам.

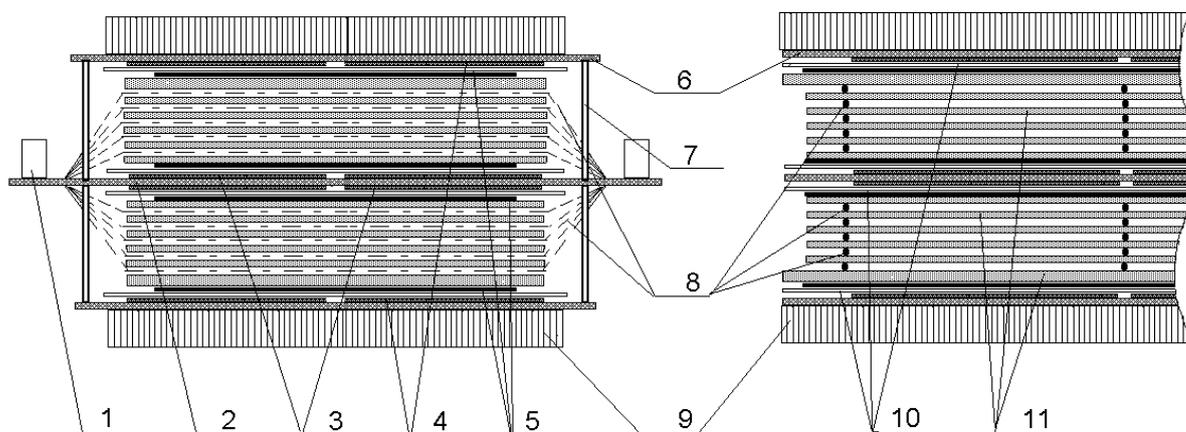


Рисунок 36. Схема МРПС для эксперимента ALICE: 1- сигнальный разъем; 2- двухслойная плата с нанесёнными на неё анодными падами; 3, 4- анодные и катодные пады; 5- проводящие слои для подачи разности потенциалов; 6- плата с катодными стрипами; 7- металлические стяжки; 8- капроновые волокна (спейсера); 9- панели для придания жёсткости МРПС; 10- изоляционные листы лавсана; 11- стеклянные электроды.

Схема детектора с 10 газовыми зазорами представлена на рис.36. Ширина одного газового зазора составляет 250 мкм. Особенностью конструкции является внутреннее расположение падов, когда МРПС состоит из двух сборок газовых зазоров, на каждую из которых независимо подаётся разность потенциалов высокого напряжения. Такая схема позволяет уменьшить в 2 раза прикладываемое напряжение. Достигается временное разрешение около 50 пс в диапазоне плато рабочих напряжений ~ 0.5 кВ. Улучшение

временного разрешения достигнуто при использовании дифференциального съёма сигналов и специально подстраиваемого входного импеданса накамерной электроники. Исследование нагрузочной способности детектора, проведенное на пучке частиц, показывает, что детектор при внешних нагрузках ~ 100 Гц/см² обладает эффективностью около 98% и временным разрешением ~ 70 пс [11].

Для каждого канала получаемая временная отметка t_i корректируется на заряд сигнала q_i ($i=1,2$) и проводится усреднение по формуле (4):

$$\bar{t} = \frac{t_1 \cdot q_1 + t_2 \cdot q_2}{q_1 + q_2} . \quad (4)$$

При этом, в центральной области пада временное разрешение составляет около 50 пс, а в области внешних границ падов, которые соответствуют координатам в районе -30 мм и $+30$ мм, временное разрешение ухудшается до 100 пс, что допускается техническими требованиями.

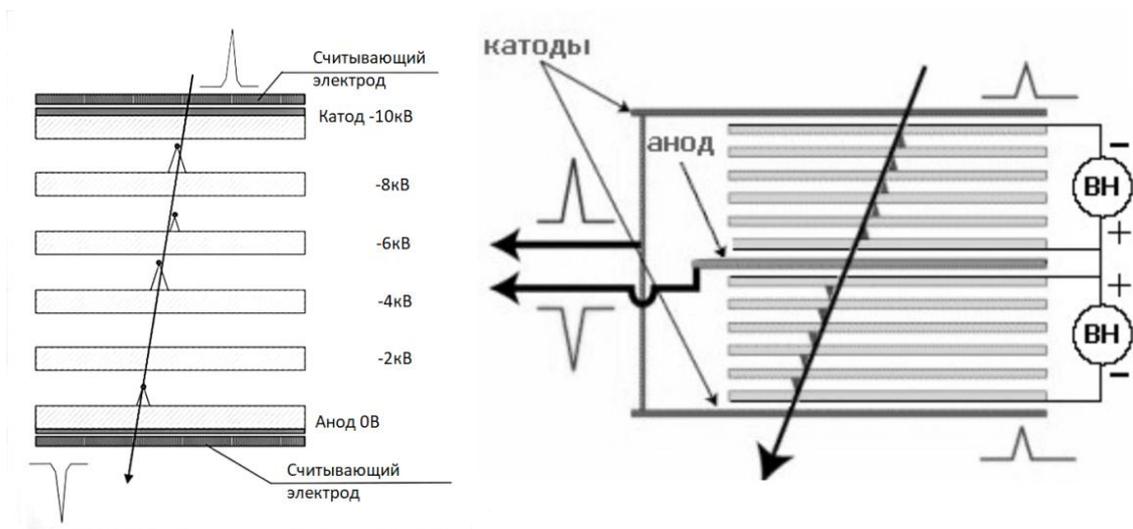


Рисунок 37. Упрощенная схема дифференциального считывания одной половины (слева) и полного симметричного пакета камеры МРПС (справа).

Чтобы снизить зависимость временного разрешения от места прохождения частицы через считывающую площадку, необходимо снижать порог

срабатывания электроники, что ограничивается наведенными шумами и помехами реальной камеры. Для разрешения этих ограничений был применен дифференциальный способ съема, показанный на упрощенной схеме (рис. 37), состоящей из одного 5-зазорного пакета симметричной 10-зазорной камеры. К аноду камеры прикладывается положительное относительно катода высокое напряжение, при этом считывающие электроды камеры находятся под нулевыми потенциалами друг к другу и общему проводу за счет высокой резистивности изоляционного слоя порядка 10^{11} Ом/см². Резисторы утечки величиной 10 кОм гарантируют отсутствие на них накопленного заряда при расчетных нагрузках и номинальных шумах камер МРПС около 1кГц на см².

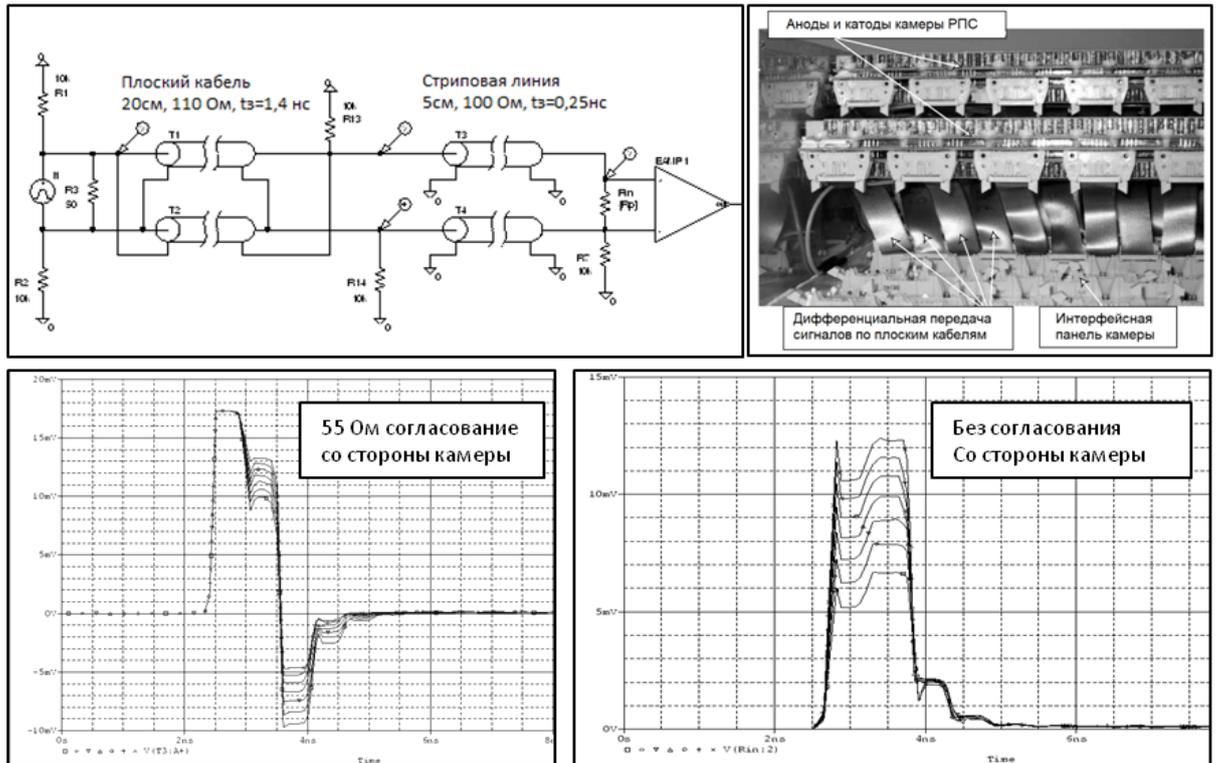


Рисунок 38. PSPICE модель дифференциальных электрических соединений супермодуля и накамерной электроники для времяпролетной системы эксперимента ALICE (сверху слева), фотография кабельных трасс (сверху справа) и эпюры результатов симуляций с согласованием 55 Ом (внизу слева) и без согласования (внизу справа).

Проектирование системы считывания камер РПС с дифференциальным съемом было осуществлено в системе моделирования PSPICE. Моделирование кабельных и паразитных компонентов, включенных в передающий сигнальный тракт, показало необходимость принятия мер по снижению отражений путем подбора согласующего резистора как со стороны приемника (входа НИНО-чипа), так и со стороны источника сигнала анода и катода. На рис. 38 показаны PSPICE модель дифференциальных электрических соединений супермодуля и накамерной электроники, а также эпюр напряжения на входе НИНО-чипа при вариации его входным сопротивлением в диапазоне 35-70 Ом.

Это позволило не только снизить величину минимально достижимого порога в методических тестах, но и достичь минимальных значений порога в конечной времяпролетной системе эксперимента ALICE.

Дифференциальная схема считывания падов требует геометрической симметричности камеры. В плоскости считывающих падов симметрия должна обеспечивать повторяемость локального импеданса каждой падовой площадки, что крайне необходимо для построения многоканальной системы, какой является времяпролетная система эксперимента ALICE. Этой же цели однородности диэлектрической постоянной по толщине должна быть подчинена внутренняя структура камеры. Исследования однородности распределения эффективности регистрации и временного разрешения показывают, что ширина на полувысоте для распределения по временному разрешению составляет ~ 10 пс, а для эффективности $\sim 1\%$, т.е. детектор является достаточно однородным.

Двух-пакетная структура камеры (рис.37,38) представляет собой компромиссный вариант [11] для построения дифференциального считывания с электродов камеры. С погрешностью около 10-20 пс время

прихода сигналов с анода и катода различается. Выравниванию времени прихода сигналов на вход считывающей электроники способствуют специальные меры в виде симметричного кабеля, соединяющего пады с камерной электроникой.

Симметричная линия выполнена в виде отрезков плоского кабеля с волновым сопротивлением 110 Ом и шагом 1,27 мм между проводниками, соединенных попарно параллельно для образования симметричной линии волновым сопротивлением 55 Ом. Для сигнала длительностью 1 нс, поступающего на вход такой симметричной линии, она выступает в роли симметричного парафазного трансформатора. Это условие соблюдается только для электрической длины симметричной линии, вдвое и более превышающей длительность импульса с камеры .

На рис.39 показана конструкция центрального модуля TOF-системы эксперимента ALICE, на котором видно, что симметричные кабели связи камер и считывающей электроники имеют различные длины. Проведенные исследования влияния длины симметричной линии связи падов и камерной электроники подтверждают эффективность метода выравнивания времен, результаты показаны на рис.40. Тестирование камер проводилось от сигнала генератора, который подавался через стандартные цепи мониторинга работы камер, не предназначенные для прецизионного измерения временных характеристик.

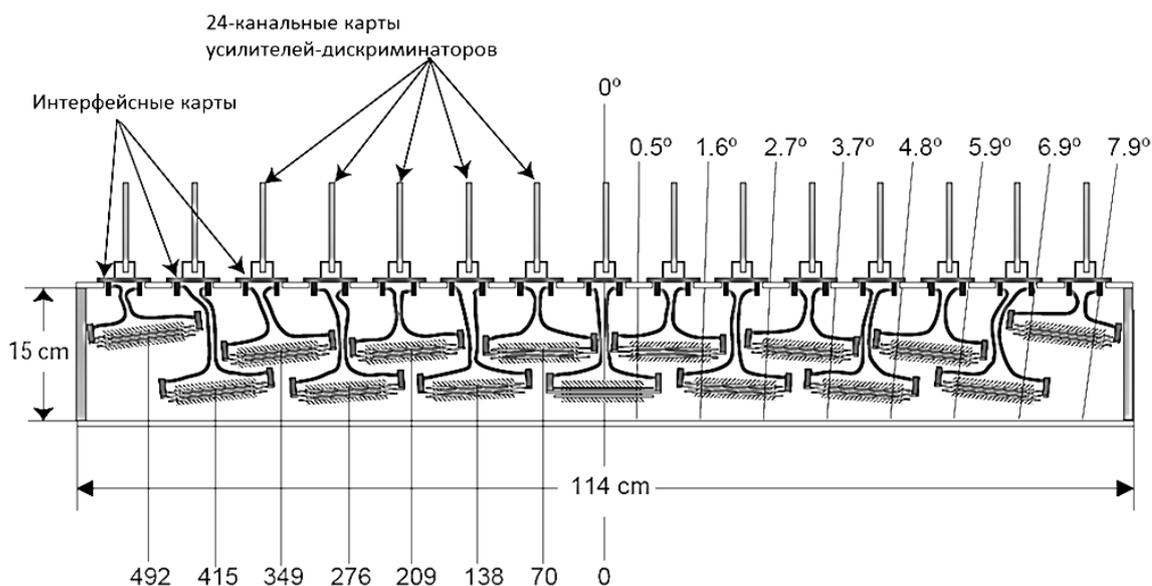


Рисунок 39. Конструкция центрального модуля TOF-системы эксперимента ALICE: показаны симметричные кабели связи камер и считывающей электроники.

Тренд снижения временного джиттера однозначен, при этом значения временного разрешения относительно. На графике показано, что, начиная с длины линии 50 см и более, временное разрешение системы считывания не изменяется.

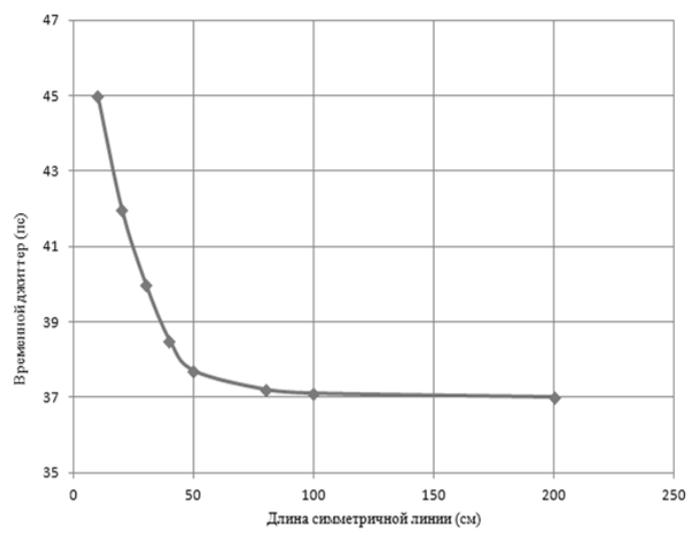


Рисунок 40. График зависимости джиттера от длины симметричной линии внутри камеры МРПС эксперимента ALICE.

Таким образом, вклад погрешности времени прихода сигналов от анодов и катодов различных каналов считывания будет варьировать от канала к каналу в пределах ~ 20 пс, что было использовано при построении системы считывания супермодуля (рис.41) TOF времяпролетной системы эксперимента ALICE.



Рисунок 41. Супермодуль TOF времяпролетной системы эксперимента ALICE с установленными 24-канальными картами накамерной считывающей электроники NINO2468.

3.2.3 РАЗРАБОТКА ПЕРВОЙ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМЫ (ASIC) ДЛЯ ВРЕМЯПРОЛЕТНЫХ ПРИМЕНЕНИЙ.

Прототипом считывающей электроники для времяпролетной системы служили камерные 24-канальные модули, построенные на дискретных электронных компонентах фирмы MAXIM. В качестве предусилителя был использован быстрый усилитель MAX3760 с полосой 630 МГц, а в качестве дискриминатора использовалась ИС MAX9660 компаратора с ЭСЛ выходами. Стоимость на канал составляла около \$25, а энергопотребление в 1 Вт превышало требования к камерной электронике считывания более, чем в 50 раз. Кроме того, входы электроники прототипа были однофазными.

Основные характеристики электроники прототипа были хорошо изучены заранее и их значения стали ориентирами в таких значениях как минимальный порог регистрации, диапазон линейности пороговой характеристики, приведенный к входу эквивалентный шумовой заряд. При этом, на вопросы принципиального характера о возможности обеспечить эти свойства в совокупности в одной технологии ответа не было.

3.2.3.1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ НА ПРОЕКТИРОВАНИЕ ASIC NINO ДЛЯ ВРЕМЯПРОЛЕТНЫХ ПРИМЕНЕНИЙ.

Для большой системы считывания с числом каналов 160 тыс. было принято решение разработки специализированной интегральной схемы (СИС) [6,7] 8-канального усилителя дискриминатора для времяпролетных применений.

Перед началом проектирования нового чипа были рассмотрены все возможные прототипы аналогичных устройств. Наиболее близким по параметрам оказался чип для камер РПС эксперимента ATLAS под названием DIE [5,6], произведенный по технологии “Арсенида Галлия”. Этот 8-канальный чип усилителя-дискриминатора поначалу казался возможным прототипом, но при более детальном рассмотрении параметры, заявленные в его характеристиках, и, главное, структурная схема и набор функций не удовлетворили наш выбор.

Разработка специализированного чипа [6,7] для времяпролетной системы эксперимента ALICE [10] проводилась в соответствии с техническим заданием, в котором были определены 3 главных приоритета. Первым приоритетом был обозначен параметр времени интегрирования входного сигнала 1 нс, что соответствует спектру в диапазоне 350-500 МГц. Вторым приоритетом был уровень приведенного к входу эквивалентного шумового

заряда величиной 5000 электронов. Третьим приоритетом стал уровень рассеиваемой мощности 30 мВт на канал.

<i>Параметр</i>	<i>Значение</i>	<i>Примечание</i>
<u>Входные параметры:</u>		
Емкость детектора	10 пФ	
Максимальный сигнал	1,5 пКл	
Импеданс линии связи с детектором	55 Ом	
Длина линия связи с детектором	> 20 см	Две линии 110 Ом в параллель
<u>Требуемые параметры чипа:</u>		
Время сбора заряда	1000 пс	1-й приоритет
Входное дифф. сопротивление	35Ом – 75Ом	
Уровень ограничения	>100 пКл	
Преобразование заряд в напряжение	1000 мВ/ фКл	
Эквивалентный шумовой заряд	5000 е / фКл	2-й приоритет
Собственный джиттер	< 50 пс	
Временной сдвиг	< 500 пс	
Потребляемая мощность на канал	30 мВт	3-й приоритет
Порог регистрации, диапазон	5-50 фКл	Внешнее управление
Входное сопротивление	55 Ом	Для подстройки к линии 55 Ом
Выходной интерфейс	ЛВДС	Возможность перенастройки

Таблица 4. Таблица требуемых параметров для проектирования чипа для времяпролетных применений.

Реализация проекта шла по двум направлениям.

Первое направление было связано с общим блочным построением чипа как полностью дифференциальной структуры от входа до выхода.

Вторым направлением было исследование структурного построения чипа, наполнение его дополнительными функциями, исследование промежуточных прототипов и коррекция на этой основе требуемых параметров разработки.

В целом этап постановки задачи на проектирование нового чипа с уникальными свойствами специализировано для времяпролетных применений был итерационным, на каждой стадии которого производились дополнительные расчеты и измерения, и в требуемые параметры и структуру разрабатываемого чипа вносились изменения.

3.2.3.2 ВЫБОР НАБОРА ФУНКЦИЙ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ, СХЕМОТЕХНИКИ И ТЕХНОЛОГИИ ПРОИЗВОДСТВА ASIC NINO.

В процессе разработки NINO-чипа в его структуру были добавлены 2 дополнительные функции: гистерезис пороговой характеристики и растяжитель импульса, необходимые для обеспечения устойчивости в работе с различными сигналами и в различных областях применения [6].

На рис.42 показана структурная блок-схема одного канала чипа, состоящая из:

- входного дифференциального предусилителя со схемами подстройки импеданса и защитой диодами Шоттки;
- дискриминатора, построенного по схеме 4-х каскадного усилителя-ограничителя;
- схемы растяжения длительности импульса;
- выходного каскада, построенного на симметричном токовом ключе;
- схемы выработки опорных напряжений для задания режима работы схемы в целом;
- схемы стабилизации рабочих характеристик и управления порогом;
- схемы выработки логического сигнала 8-ИЛИ.

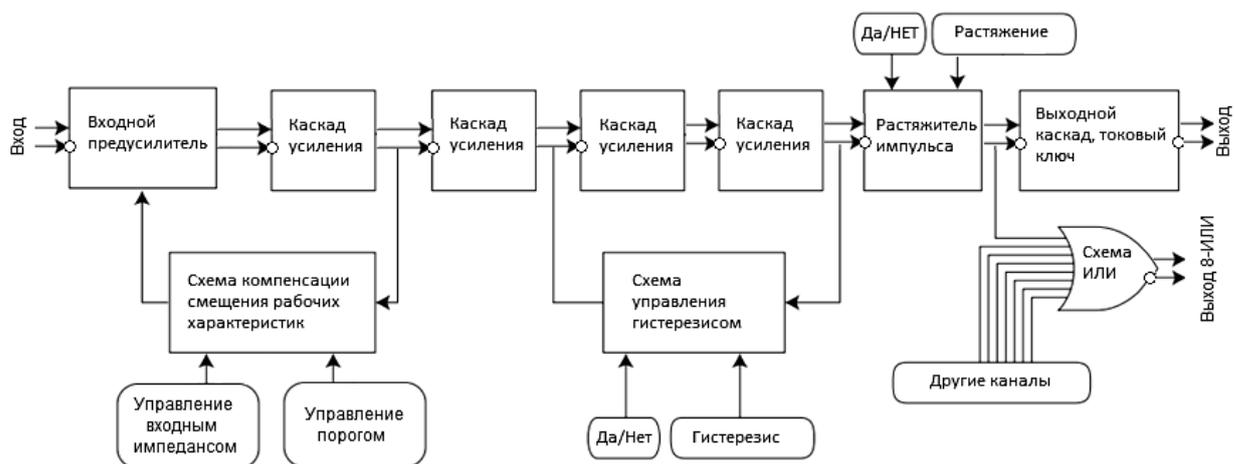


Рисунок 42. Структурная блок-схема одного канала специализированного чипа для времяпролетной системы эксперимента ALICE.

Для осознанного выбора технологии производства была сделана пробная CADENCE PSPICE модель некоторых принципиальных каскадов усиления [6,7] на основе технологической библиотеки элементов производителя C-MOS IBM 0,25 μm .

Усилительные свойства каскадов усиления проектируемого чипа описываются технологической постоянной A , которая связывает коэффициент усиления каскада $A = g_m \times R$ с другими параметрами технологии C-MOS IBM 0,25 μm , где g_m - крутизна одиночного транзисторного каскада, а R – комплексная нагрузка каскада. Компаратор напряжения реализован в виде усилителя-ограничителя на четырех каскадах с полосой частот 500 МГц и коэффициентом усиления $A = 5$ каждый и общим усилением около $A = 500$. Усиление входного предусилителя составляет $A = 30$ при входном дифференциальном импедансе 55 Ом.

Результаты предварительного PSPICE моделирования некоторых принципиальных каскадов усиления подтвердили возможность создания чипа с заданными параметрами быстродействия и энергопотребления. Чтобы

избежать возможных осложнений в структуру NINO-чипа были введены 2 принципиальных дополнения.

Во-первых, все конденсаторные межкаскадные связи были заменены гальваническими соединениями, исключая возникновения дополнительных шумов за счет реактивного сопротивления конденсаторов.

Во-вторых, гальванические связи, снизив шумы, увеличивают паразитный сдвиг уровней каскадов, что потребовало введения цепей компенсации постоянного сдвига уровня. Такие цепи работают не только на поддержание последовательности режимов работы канала считывания, но и при правильной шумовой расчете резко снижают уровень шумов $1/F$, величина которых у C-MOS технологии значительно выше, чем у биполярных транзисторов за счет более высокой частоты среза фликкер-шумов. Таким образом, была сформулирована задача достижения минимального уровня шумов аналоговой схемы в полосе частот 350-500 МГц за счет структурных и схемотехнических мер.

Схема стабилизации рабочих характеристик (ССРХ) и шумовой компоненты $1/F$ реализована как низкочастотная часть схемы (рис.43) с большим усилением по постоянному току. Блок ССРХ выполняет не только указанные функции, но и осуществляет преобразование внешнего управляющего напряжения регулировки порога в дифференциальные токи управления внутри чипа. Таким образом, в одном блоке ССРХ формируются стабилизирующие воздействия на основные параметры канала NINO-чипа, обеспечившие высокую стабильность параметров внутри 8-канальной структуры чипа, а также и минимальный разброс параметров в большой партии при массовом производстве в количестве 30 тыс. шт.

Таким образом, структурная блок-схема канала NINO-чипа (рис.42) была зафиксирована.

3.2.3.3 МОДЕЛИРОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ И СХЕМОТЕХНИКИ ASIC NINO В СИСТЕМЕ ПРОЕКТИРОВАНИЯ CADENCE.

Следующий этап проектирования состоял в моделировании принципиальной схемы и основывался на пакете библиотек C-MOS элементов от конкретного производителя технологии IBM 0,25 μm в системе проектирования CADENCE.

Первый каскад (рис.43) построен как полностью дифференциальный трансимпедансный усилитель с регулируемым входным сопротивлением для точной подстройки к характеристическому импедансу входной линии связи с детектором.

Дифференциальные сигналы от детектора поступают на истоки транзисторов M1 и M2, находящиеся под постоянным смещением около +0,6 В через выводы Vх.+ и Vх.–. Транзисторы M1 и M2 образуют дифференциальный входной каскад по схеме с общим затвором. Режим по постоянному току этого каскада задан внешним резистором (на схеме не показан), значение которого определяет величину входного сопротивления для каждого из дифференциальных входов для всех 8-ми каналов чипа единообразно.

Транзисторные сборки M13 и M14 на рис.43 входят в схему входного каскада и служат в качестве управляемых резисторов для регулировки его напряжения смещения. Входное воздействие для схемы компенсации ССРХ поступает на затворы транзисторов дифференциальной пары M11 и M12. Внешние дифференциальные напряжения Порог+ и Порог– поступают на затворы транзисторов дифференциальной пары M9 и M10, в которых происходит преобразование соответственно в токи генераторов тока I5 и I6. Обратная связь служит для компенсации медленно меняющихся процессов в чипе и ее частотные свойства определяются формулой (5):

$$T_{oc} \approx \frac{R_{oc} \times C_{oc}}{A}, \quad (5)$$

где A – коэффициент усиления каскада на транзисторах M7 и M8, $R_{oc} \times C_{oc}$ – произведение параметров схемных элементов цепи медленной обратной связи.

Конфигурации схемы входного каскада, содержащая схему стабилизации режимов ССРХ, позволяет стабилизировать все основные параметры при изменениях порогового напряжения, подстройке входного импеданса схемы, технологическом разбросе и температурном дрейфе.

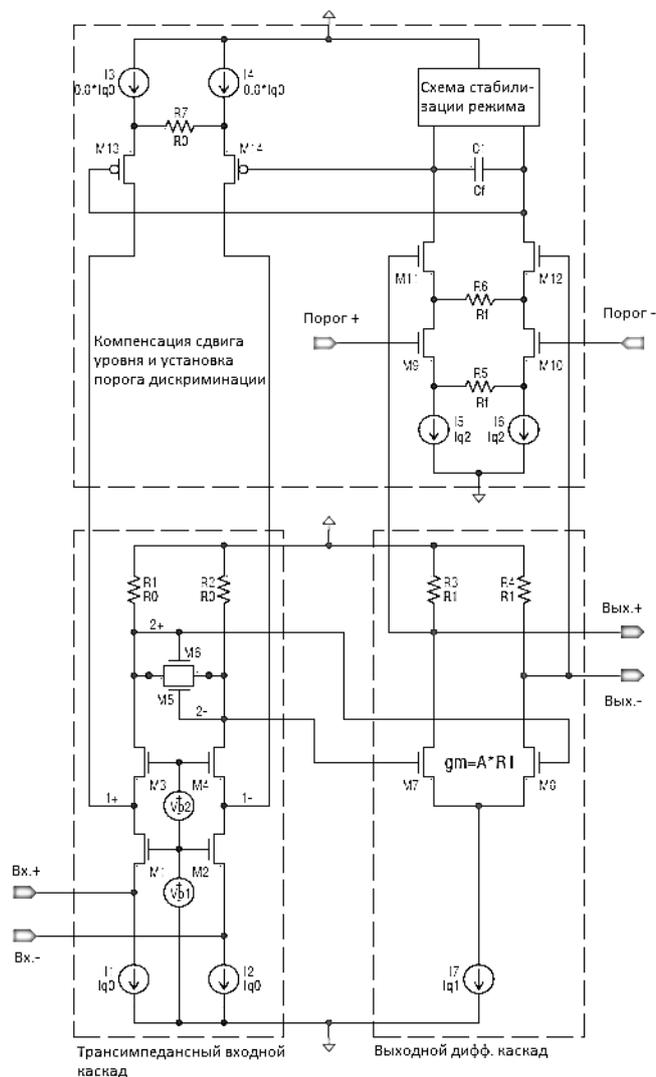


Рисунок 43. PSPICE-модель схемотехники входного трансимпедансного каскада усиления.

Каскодный входной каскад усиления на транзисторах M3 и M4 (рис.43) применен для достижения максимального коэффициента усиления в заданной полосе частот за счет компенсации паразитных емкости и индуктивности до преобразования тока в напряжение на резисторах R1 и R2. При этом, ток этого каскада есть 1/5 от тока транзисторов M1 и M2, что минимизирует проходную емкость для увеличения скорости нарастания выходного напряжения. Диодный ограничитель на структурах M5 и M6 ограничивает дифференциальный сигнал в каскаде на уровне +/-1 В.

Выходное напряжение предварительного усилителя формирует дифференциальный каскад с малым усилением на транзисторах M7 и M8, ток которого задан источником I7. Вместе с величинами резисторов R3 и R4 каскадом задается величина динамического диапазона входных сигналов. Временные характеристики входного каскада рассчитаны с учетом требований технического задания, время нарастания переходной характеристики составляет 1 нс (рис.44).

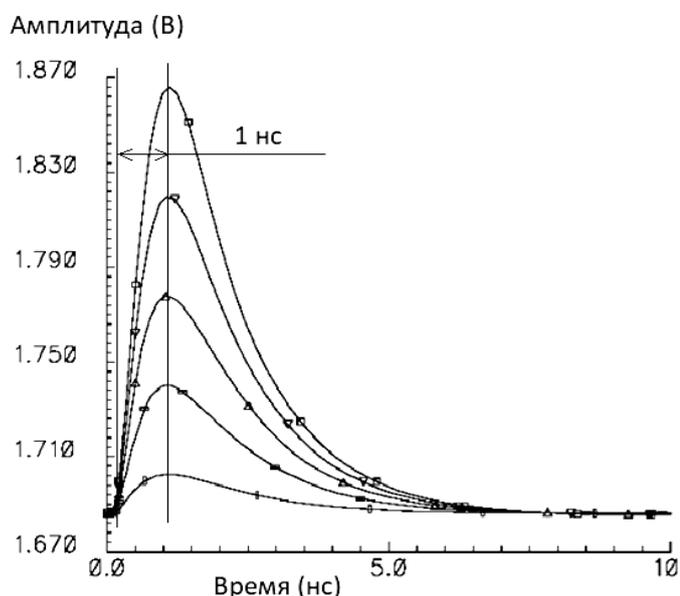


Рисунок 44. Эпюры PSPICE-моделирования передаточной характеристики входного каскада NINO-чипа при различных амплитудах сигнала: 20, 65, 110, 155, 200 фКл.

3.2.3.4 ПЕРВЫЙ ЭТАП СОЗДАНИЯ ЧИПА. ИССЛЕДОВАНИЯ И КОРРЕКЦИЯ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗАДАНИЯ.

В процессе постановки задачи для проектирования происходила коррекция параметров и структуры чипа на основе дополнительных исследований и расчетов. Одним из таких изменений стало введение в структуру построения чипа функции регулировки входного сопротивления для подстройки к изменяющимся условиям согласования с электродами камер.

Подстройка входного сопротивления в NINO-чипа построена на основе входного каскада за счет изменения режимного тока входных транзисторов M1 и M2 (рис. 45).

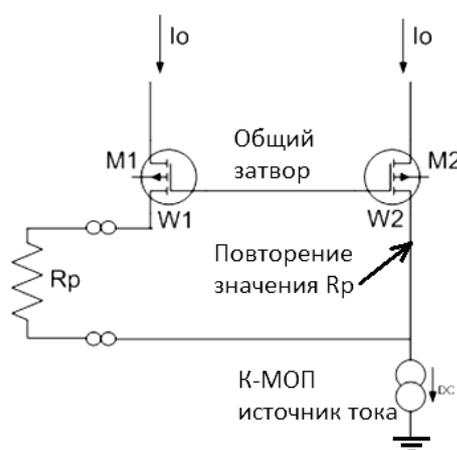


Рисунок 45. Схема регулировки входного сопротивления посредством внешнего регулировочного резистора R_p , значение которого повторяется входными цепями НИНО чипа.

$$I_0 = \frac{1}{K_n \cdot \frac{W_2}{L} \cdot [(M/M - 1)R_p]^2}, \quad (6)$$

Формула (6) описывает принцип и основные соотношения регулировки входного сопротивления NINO-чипа. Здесь, I_0 – ток каскада M1 и M2, K_n – внутренний параметр технологии, W и L – ширина и длина канала транзистора, параметр $M = \sqrt{\frac{W_1}{W_2}}$ – соотношение ширин транзисторов M1 и M2, предустановлен как $M=2$, Gm_{M2} – крутизна транзистора M2, R_p –

внешний регулировочный резистор установки входного импеданса, и приходим к соотношению по формуле (7):

$$1/Gm_{M2} = \frac{1}{2\sqrt{Kn \cdot \frac{W2}{L} \cdot I_0}} = R_p, \quad (7)$$

Таким образом, значение входного сопротивления в данной схеме задается как обратная величина крутизны входного каскада NINO-чипа. Благодаря широким возможностям интегральной схемотехники всю сложность регулировки удалось свести к принципу повторения входным каскадом на транзисторе M2 (половина дифференциальной структуры входного каскада) параметров, заданных вспомогательным регулировочным каскадом на транзисторе M1. Выбором внешнего регулировочного резистора R_p задаются входные сопротивления для дифференциальных входов по соотношению $R_p = R_{ex1} = R_{ex2}$ и $R_{диф} = R_{ex1} + R_{ex2} = 2R_p$.

Особый интерес и сложность представлял расчет шумовых свойств входного каскада. Для расчета уровня шумов была использована полная схема канала NINO-чипа (рис.46) и полная иерархическая PSPICE-модель (рис.47), включающая модели детектора, линии связи с детектором, выходной нагрузки.

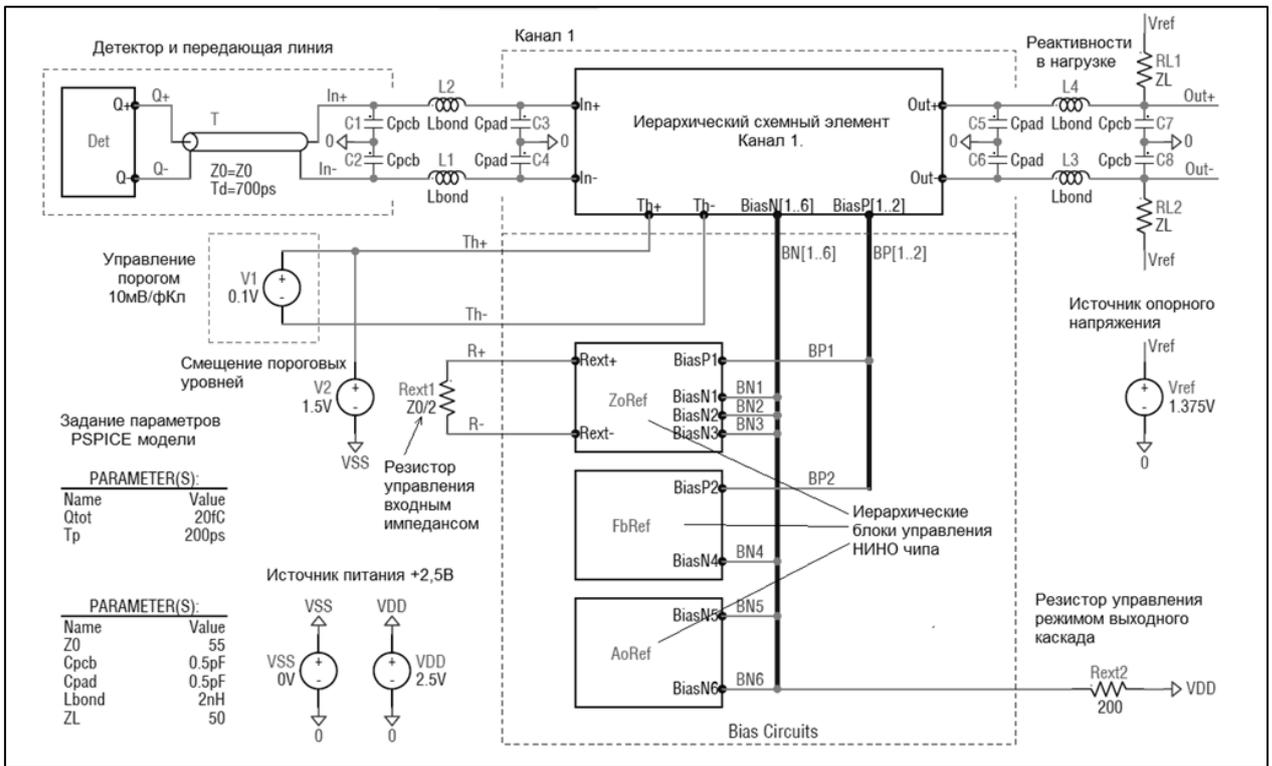


Рисунок 47. Полная иерархическая PSPICE-модель NINO-чипа, включающая модели детектора, линии связи с детектором, выходной нагрузки.

PSPICE-модель 1 канала NINO-чипа, содержащая модель детектора, высокочастотной передающей линии связи детектора и входного каскада, выходной резистивной нагрузки показана на рис.47. Полная модель использовалась для комплексного расчета параметров NINO-чипа во взаимодействии с входными и выходными цепями.

Некоторые результаты моделирования представлены на рис.48. Эпюры напряжения показаны при выключенном гистерезисе, для входных сигналов в диапазоне 100 – 2100 фКл и пороге 50 фКл.

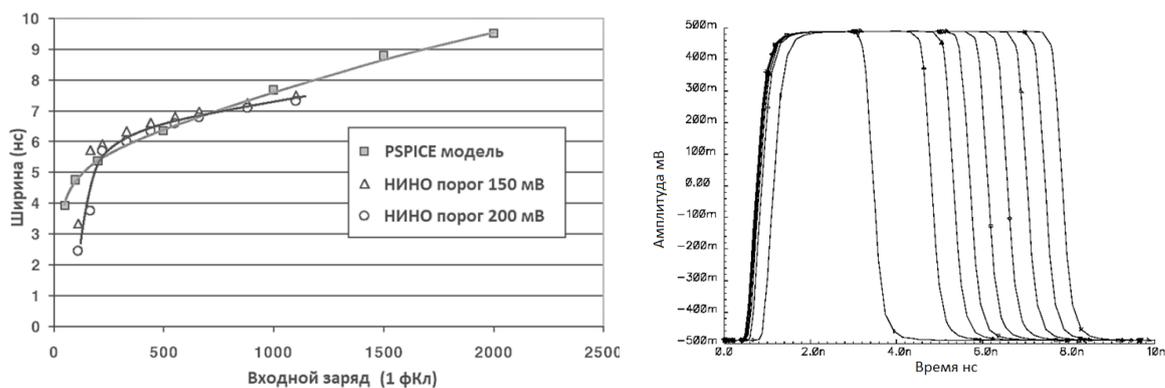


Рисунок 48. Сравнительные характеристики PSPICE-моделирования NINO чипа и реальных измерений от генератора ширины импульса при различных порогах (график слева) и эмпоры выходного напряжения для входных зарядов 20 – 2000 фКл (график справа).

Сравнительные характеристики PSPICE-моделирования NINO-чипа и реальных измерений от генератора ширины импульса при различных порогах для входных зарядов в диапазоне 20 – 2000 фКл представлены на рис.48 слева. Свойства реального чипа с достаточно высокой степенью совпали с результатами PSPICE-моделирования. Правый график рис.48 показывает приращение длительности выходного импульса при увеличении заряда на входе NINO-чипа. На основе данной информации о работе TOT-метода преобразования заряда во временной интервал еще нельзя сделать однозначного вывода об ошибках соответствия заряд-ширина.

Первая версия NINO-чипа вышла из производства в Клермон-Ферран (Франция), процесс IBM C-MOS 0,25 μm , и названа в честь итальянского физика Антонино (Нино) Зикики, руководителя проекта. Размер 2 x 4 мм, 76 выводов, разварен на позолоченном основании алюминиевой проволокой 10 мкм. Один канал кристалла NINO-чипа показан на рис.49.

Структурно кристалл с 8-каналами усилителей-дискриминаторов образовывал по каскадно независимые по цепям питания и общего провода (земля) части. По горизонтали чип разбит на аналоговую и цифровую части. Это необходимо для целей обеспечения устойчивости, т.к. общий

коэффициент усиления 1000 создает условия для паразитной обратной связи с выхода на вход по внутренним цепям схемы. По вертикали 8 каналов чипа сгруппированы по 2 для подключения к внешним цепям питания. Цепи общего провода (земли) каждого канала имеют индивидуальный вывод для объединения снаружи корпуса чипа.



Рисунок 49. NINO-чип первой версии (показана топология одного канала) разработан в ЦЕРН (Швейцария), производство Клермон-Ферран (Франция) процесс IBM C-MOS 0,25 μm , размер 2 x 4 мм, 76 выводов.

3.2.3.5 ВТОРОЙ ЭТАП СОЗДАНИЯ ЧИПА. КОНЕЧНАЯ ВЕРСИЯ - ASIC NINO-ЧИП. КОРПУСИРОВАНИЕ.

Высокое качество соответствия PSPICE моделирования NINO-чипа и измерений на готовых чипах первой версии привело к тому, что уже вторая версия NINO-чипа оказалась окончательной. Первая и вторая версии NINO-чипа испытывались без корпуса. Для испытаний версий NINO-чипов была разработана 24-канальная печатная плата, содержащая три 8-канальных чипа, предназначенная для подключения непосредственно к камере МРПС с дифференциальным считыванием электродов (рис.43).

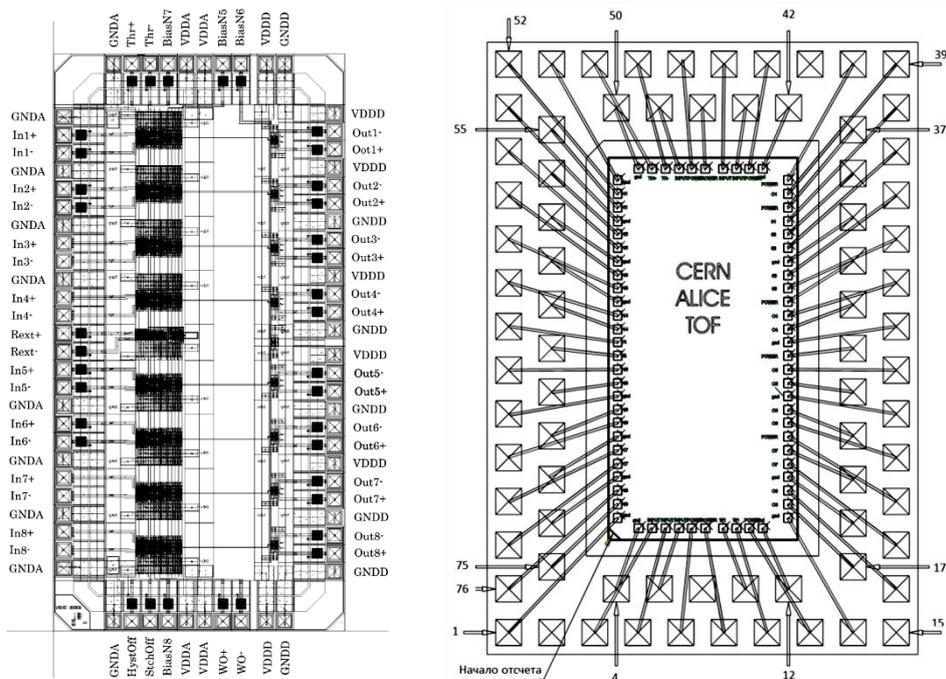


Рисунок 50. Вторая окончательная версия 8-канального NINO-чипа. Слева – кристалл и наименования выводов, справа – структура разварки выводов NINO-чипа в корпусе TAPP76. Внизу слева показан ромб начала отсчета выводов.

На левом изображении рис.50 показан кристалл NINO-чипа с наименованием выводов. На столбце слева находятся 16 входов и 10 выводов аналоговой земли (AGND). На столбце справа 32 вывода выходов, 7 выводов цифровой земли (DGND) и 7 цифрового питания (VDDD). Ряды сверху и снизу служат для 6 выводов аналогового питания (VDDA) и сигналов управления. Внизу слева ромб начала отсчета выводов с 1 по 76 против часовой стрелки. Целью распределенного соединения каналов внутри чипа с цепями питания и общего провода (земли) были меры по обеспечению минимального взаимовлияния каналов, составившему величину 1/170 при стандартной величине порога срабатывания.

На правом изображении рис.50 показан чертеж разварки NINO-чипа в корпус TAPP76, представляющий собой контактные площадки, расположенные в плоскости в 2 ряда, как показано на рис.50 справа. Размер контактных площадок – 300 x 300 мкм с шагом 500 мкм.

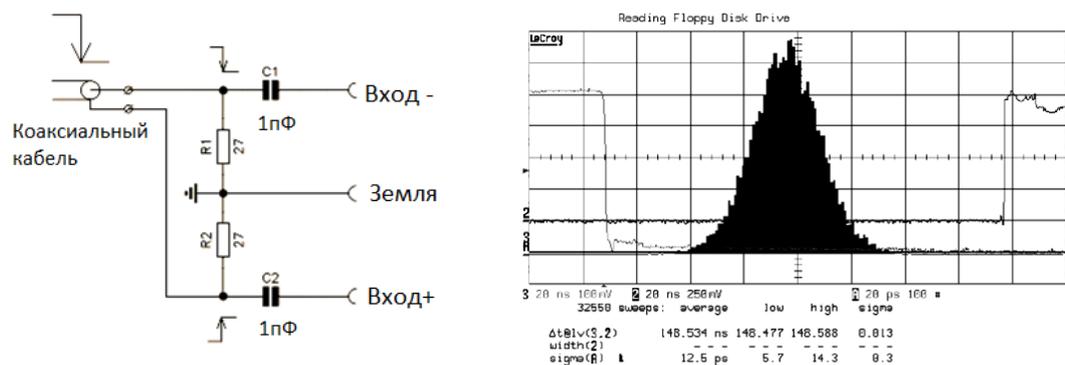


Рисунок 51. Схема сигнального парафазного адаптера (слева) для тестирования NINO-чипа с дифференциальными входами. Осциллограмма измерения джиттера NINO-чипа с применением парафазного адаптера показана на рисунке справа.

Прецизионные временные измерения NINO-чипа потребовали тщательного и аккуратного методического оснащения. Дифференциальные входы для корректного измерения параметров чипа необходимо подключать к парафазному источнику импульсов. Для этих целей был изготовлен специальный стенд для временных измерений, содержащий пассивный псевдо-дифференциальный адаптер, надежную систему заземления и развязку питающего напряжения для подключения 1 намерного 24-канального модуля. Сигнальный адаптер (рис.51) необходим для перехода от асимметричного коаксиального кабеля к симметричной парафазной структуре с волновым сопротивлением 27 Ом в каждом плече. За счет этого на клеммах «вход-» и «вход+» формируются импульсы противоположной полярности, суммарная амплитуда которых равно исходному. При точных измерениях собственного временного разрешения NINO-чипа использовался импульсный генератор с длительностью фронта 500 пс, при величине входного заряда $Q_{вх}=100$ фКл. Цифровой измерительный осциллограф LeCroy (40 ГФл, 2 ГГц) имел собственный джиттер 5пс. Результат измерений 12,6 пс (сигма) показан на рис.51 на осциллограмме справа и на рис.52.

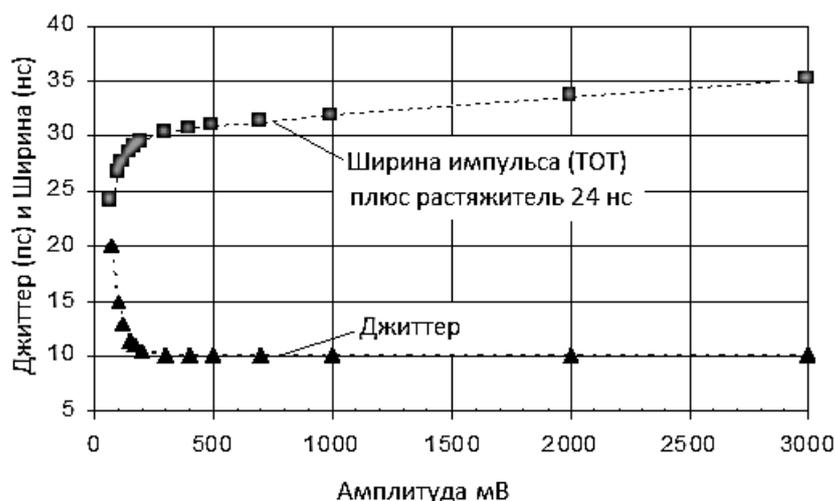


Рисунок 52. Результаты измерения джиттера и (TOT) заряд-временной интервал зависимости NINO-чипа с применением парафазного адаптера от генератора импульсов.

Для испытаний первых версий NINO-чипа применялась его непосредственная разварка 10 мкм алюминиевой проволокой на специально подготовленную печатную плату с высокой чистотой позолоченной поверхности, как показано на левом снимке (рис.53). Сверху чип закрывался защитной прозрачной крышкой, показанной на снимке справа (рис.53).

Впервые осуществилось дифференциальное соединение электродов камеры и камерной считывающей электроники. Для сравнения в пучковых тестах использовалась электроника считывания – прототип с однофазным съемом (показана на снимке справа на заднем плане). Дифференциальный съем сразу показал несравнимо более высокую помехозащищенность и возможность установки порога практически на уровне технического предела NINO-чипа по сравнению с однофазным, где значение порога устанавливалось как компромисс между эффективностью срабатывания и самовозбуждением электроники. Качество заземления перестало влиять на устойчивость работы системы камера-электроника. Стало возможно использовать разрыв общего с камерой земляного соединения для исключения протекания тока помехи через высокочувствительную

считывающую электронику, что и было применено как общий принцип при разработке и построении большой времяпролетной системы считывания эксперимента ALICE.

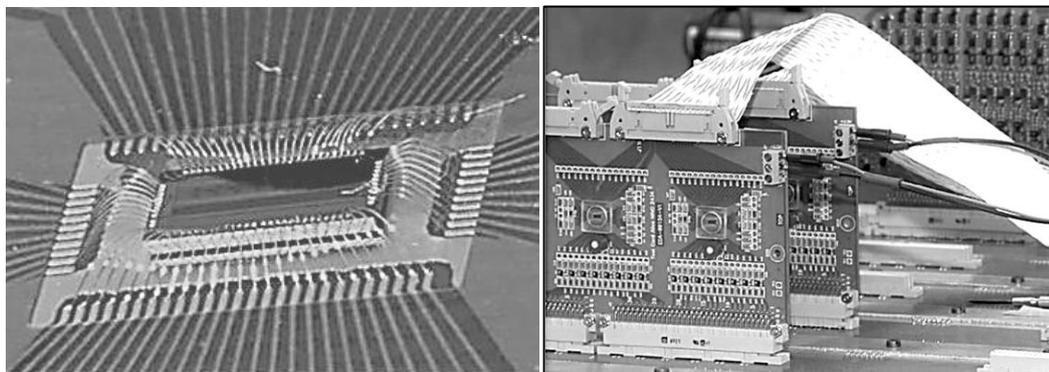


Рисунок 53. NINO-чип (слева) без крышки разварен на позолоченной печатной плате алюминиевой проволокой 10 мкм и NINO-чипы с крышками (справа) на карте считывания на тестовой камере МРПС с дифференциальным считыванием электродов.

Особенностью исполнения первой версии накамерной электроники с NINO-чипами является выходной интерфейс, ориентированный на подключение стандартным 17-парным плоским кабелем с шагом 1,27 мм к модулям ВЦП фирмы LeCroy с временным разрешением 50 пс/отсчет. Это обеспечивало преемственность аппаратурных средств исследований, а также адекватное сравнение результатов.

Контроль параметров NINO-чипов НИНО массовой партии 30 тыс. штук производился на 10 случайно выбранных экземплярах. Измерению подвергался параметр минимального значения заряда, регистрируемого при определенных условиях. Измерение осуществлялось при следующих условиях: управляющее напряжение порогом – 120мВ, величина гистерезиса – 0%, управление растяжителем +1,2 В (соответствует длительности около 12 нс), значение резистора подстройки импеданса – 25 Ом. Результатом исследований стала статистика основного параметра чипа: зависимость

эффективности срабатывания при минимальном заряде на входе от номера чипа и канала внутри. Из гистограмм на рис.54 следует, что средний разброс по 80 каналам составил 6,2%, а средний разброс по чипам – 6,8% и разброс 8-ми каналов по чипам составил 5,7%.

Вывод по статистическим данным измерений пороговых характеристик NINO-чипа состоит в минимальном разбросе основных свойств НИНО чипов, не оказывающем существенного влияния на параметры проектируемой системы считывания.

Вторая версия NINO-чипа была произведена в количестве более 30 тыс. экземпляров, разварена в планарные корпуса ТАРР76. Для контроля работоспособности вся партия чипов была протестирована роботом при помощи специального ложемента NINO-чипа с соответствующими контактами для временного электрического контакта с корпусом NINO-чипа. Разумеется, такой способ электрического соединения не удовлетворяет высокочастотным требованиям, а значит, что точные временные измерения невозможны. Поэтому на роботизированном стенде проверялись параметры NINO-чипа, не связанные с его временными параметрами, такими как пороговая эффективность, энергопотребление, параметры растяжителя длительности импульса. «Выход» годных NINO-чипов составил около 99%, что было обусловлено не только высоким качеством технологии, но и малыми габаритами кристалла.

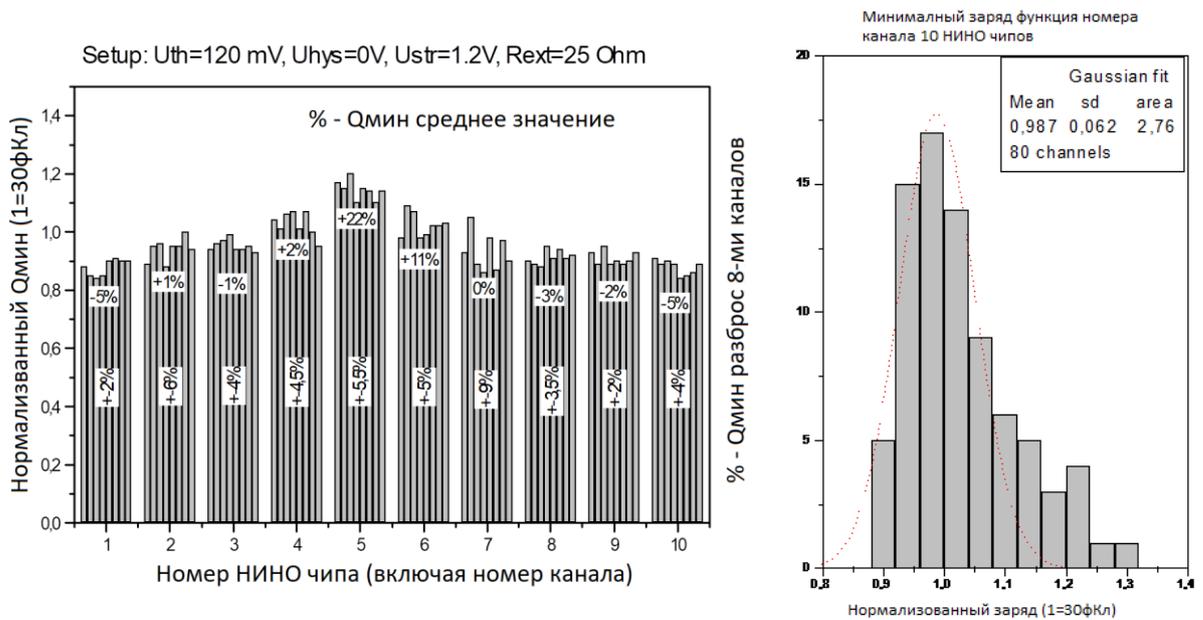


Рисунок 54. Результаты исследований разброса минимального регистрируемого заряда для 10 шт. NINO-чипов. На рисунке слева показаны группы из 10-ти чипов по 8 каналов, справа – сквозная гистограмма по 80-ти каналам.

Кроме того, имеет значение и проектирование чипа, которое происходило не на пределе характеристик технологии, выраженной через крутизну одиночного усилительного каскада $Gm = A \cdot Z$, где Gm -крутизна каскада, A -коэффициент преобразования, Z – комплексная нагрузка каскада. В основе разработки NINO-чипа лежал расчет требуемых параметров полосы частот и, соответственно, временного разрешения, основанный на опыте разработок и измерениях прототипов, что позволило остаться в пределах минимального технологического разброса процесса C-MOS IBM 0,25 мкм.

Сводная таблица всех параметров NINO-чипа содержит результаты измерений с различными условиями, кратко указанными в столбце «Условия» табл. 5. Большинство измерений сопровождаются графиками зависимостей величин от других параметров, не вошедших в текст диссертации из-за излишнего объема информации и необходимости детализировать условия измерений, что должно сопровождаться

дополнительной информацией. Эти данные только резко усложнили бы восприятие материала об основных свойствах НИНО чипа.

Параметр	Условия	Мин	Тип	Макс	Ед. Изм.
ВХОДНЫЕ ПАРАМЕТРЫ:					
Входное напряжение смещения	$R_{вх} = 20, 25, 37 \text{ Ом}$	0.4	0.85	1.2	В
Дифф. напряжение смещения			<2		мВ
Диапазон порогов			10 - 500		фКл
Входная емкость			1		пФ
Входное дифф. сопротивление	$R_{вх} = 20, 25, 37 \text{ Ом}$	35	50	74	Ом
Уровень ограничения			>200		фКл
УСИЛИТЕЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ:					
Преобразование заряд в напряжение	$S_{дет} = 0 \text{ пФ}$		1080		мВ/ фКл
Преобразование заряд к порогу	$S_{дет} = 0 \text{ пФ}$		4		мВ/ фКл
Эквивалентный шумовой заряд			1900 / 0.25		е / фКл
Коэффициент преобразования разброс	$U_{раст} = 0 \text{ В}, U_{hyst} = 0 \text{ В}$		10		%
ВЫХОДНЫЕ ПАРАМЕТРЫ:					
Диапазон выходных токов			1 - 6		мА
Диапазон растяжения импульса	$U_{раст} = (2.5 - 0.7) \text{ В}$		0 - 100		нс
Типовая длительность импульса	$U_{раст} = 1.3 \text{ В}$		15		нс
Разброс длительности импульса	$U_{раст} = 1.3 \text{ В}$		10		%
Тип выхода	Токовый мостовой ключ		LVDS совместимый		
Тип выхода ИЛИ	Токовый мостовой ключ		LVDS совместимый		
ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА:					
Мало-сигнальный спектр	-3дБ		500		МГц
Время нарастания импульса			600		пс
Мин. длительность вх. имп.	$U_{раст} = 2.5 \text{ В}$		0,6		нс
Диапазон длит. выходного импульса			1 - 6		пс
Собственный временной джиттер	$Q_{вх} > 200 \text{ фКл}$		12		пс
Гистерезис, диапазон	$U_{гист} = (0 - 1,5) \text{ В}$		0 - 12		%
ПИТАНИЕ:					
Диапазон напряжения питания,		2,2	2,5	5,5	В
Ток потребления на один канал		11,9	14,4	38,1	мА
Ток потребления на чип		95	115	305	мА
Потребляемая мощность на чип			289		мВт
Потребляемая мощность, на канал			36		мВт
Взаимовлияние через цепь питания			-50		дБ

Таблица 5. Результаты измерений основных параметров NINO-чипа.

Основные параметры NINO-чипа, такие как пороговая характеристика, функция растяжения импульса и гистерезис пороговой характеристики показаны на графиках рис.55. При этом, пороговая характеристика характеризует и линейность усилительного тракта NINO-чипа до точки введения порогового напряжения в схеме.

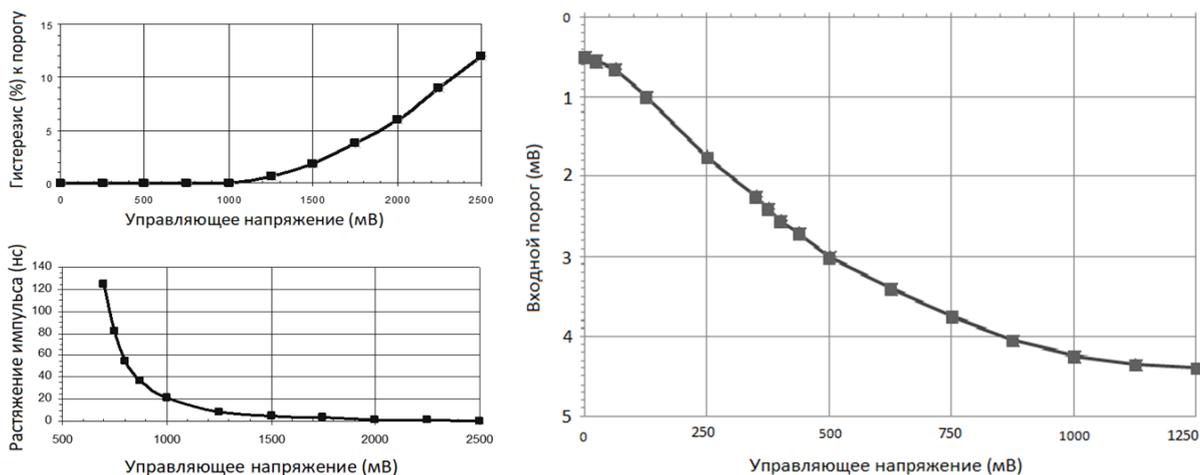


Рисунок 55. Графики основных регулировочных характеристик NINO-чипа: гистерезиса, растяжителя импульса и порога в зависимости внешнего управляющего напряжения.

3.2.4 РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ СЧИТЫВАНИЯ ВРЕМЯПРОЛЕТНОГО ДЕТЕКТОРА ЭКСПЕРИМЕНТА ALICE НА 160 ТЫС. КАНАЛОВ НА ОСНОВЕ СИС NINO.

На основе NINO чипа автором была спроектирована и изготовлена времяпролетная система считывания эксперимента ALICE на 160 тыс. каналов с временным разрешением 95 пс [10,11].

3.2.4.1 ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ СЧИТЫВАНИЯ НА ОСНОВЕ ASIC NINO ВРЕМЯПРОЛЕТНЫХ КАМЕР МРПС В ЭКСПЕРИМЕНТЕ ALICE.

Принципы построения и структура системы считывания, а также составляющие ее подсистемы претерпевали существенные изменения в процессе формирования окончательной номенклатуры времяпролетных супермодулей (рис.56), содержавших камерные сегменты. Таким образом формировались системные кластеры, из которых она состоит [5].

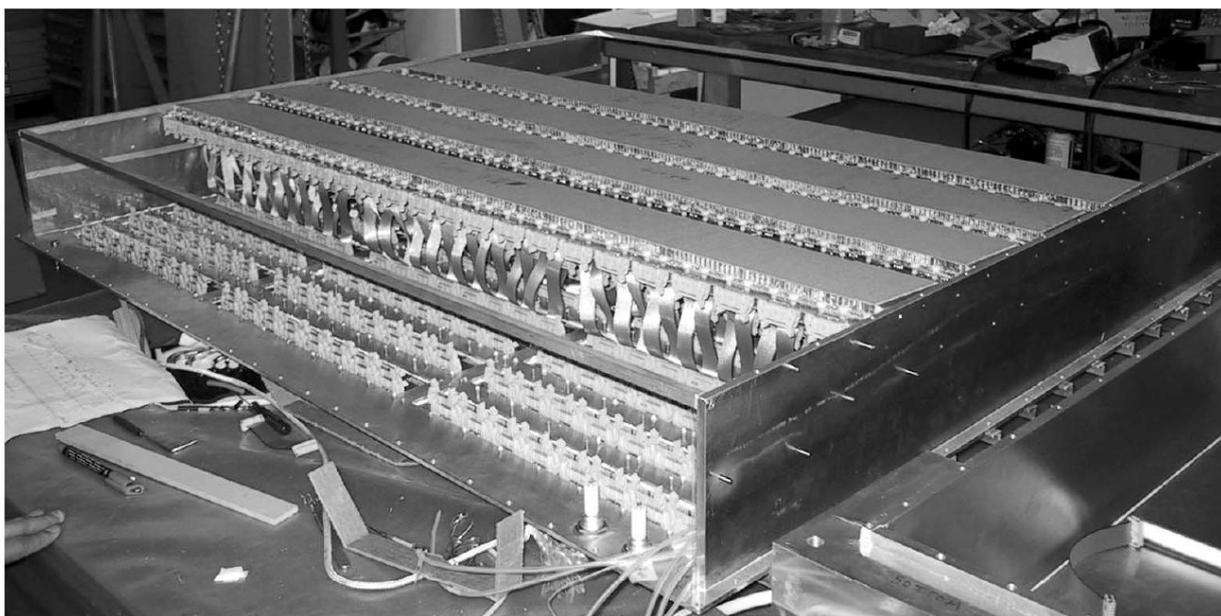


Рисунок 56. Супермодуль времяпролетной системы эксперимента ALICE в процессе сборки. Показаны камеры МРПС с плоскими кабелями связи с интерфейсными платами (внизу).

Особенностью конструкции супермодуля является отсутствие электрического соединения по общему проводу «земле» между металлическим коробом и камерами МРПС. Накамерная электроника также не имеет электрической связи с корпусом камеры. Это стало возможным благодаря дифференциальному съему зарядов. Электрически связь по «земле» в реальности осуществляется в камере через резисторы утечки

величиной 10 кОм и по цепям питания. Такое решение было predeterminedено требованием высокой повторяемости параметров системы независимо от конкретного расположения супермодуля и сектора внутри детектора ALICE и, в конечном итоге, обеспечило высокую регулярность параметров временного разрешения от модуля к модулю во всей системе считывания.

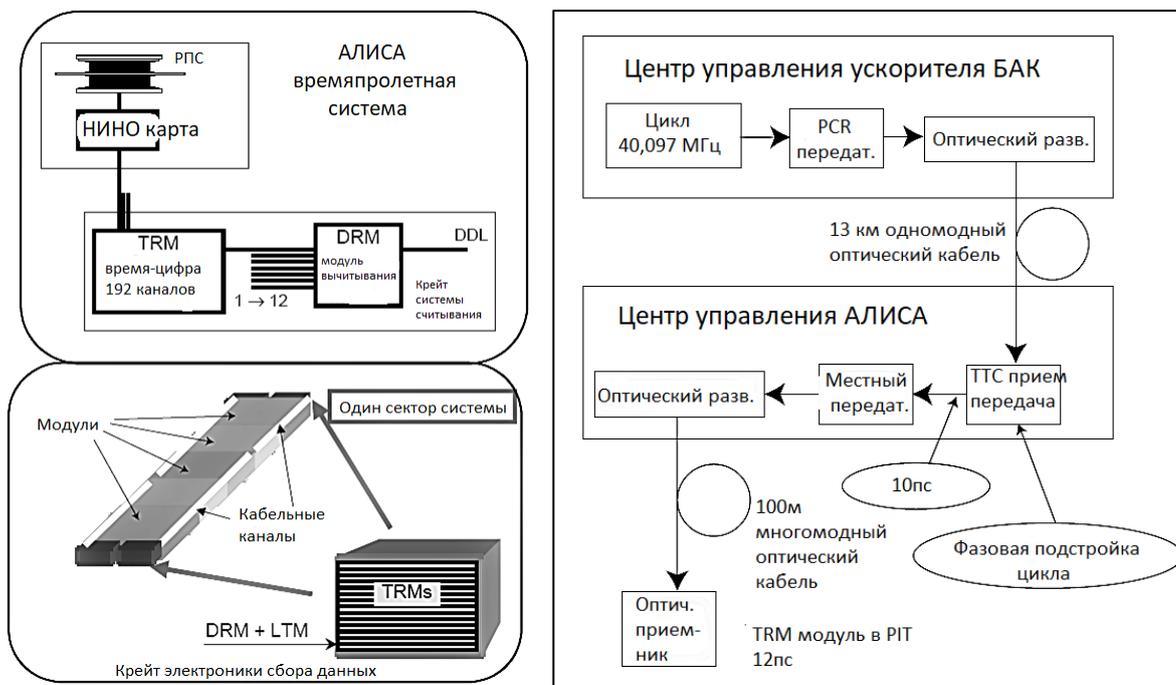


Рисунок 57. Структура системы считывания и сбора данных времяпролетного детектора в эксперименте ALICE (слева) и система синхронизации времени (справа).

Система сбора данных с числом каналов 160 тыс. квалифицируется как большая система с вытекающими следствиями о необходимости построения ее «сверху» [5]. Это означает приоритет системных требований перед локальными принципами построения составляющих подсистем. При этом, системные ограничения никак не влияют на параметры канала считывания, но уже на уровне структурного построения системы считывания оказывают существенное влияние.

Начало проектирования с верхнего уровня иерархии было основным принципом построения большой системы. Таким уровнем является крейтовая система, на основе которой система сбора данных построена на модулях преобразования время в цифру TRM и системных модулях вычитывания данных DRM и LTM (рис.57). С другой стороны сама структура построения системы была подчинена кластерному формированию сегментов времяпролетной системы (рис.57), сегменты в свою очередь содержат супермодули, состоящие из камер МРПС с устоявшимся числом каналов считывания 96. Сегменты и супермодули имеют различные форматы и числа каналов считывания.

Гибкость системы считывания обеспечивается системным подходом к ее проектированию, что позволило на уровне подсистемных кластеров совместить системы считывания, медленного контроля и управления, разветвления сигнала точной временной синхронизации и низковольтного и высоковольтного питания.

Системные аспекты построения больших детекторов имеют и отрицательные стороны, связанные с недостаточным опытом построения систем таких масштабов. В этом смысле можно указать на проблемы, связанные с группированием подсистем питания и сбора данных удобным с системной точки зрения способом. В то же время практические аспекты построения этих подсистем подчас входят в противоречия с длинами кабельных трасс и принципами их заземления. Можно, однако, отнести эти проблемы к недостаточности времени и настойчивости в прототипировании при построении системы.

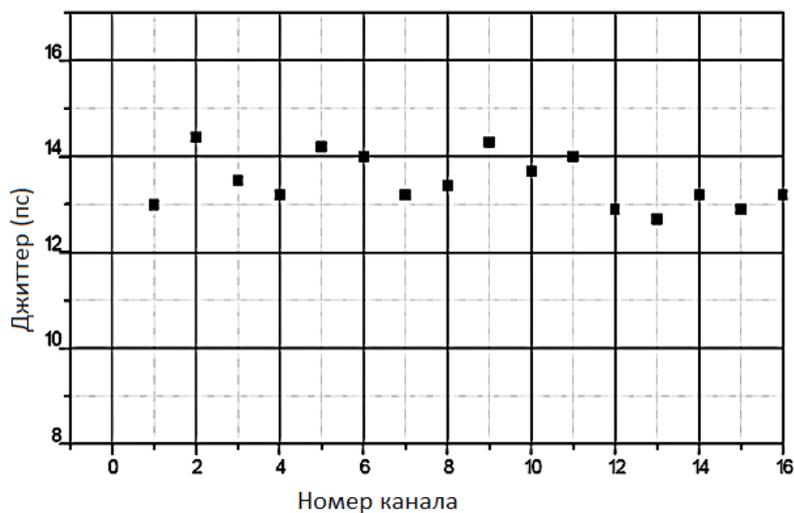
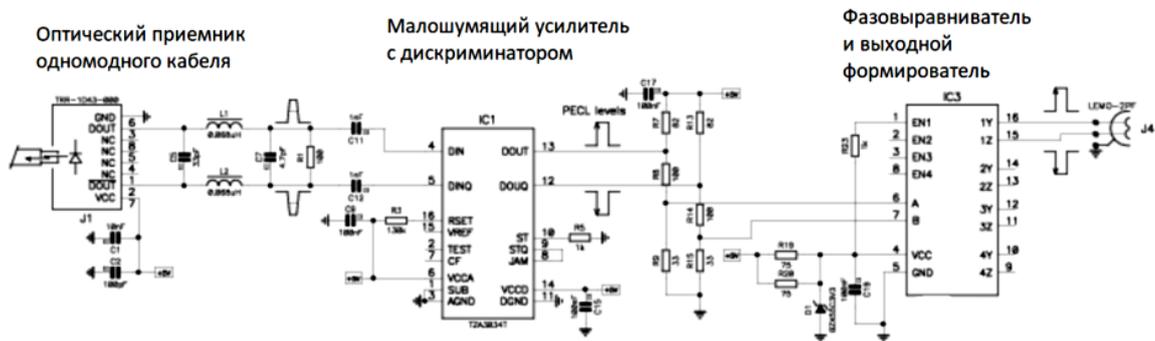


Рисунок 58. Схема оптического приемника для системы синхронизации времени времяпролетной системы ALICE с фазовой подстройкой (сверху). Модуль оптического разветвителя $1 \times (16+16)$ фирмы AmphenoI (средний снимок), график разброса временного джиттера 16 каналов оптической системы синхронизации времени (нижний график).

Отдельной структурой являлась система передачи и разветвления синхронизации времени для времяпролетной системы ALICE с фазовой

подстройкой и собственным временным джиттером 10-12 пс. Система точного времени (рис.58) необходима для синхронизации модулей временной оцифровки TRM (CAEN) в моде «общий стоп». Временное разрешение модулей TRM составляло около 19 пс [5], что определило необходимость иметь опорный сигнал точной временной привязки с джиттером не более 10-12 пс. Разработка системы началась с выбора варианта оптического кабеля. Предварительный выбор был сделан в пользу одномодного оптического кабеля, изучив документацию на который появилась надежда, что световой импульс может быть использован для системы точной временной привязки событий времяпролетной системы.

Для проверки предположения был разработан модуль в стандарте VME, содержащий 4 канала формирователей оптических сигналов и 4 приемника с фазовой подстройкой. На рис.58 сверху изображена схема 1 канала оптического приемника с фазовой подстройкой, основанного на компонентах фирмы Analog Devices, специально разработанных для одномодных оптических систем передачи цифровой информации в стандарте 560 Мбит/сек. В качестве разветвителя оптического сигнала был выбран модуль фирмы Amphenol 1x(16+16), показанный на среднем снимке рис.58. Результаты исследований прототипа системы передачи и разветвления синхронизации времени для времяпролетной системы эксперимента ALICE с фазовой подстройкой показаны на нижнем снимке рис.58. Собственный джиттер электронно-оптического разветвления составил 12-14 пс с разбросом менее 2пс, при использовании осциллографа LeCroy LC574A (2 ГФл, 500 МГц) с джиттером 8-10 пс. Более поздние измерения с применением приборов с более высоким разрешением (измерительный осциллограф LeCroy (40 ГФл, 2 ГГц) с собственным джиттером 5 пс) показали значение джиттера оптического разветвителя менее 10 пс с разбросом 1пс.

На основе данных исследований и модуля оптического приемника-передатчика была создана система электронно-оптического разветвления сигнала точной временной синхронизации (рис.57 снимок справа) с числом каналов 835 для времяпролетной системы детектора ALICE [5].

3.2.4.2 РАЗРАБОТКА 24-КАНАЛЬНОЙ НАКАМЕРНОЙ КАРТЫ УСИЛИТЕЛЯ-ДИСКРИМИНАТОРА НА БАЗЕ ASIC NINO.

Системные требования легли в основу разработки 24-канальной накамерной карты, построенной на основе 3-х NINO-чипов. Основная функция карты NINO2468 (рис.59) в усилении сигналов с камеры, выработки импульса необходимых кондиций и передачи его в модуль оцифровки времени TRM.

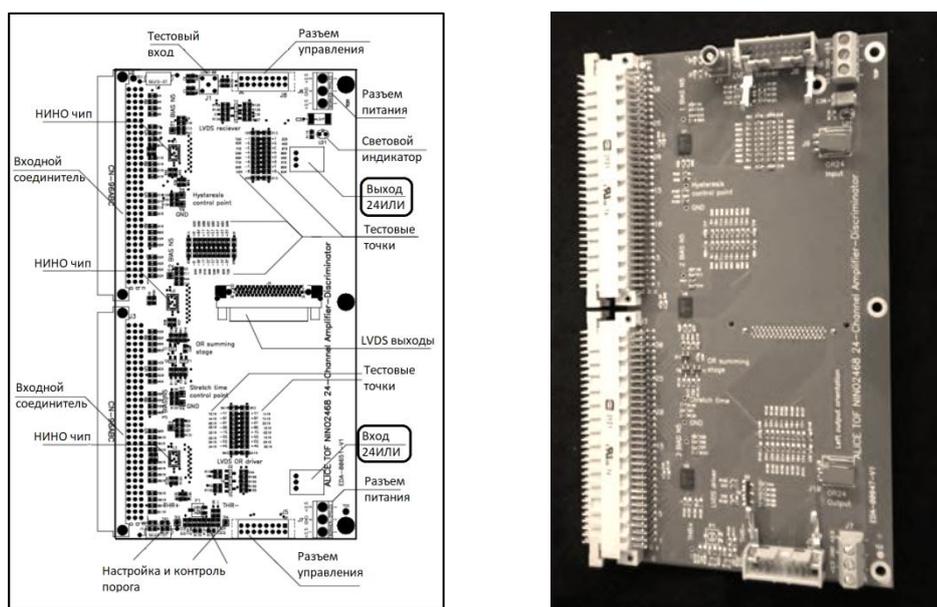


Рисунок 59. 24-канальная накамерная карта считывания NINO2468, построенная на 3-х NINO-чипах для времяпролетной системы детектора ALICE.

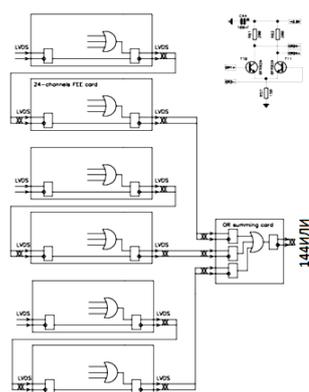
Карта считывания для накамерного применения NINO2468 с детекторами МРПС содержит 3 NINO-чипа по 8 каналов каждый, чтобы получилась 24-

канальная кратность при работе с 96-канальной структурой камерного сегмента (рис.56).

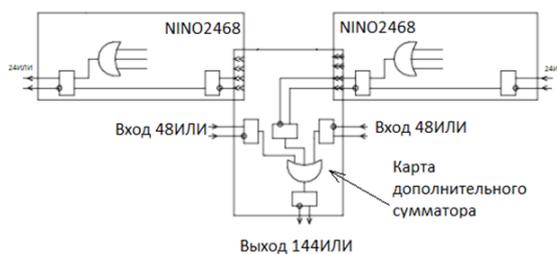
Для построения многоканальной системы считывания в карте NINO2468 были спроектированы соответствующие системным требованиям элементы управления параметрами (рис.55) накамерной считывающей электроники. Управление параметрами осуществляется с числом каналов 96 кратным единичному камерному сегменту. Для системной конфигурации карт NINO2468 между собой был принят принцип последовательной цепочки, удобный в монтаже большого числа каналов. Для этого два разъема, по которым управляющие сигналы поступают в карту NINO2468, расположены (см. рис.59) по краям печатной платы зеркально (навстречу друг другу), при этом обеспечивается и зеркальная нумерация одноименных сигналов управления. Это решение обеспечивает удобное расположение плоского кабеля управления в «линию». По тому же кабелю производится раздача питающего напряжения карт NINO2468.

Кроме того, карта накамерной электроники участвует в выработке быстрого триггерного решения на основе формирования сигнала 24-ИЛИ, вырабатываемого каждым NINO-чипом сигнала 8-ИЛИ. Для каскадирования сигналов 24-ИЛИ на карте NINO2468 предусмотрен вход соответственно в уровнях LVDS (рис.60). Для выработки триггерного сигнала 144-ИЛИ на основе кластера из камер МРПС был использован принцип каскадирования двух карт считывания NINO2468 по две с получением промежуточной суммы 48-ИЛИ. Для дальнейшего сложения сигналов была разработана карта дополнительного сумматора, формирующего из трех сигналов 48-ИЛИ выходной сигнал кластера 144-ИЛИ, как показано на рис.60 [5]. Для формирования сигналов ИЛИ более высоких значений используется программируемая логика триггерной группы эксперимента ALICE.

Триггерный кластер 144-ИЛИ



Формирование сигнала 144-ИЛИ



Сумматор сигналов в уровнях LVDS

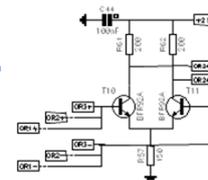


Рисунок 60. Структура кластера 144-ИЛИ для выработки быстрого триггерного решения на основе карт считывания NINO2468 камер МРПС. Слева направо: кластер 144-ИЛИ, промежуточная кластерная структура 144-ИЛИ и сумматор сигналов ИЛИ в уровнях LVDS.

Проверка работоспособности времяпролетной системы считывания осуществлялась двумя способами. Первый способ был связан с подачей электрического импульса на тестовые входы всех камер и проверкой срабатывания каналов регистрации. Второй способ был основан на регистрации космических частиц, пронизывающих детектор ALICE в произвольных направлениях. Для самотриггирования используются возможности системы выработки быстрых триггерных сигналов камерами МРПС. При этом также невозможно точное измерение времени пролета, но осуществляется мониторинг работоспособности системы в целом.

Контрольные измерения временного разрешения и эффективности камер МРПС и считывающей электроники на тестовом пучке мюонов показали работу камер МРПС с эффективностью вплоть до 99% и наилучшим временным разрешением 40 пс при плато по высокому напряжению около 2 кВ (рис.61).

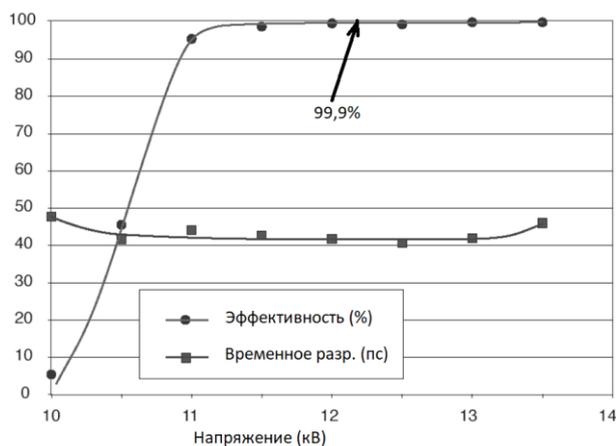


Рисунок 61. Эффективность и временное разрешение камер МРПС со считывающей электроникой на основе NINO-чипа, измеренные на пучке мюонов с энергией 6 ГэВ.

Построенная большая времяпролетная система считывания на основе дифференциального соединения камеры и считывающей электроники на основе NINO-чипа позволила иметь возможность установки столь низких порогов, насколько это было необходимо, из критерия минимального взаимовлияния каналов.

Выводы к разделу 2 главы 3.

1. Разработана первая в мире специализированная интегральная схема для многоканальных времяпролетных приложений.
2. Благодаря расширению функциональности применение NINO-чипа была расширено в область амплитудных измерений с использованием TOT-метода.
3. С использованием NINO-чипа автором была построена времяпролетная система считывания эксперимента ALICE с числом каналов 160 тыс. шт.

Личный вклад автора состоял в коллегиальном участии в методических работах по исследованиям камер МРПС и постановке задачи для разработки ASIC NINO.

Непосредственный вклад автора состоял в формировании структуры и в разработке принципиальной электрической схемы NINO-чипа на основе PSPICE-моделирования, исследованиях версий NINO-чипа, разработке роботизированного стенда для тестирования 30 тыс. чипов, разработке системы считывающей электроники для эксперимента ALICE.

3.3 РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ СЧИТЫВАНИЯ ПЕРЕДНЕГО СЦИНТИЛЛЯЦИОННОГО ГОДОСКОПА FW ЭКСПЕРИМЕНТА HADES (GSI, GERMANY).

Целью эксперимента HADES (High Acceptance DiElectron Spectrometer) в г. Дармштадте (ФРГ) является измерение массы легких векторных мезонов, образованных в плотной ядерной материи. Установка HADES представляет собой широкоапертурный магнитный спектрометр для идентификации и измерения импульсов заряженных адронов и инвариантной массы электрон-позитронных пар, образующихся в ядро-ядерных взаимодействиях при энергии налетающих ядер 1-2 ГэВ/нуклон и в адрон-ядерных взаимодействиях при энергии налетающих адронов до 4 ГэВ (рис.62).

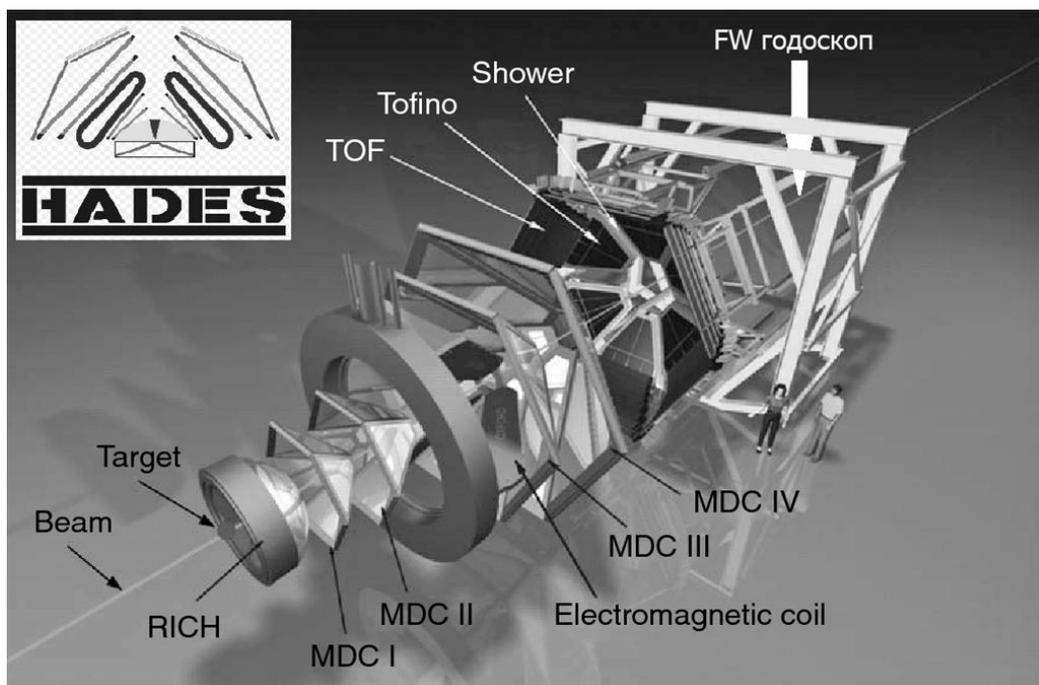


Рисунок 62. Структура построения эксперимента HADES. Передний сцинтилляционный годоскоп Forward Wall находится сзади на оси пучка.

Фронтальный детектор, передний сцинтилляционный годоскоп Forward Wall (FW) эксперимента HADES (рис.63), необходим для определения ориентации (угла) плоскости реакции и предназначен для измерения энергий фрагментов ядер в области энергий 1,24 ГэВ/нуклон [15].

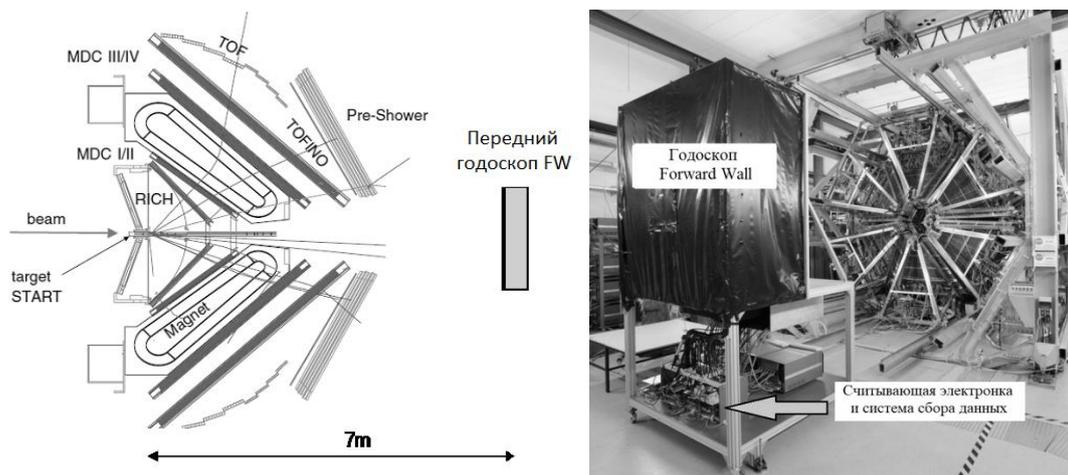


Рисунок 63. Передний сцинтилляционный годоскоп Forward Wall (FW) на поперечном сечении двух противоположных секторов (слева) и вид со стороны годоскопа FW на эксперимент HADES (справа).

Для идентификации заряженных частиц и измерения их импульсов спектрометр имеет несколько детекторных подсистем. Электроны, позитроны и заряженные адроны (пионы, каоны, протоны и более тяжелые ядерные фрагменты) идентифицируются методом измерения времени пролета частицы между стартовым детектором, расположенным перед мишенью, и двумя системами сцинтилляционных годоскопов, расположенными после магнита.

Первый относительно мишени сцинтилляционный годоскоп времяпролетной системы (TOF) [5] перекрывает полярный угол от 45 до 88 градусов. Он состоит из 384 сцинтилляционных детекторов в каждом из 6 секторов, общее число каналов составляет 2304. Длина сцинтилляционной пластины увеличивается с ростом полярного угла. Каждая пластина имеет квадратное поперечное сечение: $2 \times 2 \text{ см}^2$ для внутренних 192 пластин и $3 \times 3 \text{ см}^2$ для наиболее удаленных 192 пластин. Такая геометрия имеет гранулярность в области значений полярного угла от 45° до 88° , уменьшающую вероятность двойных попаданий частиц в одну пластину за событие в реакциях с тяжелыми ядрами. Свет с обоих торцов каждой из

сцинтилляционных пластин собирается на ФЭУ ЕМІ9133В с помощью пластмассовых световодов. Временное разрешение этого сцинтилляционного годоскопа составляет $\sigma \approx 180$ пс.

Для отбора событий используется двухуровневая триггерная система, которая позволяет отбирать события по их центральности, используя информацию о множественности частиц во времяпролетной системе (TOF), и по идентификации в режиме “on-line” лептонов в RICH, TOF и SHOWER детекторных подсистемах. Такой отбор позволяет сократить количество фоновых событий и уменьшить количество записываемых данных. Подробное описание детекторных систем установки HADES, организации триггера, системы сбора и анализа данных приведено в работе [25].

3.3.1 ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ПЕРЕДНЕМУ ГОДОСКОПУ FW ЭКСПЕРИМЕНТА HADES.

Определение ориентации (угла) плоскости реакции при пособытийном анализе данных и использование полученной информации для анализа потоков заряженных частиц является задачей переднего сцинтилляционного годоскопа FW (Forward Wall), показанного на рис.63. FW-годоскоп использовался в эксперименте по исследованию образования электрон-позитронных пар в *np* взаимодействиях при энергии налетающих нейтронов 1,25 ГэВ и в реакции *Au + Au* [26]. Годоскоп располагался на расстоянии 7 м за мишенью по направлению пучка и перекрывал область полярного угла от $0,33^{\circ}$ до $7,17^{\circ}$.

В рамках программы глобальной модернизации системы сбора данных эксперимента HADES были сформулированы основные требования, в том числе к построению аналоговых систем считывания. С целью замены считывающей электроники проведены исследования и разработка 2304-канальной времяпролетной системы считывания сцинтилляционных

детекторов TOF. Эта же электроника считывания разрабатывалась с учетом возможного использования после соответствующей адаптации для вновь создаваемой 288-канальной системы считывания сцинтиляционного годоскопа FW.

Передний годоскоп установки ХАДЕС представляет собой 288-канальную систему сцинтиляционных детекторов для регистрации заряженных частиц. На рис.64 представлена схема геометрического расположения детекторных ячеек переднего годоскопа. Для оптимизации акцептанса и уменьшения вклада систематических ошибок в определение угла плоскости реакции была выбрана симметричная геометрия расположения сцинтиляционных ячеек.

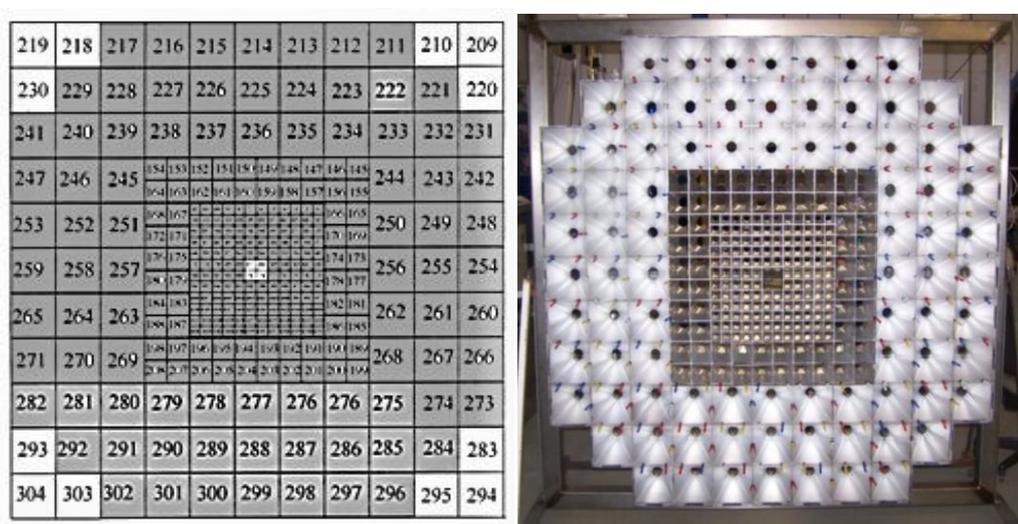


Рисунок 64. Схема геометрического расположения сцинтиляционных детекторных ячеек (слева) и вид со стороны пучка (справа) переднего годоскопа FW установки ХАДЕС.

Передний годоскоп состоит из 140 сцинтиляционных детекторных ячеек – в центральной области, 64 ячеек – в средней области и 84 ячеек – во внешней области. В центральной области годоскопа используются детекторные ячейки малого размера (сцинтилляторы с активной площадью $4 \times 4 \text{ см}^2$). В средней области годоскопа используются детекторные ячейки среднего размера (сцинтилляторы с активной площадью $8 \times 8 \text{ см}^2$). И,

наконец, во внешней области годоскопа используются детекторные ячейки большого размера (сцинтилляторы с активной площадью $16 \times 16 \text{ см}^2$). Толщина всех сцинтилляционных детекторных ячеек составляет 2,54 см. В качестве радиаторов используется пластмассовый сцинтиллятор на основе полистирола ВС408. В геометрическом центре (по оси пучка) переднего FW-годоскопа имеется отверстие $8 \times 8 \text{ см}^2$ для пропускания первичного пучка релятивистских частиц. Полный поперечный размер переднего FW-годоскопа – $180 \times 180 \text{ см}^2$.

В качестве преобразователей света используются ФЭУ типа ХР2982 с временем нарастания импульса тока 1,9 нс для детекторных ячеек малого размера в центральной части переднего FW-годоскопа и ФЭУ типа ХР2262 с временем нарастания импульса тока 2,0 нс для детекторных ячеек среднего и большого размеров в промежуточной и внешней областях годоскопа. Для разработки электроники с ТОТ-методом измерения амплитуд важно знать форму импульса с ФЭУ во всем динамическом диапазоне сигналов. Типичная длительность сигнала используемых в годоскопе ФЭУ является 10 нс по основанию. Поскольку количество фотонов, образованных детектируемой частицей в сцинтилляционных ячейках переднего годоскопа, пропорционально квадрату заряда частицы, измерение как протонов-спектаторов, так и тяжелых многозарядных фрагментов должно проводиться в широком динамическом диапазоне амплитуды выходных сигналов. Для уменьшения динамического диапазона используемые делители HV-напряжения для питания ФЭУ обеспечивают падение напряжения на динодах и, соответственно, уменьшение усиления ФЭУ пропорционально величине тока через динодную систему. Благодаря такой конструкции делителей достигается практически линейная зависимость амплитуды выходного сигнала от величины заряда регистрируемого фрагмента [15].

3.3.2 РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ СЧИТЫВАНИЯ ПЕРЕДНЕГО СЦИНТИЛЛЯЦИОННОГО ГОДОСКОПА FW.

Для считывания сигналов с ФЭУ в сцинтилляционных ячейках переднего FW-годоскопа использовалась система сбора данных, унифицированная с времяпролетным детектором (TOF) установки HADES. Она представляет собой распределенную (без использования каркасных модулей) систему, основанную на использовании единственного системного модуля TRB2 (Trigger Readout Board) на всех уровнях иерархии системы сбора данных [27].

Система считывания построена по блочному принципу и состоит из 128-канального накамерного модуля усилителя-дискриминатора TOFAddOn и системного модуля оцифровки и передачи данных TRB2, образующих вместе 128-канальную единицу системы сбора данных. На рис.65 изображены 128-канальные модули TOFAddOn и TRB2.

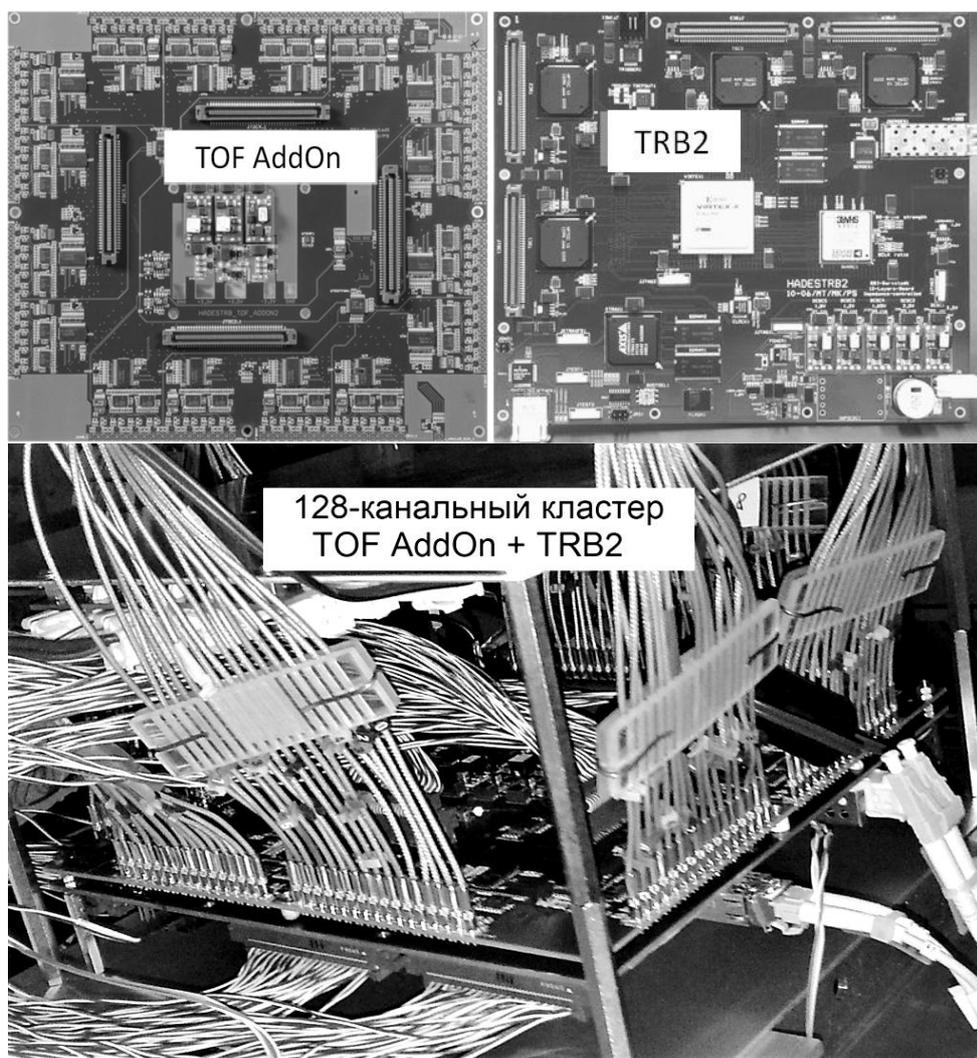


Рисунок 65. Модуль считывания TOFAddOn для FW-годоскопа установки HADES с TOT-функцией измерения амплитуд и системный модуль оцифровки, управления и передачи данных TRB2. 128-канальный кластер системы считывания и сбора данных, состоящий из модуля аналоговой обработки сигналов TOFAddOn и системного модуля оцифровки, управления и передачи данных TRB2.

Новая концепция построения системы сбора данных базируется на модуле оцифровки и передачи данных TRB2 и подразумевает следующие основные принципы:

- 128-канальная единица (кластер) построения системы;
- единый конструктивный стандарт, основанный на габаритах модуля TRB2;

- совмещение в одном 128-канальном кластере элементов оцифровки, вычитывания, управления и питания;
- оптоволоконный способ передачи данных для записи в компьютер;
- 2 моды вычитывания накамерной считывающей электроники: через время-цифровые преобразователи НРТДС и прямая запись в циклическую память.

128-канальный модуль TOFAddOn усилителей-дискриминаторов разрабатывался в рамках этой концепции в соответствии со всеми системными атрибутами построения системы сбора данных на основе модуля TRB2.

Модуль TRB2 содержит четыре интегральных схемы время-цифровых преобразователей НРТДС (CERN, ALICE) [5] с ценой деления 100 пс (среднеквадратичное отклонение 40 пс). При этом, время-цифровые преобразователи работают в так называемой многохитовой моде, что позволяет измерять не только время прихода переднего фронта импульса, но и заднего фронта. Таким образом возможно вычисление длительности импульса (как разность переднего и заднего фронтов импульса), соответствующую амплитуде входного импульса. Диапазон измерения длительности импульсов, заданный ценой деления 100 пс и 12-разрядными время-цифровыми преобразователями НРТДС, составляет 4096×100 (пс) \approx 400 нс.

Руководством эксперимента автору было предложено решить перечисленные проблемы электроники прототипа на основе опыта разработки времяпролетной системы ALICE. В основе проектирования модуля TOFAddOn были учтены условия совместимости с параметрами оцифровки времени с использованием интегральных схема многоканальных ВЦП НРТДС [5], накладывающих ограничения на минимальную

длительность импульса на входе время-цифрового преобразователя, а также стандарт уровней дифференциальной передачи сигналов.

Постановка задачи на разработку аналоговой электроники считывания изначально определяла оцифровку времени и амплитуды одним каналом время-цифрового преобразователя на основе НРТДС чипа.

Для решения этой задачи автором была предложена двухканальная структура построения аналогового электронного тракта считывания. Такой подход позволяет независимо и эффективно решать задачи построения быстрого временного канала и амплитудного ТОТ-преобразования с применением специально разработанного синусного формирователя.

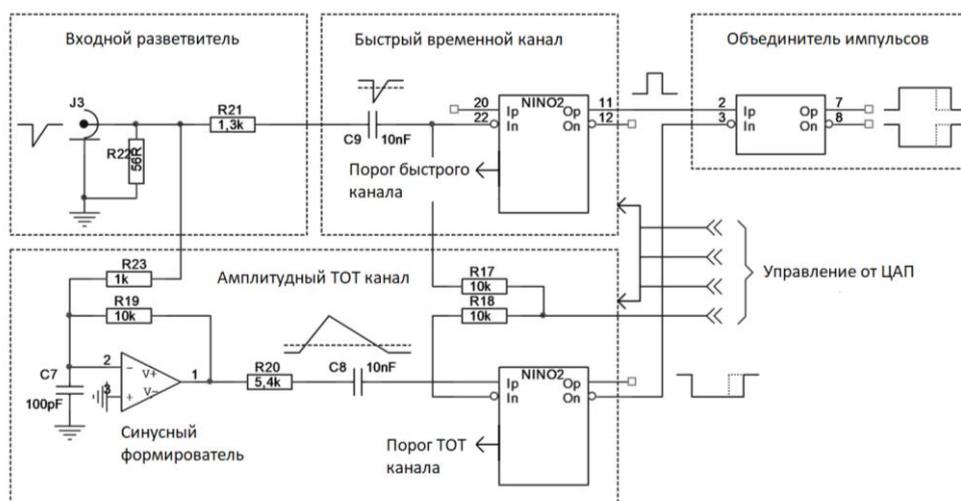


Рисунок 66. Упрощенная двухканальная схема считывания модуля TOFAddOn. Передний фронт суммарного импульса содержит информацию о точной временной привязке, а задний фронт – об амплитуде сигнала ФЭУ через ТОТ-функцию.

Сигнал от ФЭУ поступает на вход модуля TOFAddOn (рис.66) по коаксиальному кабелю длиной 3-5 метров и разветвляется на быстрый временной и медленный амплитудный ТОТ-каналы. Полученные импульсы складываются логической функцией «И».

Оба дискриминатора построены на основе 8-канальной специализированной интегральной схемы NINO [5], разработанной в ЦЕРН для времяпролетной системы эксперимента A LICE со специальными функциями для корректной реализации амплитудных измерений по TOT-методу. Быстрый дискриминатор реализован на NINO-чипе с нечетным номером, и функцией растяжки времени, реализованной добавлением постоянной величины 30 нс к длительности выходного сигнала. В амплитудном TOT-канале в качестве дискриминатора также используется NINO-чип, но с четным номером и порогом на положительную полярность сигнала. Для исключения случаев формирования сдвоенных импульсов в одном событии введена постоянная добавка 30 нс к длительности выходного импульса. Структурирование NINO-чипов на четные и нечетные номера необходимо для отдельного управления установками порогов и добавочных длительностей быстрого и медленного каналов. Это позволяет точно настроить дискриминатор для работы с конкретной формой входного импульса с главной целью получить однозначную зависимость заряда от длительности импульса.

В результате передний фронт импульса на выходе схемы формируется быстрым каналом дискриминатора, а задний амплитудным TOT-каналом дискриминатора. Такая схема обеспечивает временную привязку по переднему фронту с собственным временным разбросом <10 пс, и преобразование входного заряда в длительность импульса с точностью 0,3%.

128-канальный модуль TOFAddOn разработан на основе современных тенденций в иерархическом дизайне многоканальных повторяющихся схемных структур. Структура иерархической структуры (см. рис.67) основана на 32-канальных иерархических блоках, состоящих из 8-канальных иерархических элементов схемы. Така называемое сквозное проектирование от съемного иерархического элемента до топологических структур проекта

печатной платы является весьма эффективным способом разработки многоканального модуля TOFAddOn.

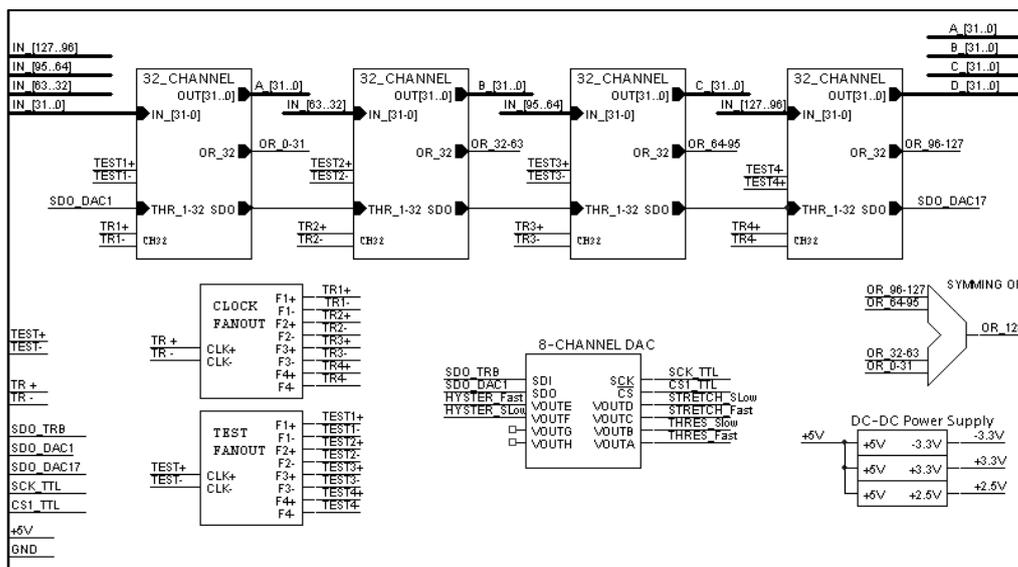


Рисунок 67. Структура иерархического построения принципов управления 128-канального модуля TOFAddOn на основе 32-канальных иерархических блоков, состоящих из 8-канальных иерархических элементов схемы.

На рис.68 показаны результаты тестирования ТОТ-дискриминатора при подаче сигнала от импульсного генератора с длительностью импульса 7 нс. Как видно из рис.68, зависимость амплитудного ТОТ канала становится линейной, начиная с амплитуды сигнала около 500 мВ. Это достигается введением принудительного режима амплитудного ограничения в медленном канале дискриминатора. В результате, приращение длительности в жестко ограниченном по амплитуде аналоговом каскаде, охваченном обратной связью по заряду, происходит линейно, т.к. подчиняется закону сохранения заряда.

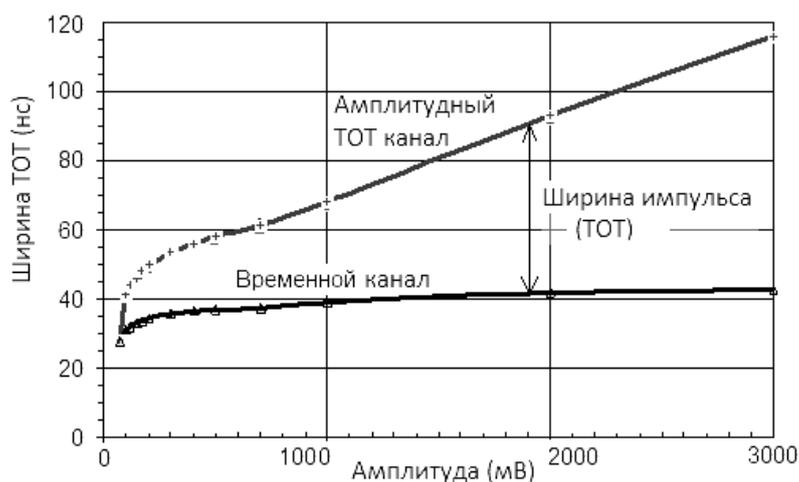


Рисунок 68. Результаты тестирования модуля TOFAddOn сигналом импульсного генератора длительностью 7 нс и амплитудой до 3 В. Показаны зависимости ширины импульса быстрого и медленного амплитудного (TOT) каналов от входного заряда, при равных порогах величиной 50 мВ.

Следующим этапом исследований модуля TOFAddOn были измерения на специальном стенде, использующем космические частицы и радиоактивный источник. На рис.69 представлена структура стенда. Целью исследований была проверка основных характеристик модуля TOFAddOn, с особым вниманием изучался вопрос новой методики амплитудных измерений по модернизированному TOT-методу. Для этой цели в арсенал технических средств стенда были введены альтернативные способы измерения заряда и амплитуды в виде стандартных САМАС-модулей: преобразователей ЗЦП (зарядо-цифровой преобразователь) и АЦП (амплитудно-цифровой преобразователь).

Сигнал от ФЭУ XR2982 поступал по коаксиальному кабелю длиной 5 м (как в реальной системе считывания) на пассивный разветвитель по схеме $\frac{1}{4}$. Первое ответвление сигнала ФЭУ поступает на вход модуля TOFAddOn, с его выхода на преобразователь уровней LVDS-NIM и на схему формирования управления работой модуля АЦП сигналами «Старт» и «Стоп». Два других разветвленных сигнала ФЭУ поступают после необходимой задержки на кабелях в модули преобразователей ЗЦП, в одном

из которых происходит оцифровка сигнала ФЭУ в условиях триггера на космические частицы, а другом от радиоактивного источника Na^{22} . Четвертое ответвление сигнала ФЭУ поступает на комбинацию усилитель плюс дискриминатор постоянной фракции и далее на схему формирования триггеров и сигналов управления модулей в стандарте КАМАК.

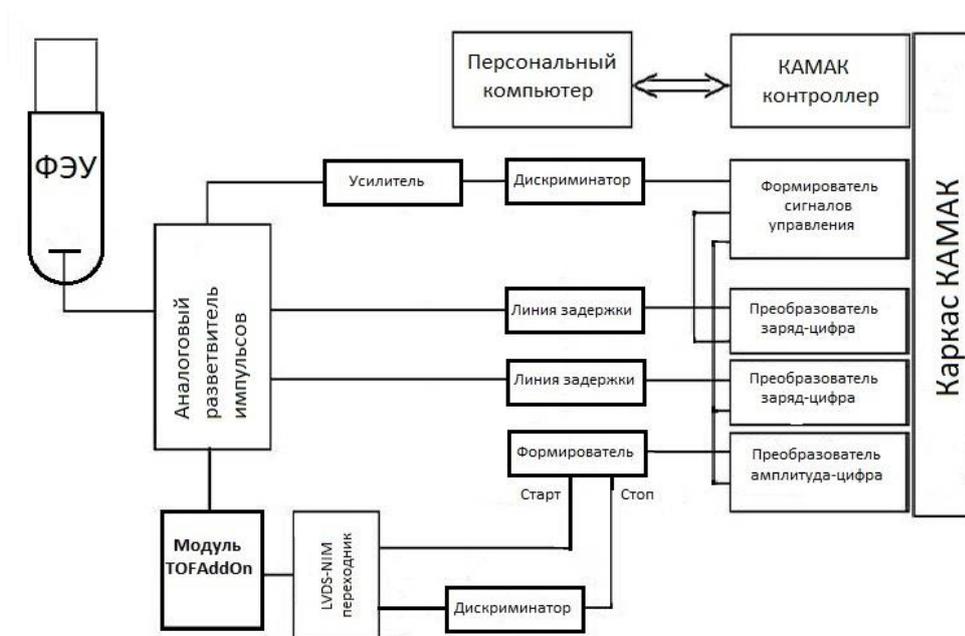


Рисунок 69. Структура стенда для исследований модуля TOFAddOn на космических частицах и радиоактивном источнике.

Результаты исследования модуля TOFAddOn на стенде для тестирования космическими частицами (мюонами) представлены на рис.70. При измерениях на космических частицах сигнальный спектр ФЭУ достигал амплитуд до 2 В при цене отсчета АЦП 0,5 мВ, в то время как на источнике Na^{22} масштаб амплитуд сместился в область малых значений, и цена деления АЦП была изменена на 2 мВ/отсчет путем варьирования коэффициента усиления в усилителе. Исследования подтвердили отсутствие ошибки TOT-метода с синусным формирователем в виде многозначности характеристики. Оба диапазона энергий TOT-преобразователь обрабатывает без двоений с высокой точностью.

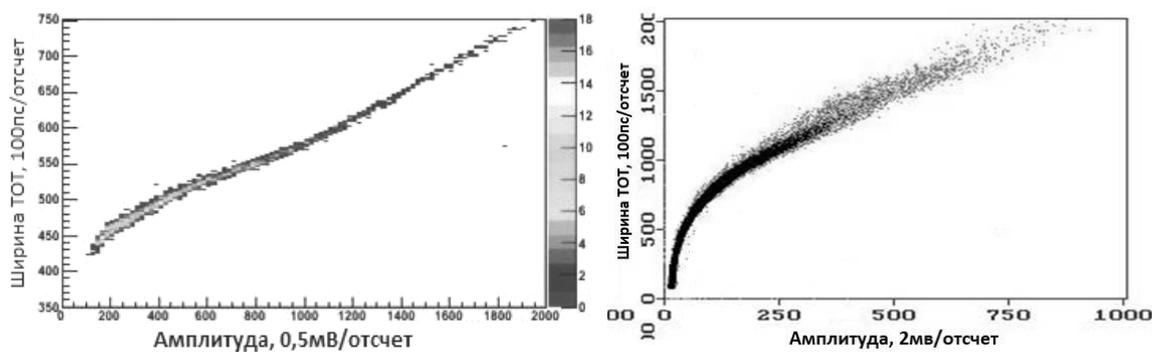


Рисунок 70. Двумерные плотности зависимости ширины импульса (TOT) модуля 128-канального усилителя-дискриминатора TOFAddOn от входной амплитуды: слева – на космических частицах, справа – на источнике Na^{22} .

Двумерные графики TOT/АЦП в качестве результатов тестирования сцинтилляционных элементов времяпролетной системы HADES и FW-годоскопа на космических частицах (рис.70 слева) при помощи модуля 128-канального усилителя-дискриминатора TOFAddOn, где выделяется линейный участок TOT характеристики для входных амплитуд 1000 мВ и больше, и тест на радиоактивном источнике Na^{22} (рис.70 справа), где сигналы начинаются от порога срабатывания 30 мВ, показали однозначность зависимости заряд–TOT и обеспечили согласование диапазона сигналов с параметрами электронного тракта считывания времяпролетной системы TOF и FW-годоскопа эксперимента HADES.

Таким образом, исследования модуля 128-канального усилителя-дискриминатора TOFAddOn завершили этап разработки, и конструкция модуля была зафиксирована. Также исследования показали возможность использования модуля считывания TOFAddOn, разработанного для времяпролетной системы TOF, также и для FW-годоскопа. Для адаптации к требованиям FW-годоскопа оказалось достаточно возможностей программной перенастройки параметров модуля.

Основные характеристики модуля 128-канального модуля усилителя-дискриминатора TOFAddOn указаны в таблице 6.

Параметр	Значение
Количество каналов	128
Входное сопротивление	50 Ω
Диапазон общего порога	- (10 – 120) мВ
Диапазон установки порога по каналам	- 30mV / +30mV
Время нарастания временного канала	< 1 нс
Диапазон входных сигналов	< 20 В
Выходные сигналы, стандарт	LVDS
Перекрестная помеха	< 1/170
Джиттер переднего фронта	< 20 пс
Джиттер заднего фронта	< 1 нс
Максимальный диапазон длительностей	< 400 нс
Диапазон растяжителя импульсов	1нс – 50мкс
Гистерезис, диапазон	0 – 13%
Разброс эффективных порогов	< 5 %
Потребляемая мощность на канал	< 80 мВт

Таблица 6. Таблица основных характеристик аналогового модуля 128-канального усилителя-дискриминатора TOFAddOn.

3.3.3 РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МОДИФИЦИРОВАННОГО ТОТ МЕТОДА В ПЕРЕДНЕМ FW ГОДОСКОПЕ ЭКСПЕРИМЕНТА НАDES.

Особенностью работы считывающей электроники в FW-годоскопе эксперимента НАDES заключается в широком динамическом диапазоне сигналов, по причине высокой энергии, выделяемой ядерными осколками в сцинтилляторе. Амплитуды сигналов на входе модуля усилителя-

дискриминатора TOFAddOn достигают 20 В. При тестовых измерениях в ходе физического сеанса Au+Au выяснилась особенность ТОТ-канала формировать шумовой пик который был назван 550-артефактом. Более поздние исследования подтвердили, что суперпозиция спектральной плотности шумов ФЭУ и ТОТ-функции формируют пик со средним значением 550 (55 нс) отсчетов. (см. рис.71). На гистограмме ширины импульса на рис.71 слева и справа показан шумовой пик со средним значением 540,3 (54 нс), измеренный в отсутствии полезного сигнала, а так же пороговый артефакт со средним значением около 320 (32 нс).

Шумовой пик формируется во всех каналах считывания в амплитудном ТОТ-спектре со средним значением 550 \pm 10 отсчетов. Анализ спектра шумов ФЭУ и перегиба передаточной ТОТ-характеристики (рис.68) объясняет его формирование именно с этим средним значением. Количественно шумовой пик соответствует числу шумовых импульсов ФЭУ, превысивших порог дискриминации.

Пороговый артефакт – это специфический эффект правильно функционирующей двухканальной структуры считывания с ТОТ-функцией. Его среднее значение около 300 (30 нс) соответствует временной добавке растяжителя импульса NINO-чипа. При нулевой добавленной длительности пороговый пик должен сместиться в начало координат, но в реальности этого не произойдет ввиду ограничений во время-цифровом преобразователе на минимальную длительность 6-10 нс. Кроме того, величина 30 нс добавки рассчитана из реальных искажений импульса ФЭУ данного типа и отражения в кабелях связи 5 м длиной. Временная добавка 30 нс есть оптимальное время формирования импульсов двухканальной структуры, гарантирующее поглощение всех возникающих кратных импульсов. Импульсы с большей добавленной длительностью обладают избыточным зарядом, приводящим к нежелательным эффектам насыщения и более длительного восстановления в

аналоговом тракте. Количество срабатываний в пороговом артефакте связано с общей эффективностью канала считывания, и в нормальной ситуации стремится к нулю при близкой к 100% эффективности. Можно считать, что основные срабатывания в пороговом пике – это собственные шумы ФЭУ и электронного тракта.

Эффективные пороги дискриминации двухканальной структуры считывания формируются различными по принципам преобразования сигнала трактами. Эффективный порог быстрого канала есть функция амплитуды входного сигнала, независимо от его формы. Амплитудный ТОТ-канал формирует эффективный порог как функцию входного заряда (площади импульса). В условиях, когда импульс одной амплитуды может иметь вариации формы в виде искажений и послеимпульсов, двухканальная структура формирует пороговый пик в ТОТ-спектре. Срабатывания быстрого и ТОТ-каналов при равных эффективных порогах конкурируют между собой на пороге срабатывания тем с большей дисперсией, чем больше вариативность формы импульса на входе.

При неравенстве эффективных порогов быстрого и ТОТ-каналов пороговый пик будет содержать срабатывания только одного канала с низшим порогом, а его дисперсия будет минимальна и определяться только собственной ошибкой (джиттером) электронного тракта на пороге срабатывания.

Методологически настройка системы считывания с амплитудным ТОТ-преобразователем сводится к следующим процедурам:

- передний фронт выходного импульса должен формироваться гарантировано быстрым каналом, его эффективный порог в двухканальной структуре должен быть ниже порога ТОТ канала;

- увеличенная ширина порогового пика или его раздвоение указывают на дисбаланс порогов с приоритетом ТОТ-канала, исправляется восстановлением баланса порогов;
- количество событий в пороговом пике характеризует неэффективность общего порога системы регистрации частиц и может служить объективным параметром при настройке системы;
- по среднему значению порогового пика устанавливается и контролируется временная добавка к длительности импульса амплитудного канала, необходимая для корректной работы ТОТ-преобразователя.

Экспериментальные данные, полученные в ходе физического сеанса Au+Au при энергии 1,24 ГэВ/нуклон с различных ячеек годоскопа, показаны на Рис.71. На гистограмме центральной ячейки типоразмера 160 x 160 мм каждому амплитудному пику поставлены в соответствие амплитуды ФЭУ, достигающие 20 В при пороге регистрации 35 мВ.

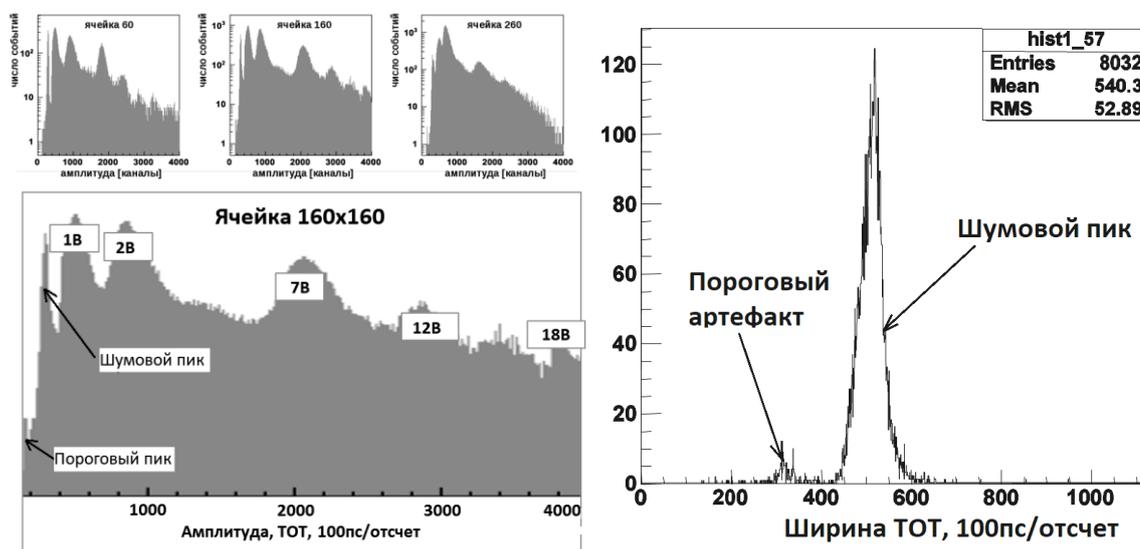


Рисунок 71. ТОТ-спектры (логарифмический масштаб оси Y) различных по размеру ячеек годоскопа и пересчет каналов ВЦП в амплитуды пиков при регистрации ядерных фрагментов на примере ячейки типоразмера 160 (слева) и гистограмма шумового пика ФЭУ и порогового артефакта (справа).

Временное разрешение времяпролетной системы и переднего FW-годоскопа эксперимента HADES составили ≈ 150 пс и ≈ 850 пс, соответственно.[15].

Выводы к разделу 3 главы 3:

1. Впервые разработана и используется в эксперименте HADES многоканальная электроника для TOF системы и FW-годоскопа на основе двухканальной структуры считывания модуля TOFAddOn с дополнительной функцией измерения амплитуд по TOT-методу и оцифровкой времени и амплитуды одним каналом ВЦП.
2. Применение новой электроники обеспечило времяпролетной системе HADES временное разрешение 150 пс и амплитудную коррекцию времени по TOT методу, а переднему FW-годоскопу HADES временное разрешение 850 пс и расширенный амплитудный спектр.
3. Унификация считывающей электроники с другими детекторами эксперимента HADES обеспечила простоту адаптации и последующей работы за счет базового программного обеспечения.

ГЛАВА 4. МОДЕРНИЗАЦИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЗАРЯД-ВРЕМЕННОЙ ИНТЕРВАЛ (TOT-МЕТОДА) ВВЕДЕНИЕМ СИНУСНОГО ФОРМИРОВАТЕЛЯ. ПРИНЦИПЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ, ОПЫТ ПРИМЕНЕНИЯ В ЭКСПЕРИМЕНТАХ ALICE (CERN), HADES (GSI), BM&N(ОИЯИ).

Отчетливой тенденцией последних десятилетий создания систем считывания многоканальных физических детекторов стало использование метода преобразования заряда (амплитуды) во временной интервал (ширину импульса) [5] с целью снижения стоимости и энергопотребления канала регистрации, и в результате отказа от дорогостоящих методов прямой оцифровки в АЦП. Использование время-цифровых преобразователей (ВЦП)

для измерения амплитуд по TOT (Time Over Threshold) методу началось с времяпролетных систем, где каналы времени и амплитуды могут оцифровываться одновременно в одном канале ВЦП. Полученный опыт, хотя и высветил многие проблемы использования метода, но не остановил развития его методики.

4.1 ОШИБКИ TOT ПРЕОБРАЗОВАНИЯ, ПЕРВЫЕ РЕАЛИЗАЦИИ МЕТОДА.

Первые опыты реализации TOT метода связаны с прямым преобразованием аналогового импульса в цифровую длительность. Визуально метод прост (см. рис. 72), однако сразу выяснились проблемы прямого преобразования: низкая точность и неоднозначность передаточной характеристики заряд-временной интервал.

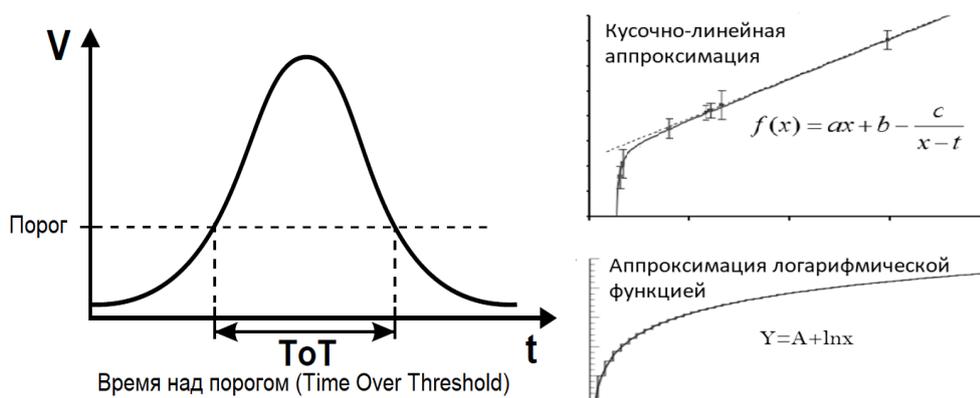


Рисунок 72. Графическая визуализация TOT-метода (слева) и 2 варианта аппроксимации TOT функции – кусочно-линейная и логарифмическая (справа).

Передаточная функция зависимости Q/W (зависимость заряда от ширины импульса) принципиально не ограничена, и описывается, строго говоря, функцией разности логарифмов. Однако практически зависимость Q/W можно представить и в виде кусочно-линейной функцией, и в виде одиночного логарифма, как показано на рис.72.

На простые способы модификации TOT метода [28], такие как динамический порог, возлагались большие надежды, которым не суждено было сбыться, хотя сложность реализации заставила разработать специализированную интегральную схему (ASIC). В результате расширился динамический диапазон, однако, точность осталась недостаточной, и добавилось большое мертвое время. А проблема неоднозначности зависимости Q/W осталась незатронутой данной модификацией TOT метода.

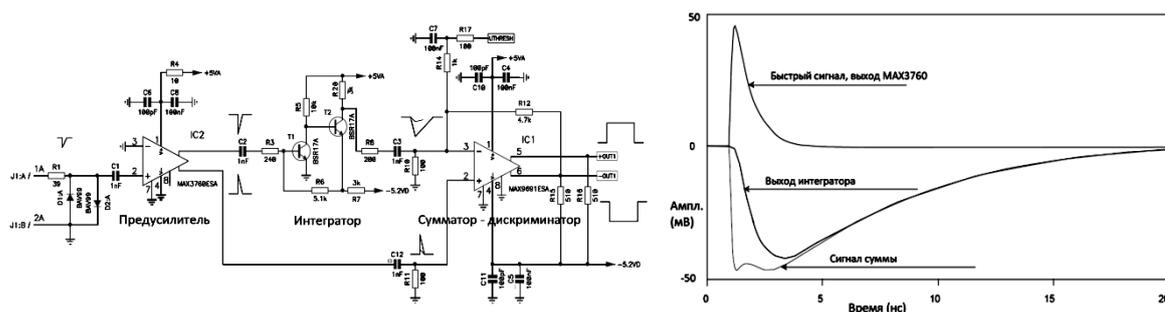


Рисунок 73. Принципиальная схема варианта TOT-метода с интегрированием исходного импульса с постоянной времени 30 нс (слева) и внутренние сигналы, объясняющие принцип работы схемы (справа).

Принцип интегрирования входного импульса мог решить проблемы метода, но лишь изменил масштаб преобразования, увеличив мертвое время более чем на порядок. Такую попытку решения проблем TOT метода автор предпринял в Университете Болонья. Суть модификации заключалась в предварительном интегрировании исходного импульса с различной постоянной времени от 30 до 600 нс и сложении его с исходным импульсом для исключения второго компаратора. Схема, реализующая это решение с постоянной времени интегрирования 30 нс, показана на рис.73.

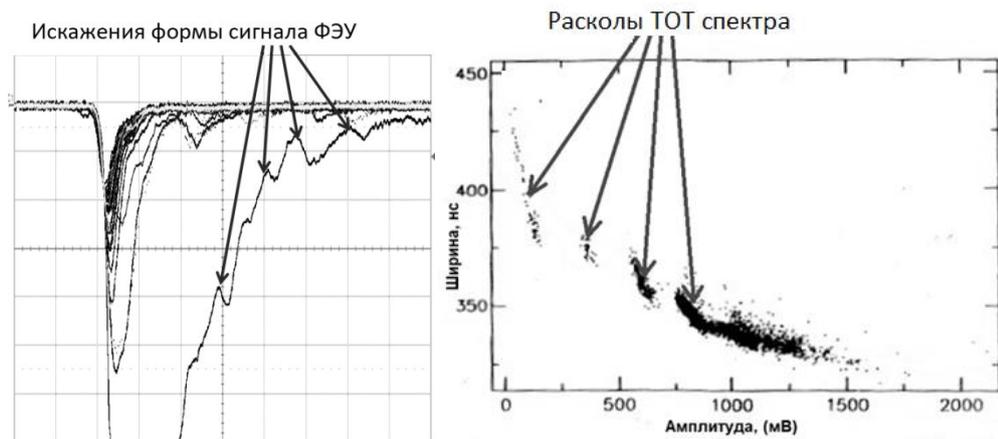


Рисунок 74. Искажения на заднем фронте импульса ФЭУ на осциллограмме слева и расколы TOT-спектра на двумерном плоту ширины импульса при интегрировании исходного импульса с постоянной времени 600 нс, зависимость от амплитуды импульса в отсчетах АЦП.

И этот подход не дал решения, изменив лишь масштаб величин, но, не устранив неоднозначности зависимости заряд-длительность. Причина неудач с интегрированием лежит в принципе интегрирования. Форма проинтегрированного импульса также чувствительна к искажениям исходного сигнала: как показано на рис.74, TOT-зависимость раскалывается на несколько пиков и неоднозначность не преодолевается. Для решения проблемы необходимо применять каскад последовательных интеграторов, число которых и постоянная времени каждого зависит от конкретных условий применения TOT-метода. Такое решение громоздко и специализированно под конкретную задачу.

Еще одним способом преобразовать амплитуду во временной интервал является преобразование Вилкинсона, использовавшееся в АЦП-преобразователях первого поколения.

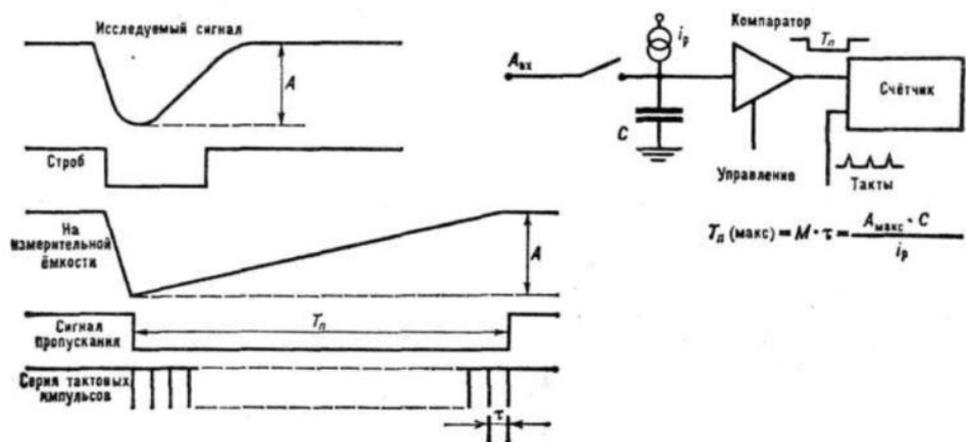


Рисунок 75. Преобразование Вилкинсона, упрощенная схема работы и его графическая интерпретация.

В эксперименте НАДЕС был получен важный опыт применения ТОТ метода преобразования заряда во временной интервал, основанный на известной схеме Вилкинсона [19], реализованной в электронном модуле считывания ТСС камер МРПС (GSI, г. Дармштадт) (рис. 75).

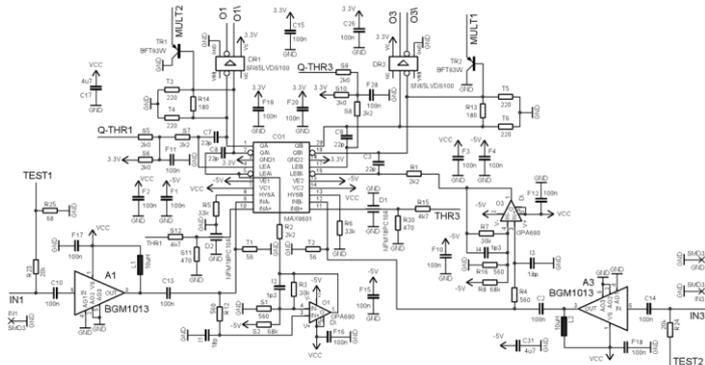


Рисунок 76. Графическая интерпретация ТОТ-метода (слева) и электрическая принципиальная схема модуля ТСС (GSI, г. Дармштадт), основанного на принципе Вилкинсона (справа).

Метод преобразования Вилкинсона представляет собой сочетание аналоговых и цифровых методов управления зарядом конденсатора как одного из возможных способов реализации ТОТ метода. Измерительный

конденсатор «С» (рис.75) заряжается линейным током через генератор тока I_q по переднему фронту сигнала строба до порогового уровня на компараторе. По сигналу компаратора формируется задний фронт строба, который и является ТОТ зависимостью. Однако практически он применим при достаточно значительных ограничениях, как на динамический диапазон входных сигналов, так и на точность передаточной характеристики. На рис.76 показаны графики зависимости ширины импульса и интегральной ошибки (дрожание длительности импульса) в зависимости от амплитуды входного импульса. Как видно из графиков, у реализации ТОТ-метода по схеме Вилкинсона есть несколько недостатков:

- передаточная характеристика заряд-ширина импульса имеет значительный разброс, который невозможно компенсировать регулировкой порогов;
- зависимость насыщается при амплитудах больше 2 В;
- метод Вилкинсона также оказался чувствительным к искажениям формы входного импульса и помехам от цифровых элементов схемы.

Это отражено в сравнительном испытании модуля ТИСС (метод Вилкинсона) и TOFAddOn с синусным формирователем на сигнале от импульсного генератора (рис.77 справа). На графике видны характерные скачки ширины импульса при заметном до 30-40% разбросе параметров каналов.

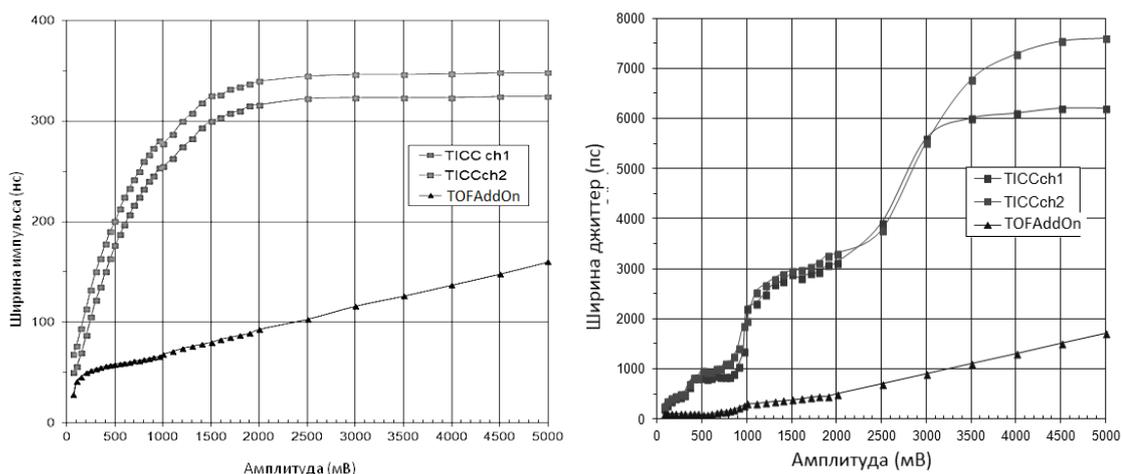


Рисунок 77. Сравнительные характеристики реализации ТОТ метода по схеме Вилкинсона, модуль ТИСС и TOFAddOn с синусным формирователем. На левом графике – зависимость ширины импульса, на правом – временной джиттер (ошибка) ширины импульса.

Практически, при подаче на вход любого непрерывного сигнального спектра схема Вилкинсона преобразует его в ширинный ТОТ спектр, расколотый на несколько пиков (см. рис.78) по причине неоднородности формы сигнала и малозаметных на глаз отражений в кабелях связи.

На рис.78 показан пример одного из таких ТОТ спектров, полученных по методу Вилкинсона, расколотых на несколько неравнозначных пиков. Анализ расколов спектров в разных каналах считывания модуля ТИСС показывает индивидуальность пиков в каждом канале, что делает трудным реализацию электронных трактов многоканальной электроники.

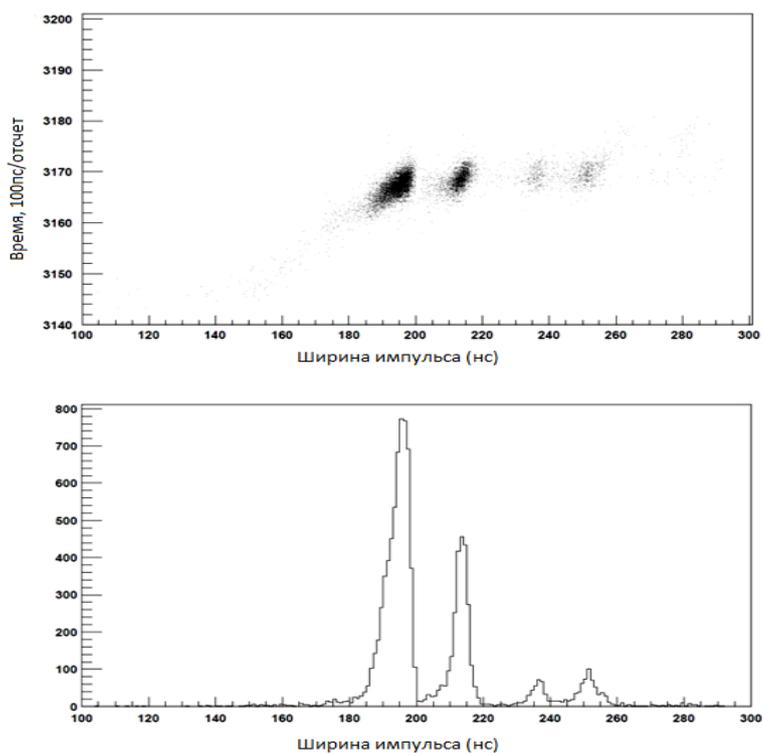


Рисунок 78. Иллюстрация проблем неоднозначности ТОТ зависимости по методу Вилкинсона. На верхнем рисунке показан двумерный плот зависимости времени прихода события от ширины импульса, на нижнем показана соответствующая гистограмма.

4.2 СИНУСНЫЙ ФОРМИРОВАТЕЛЬ ДЛЯ МОДЕРНИЗАЦИИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЗАРЯД-ВРЕМЕННОЙ ИНТЕРВАЛ (ТОТ ФУНКЦИЯ).

Анализ опыта предшествовавших реализаций ТОТ метода показал критические точки ТОТ-метода:

- интегрирование с большой постоянной времени резко ухудшает параметры ТОТ преобразования, точность и разброс по каналам за счет деградации коэффициента преобразования заряд-заряд, не затрагивая проблему неоднозначности;

- сочетание с цифровыми схемами упрощает управление, но ограничивает динамический диапазон амплитуд за счет шумов и наводок цифровых сигналов на сигнальные цепи;
- точность метода (дисперсия в каждой точке ТОТ-зависимости) можно улучшить только стандартными методами аналоговой электроники, снижением шумов и увеличением скорости пересечения порога;
- расширение динамического диапазона амплитуд (зарядов) возможно в первую очередь в сторону малых величин путем снижения собственных шумов.

Вывод состоит в том, что одним из решений может быть разработка такого аналогового каскада, форма импульса которого постоянна и не зависит от входного воздействия в течение заданного времени. При этом не важна конкретная форма импульса, а важно иметь гладкую (непрерывную в каждой точке) зависимость от входного заряда. Выбор возможных кандидатов был невелик, и одним из самых простых в реализации оказался синусный формирователь импульсов с принудительным (ударным) возбуждением, принципиальная схема которого изображена на рис.79.

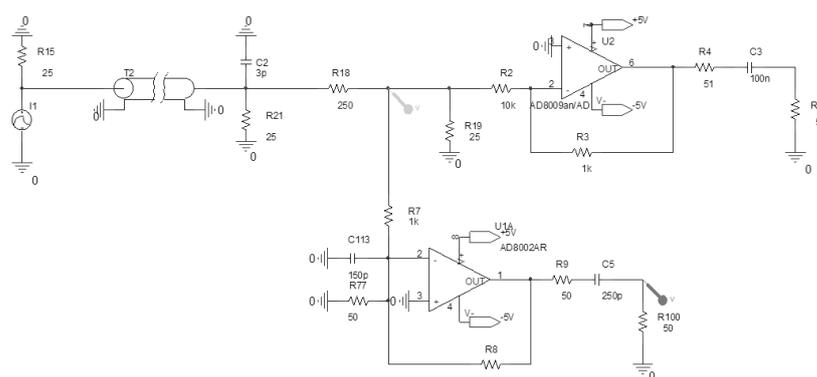


Рисунок 79. PSPICE-модель синусного формирователя с принудительным (ударным) возбуждением, рассчитанного для времени сбора заряда 30 нс.

Схема построена на основе генератора синусоидального напряжения с RC (R77 и C113) времязадающей цепью (рис.79), входящей в обратную связь быстродействующего операционного усилителя с единичной полосой пропускания 600 МГц. Резистор R8, охватывающий операционный усилитель обратной связью по напряжению, определяет время отклика синусного формирователя. Выбор интегрального усилителя AD8002 с высокой граничной полосой обусловлен необходимостью минимального разброса параметров схемы при массовом производстве многоканальной электроники.

На рис.80 показаны результаты моделирования схемы при различных значениях времязадающей цепи, изменяющих логарифмический декремент затухания синусоидального генератора. На практике при расчете электронных схем используют более удобный параметр – добротность, по формуле (7).

$$\sigma = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{C}{R}} \quad (7)$$

Как видно из графика на рис.80, возможно создать аналоговый формирователь импульса, соответствующего первому квадранту синусоидальной функции с необходимой длительностью временного отклика на запуск от сигнала физического детектора.

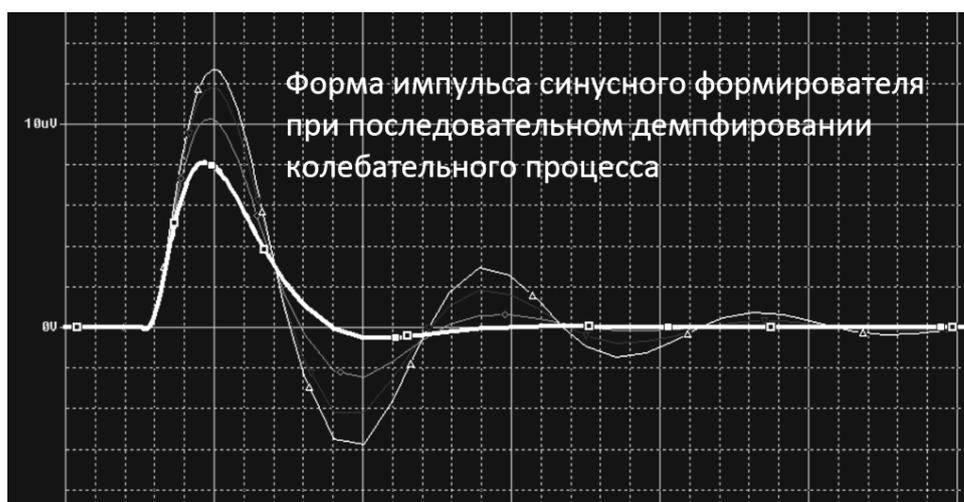


Рисунок 80. PSPICE-симуляция формы сигнала синусного генератора с ударным возбуждением с последовательным увеличением декремента затухания до формирования одной полуволны синуса.

Для расчетной проверки инвариантности (нечувствительности) формы импульса от искажений входного сигнала в модели на рис.79 был использован тройной импульс как предельная форма искажений входного сигнала, при котором форма импульса остается гладкой, без скачков и изломов нарастания и спада (рис.81 слева), и многократно отраженный сигнал детектора (рис.81 справа). PSPICE-модель синусного формирователя (рис.79) показала, что форма импульса может незначительно отличаться от синусной функции, но при этом остается гладкой (непрерывной) при экстремальных входных воздействиях, что гарантирует однозначность спектральной зависимости заряд-временной интервал.

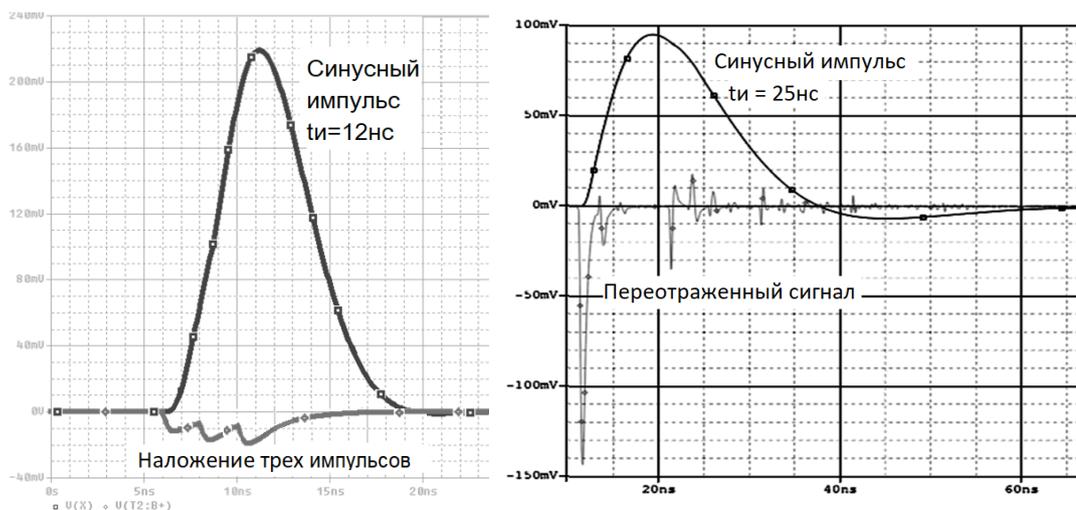


Рисунок 81. Результаты PSPICE-симуляции формы сигнала синусного формирователя длительностью 12 нс и 25 нс при подаче входного сигнала в виде тройного импульса (слева) и многократно отраженного сигнала (справа) как предельных форм искажений.

PSPICE-модель синусного формирователя была разработана для минимально возможной длительности импульса 12 нс (рис.81 слева), для

альтернативного проекта электроники считывания T0+ детектора эксперимента ALICE в условиях укороченного до 25 нс временного интервала между пучковыми сгустками БАК. Предметом исследования была предельная форма минимальной длительности 12 нс формируемого синусным генератором импульса и его устойчивость к экстремальным искажениям входного сигнала в виде наложения трех импульсов, а также сигнала, принудительно многократно отраженного в несогласованном кабеле. На левом плоте рис.81 на переднем фронте синусного импульса видна легкая неравномерность, остающаяся гладкой даже в условиях экстремальных искажений входного сигнала.

Таким образом, расчетным образом подтверждена возможность построения ТОТ-метода измерения амплитуд с гарантированно-однозначной зависимостью заряд-длительность при помощи синусного формирователя.

Схема синусного формирователя была протестирована на различные длительности формируемого импульса в расчете на возможности расширенного применения ТОТ-метода. Основываясь на одном типе операционного усилителя AD8002, возможно сформировать минимальные по длительности синусные импульсы 12 нс, 15 нс и 25 нс, как показано на рис.82. Более длинные импульсы формируются проще, но это невыгодно с точки зрения отношения сигнал к шуму, определяющего ошибку преобразования.

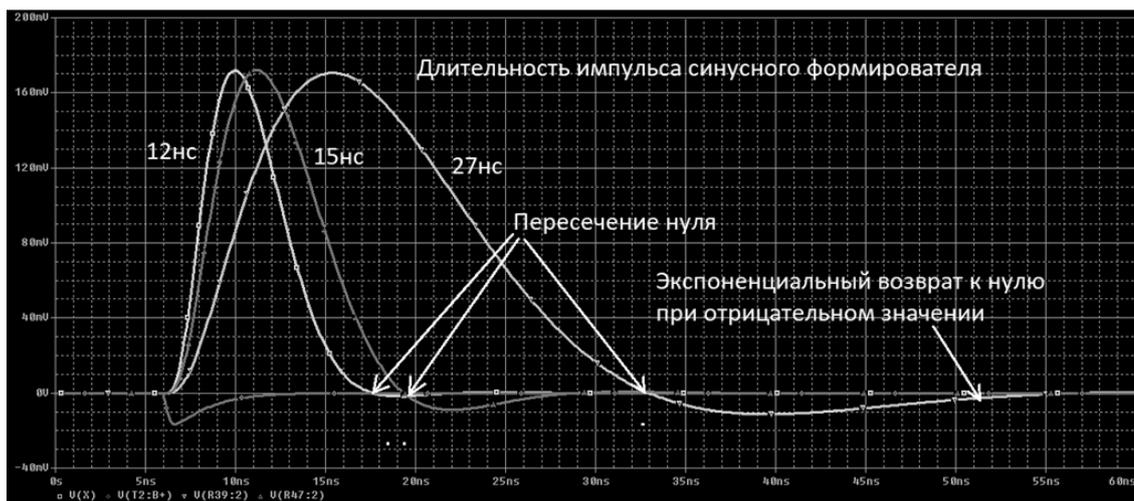


Рисунок 82. PSPICE-симуляции импульса синусного формирователя минимальной длительностью 12 нс, 15 нс и 27 нс и формирование импульса с одним пересечением нулевой линии и возвратом в ноль при отрицательном значении.

С целью снижения ошибки преобразования в формировании синусного импульса было использовано два принципа.

Первый принцип заключается в формировании синусного импульса с одним пересечением нуля, как это показано на рис.82. Принудительное пересечение нулевой линии обеспечивает высокую скорость пересечения порога и низкую ошибку определения заднего фронта импульса, исключая неопределенность времени срабатывания примерно на порядок. В противном случае экспоненциальный спад импульса, пересекая порог с низкой скоростью спада, резко увеличивает ошибку времени (джиттер заднего фронта).

Второй принцип состоит в однократном пересечении импульсом нулевой линии, из этого следует экспоненциальный возврат импульса к нулевой линии.

Стабильность передаточной характеристики синусного формирователя должна обеспечивать оба эти правила при разбросе параметров от канала к

каналу. Для обеспечения стабильных параметров синусного формирователя использовался метод расчета PSPICE-симуляции схемы, который предполагает расчетный запас по полосе частот и коэффициенту усиления.

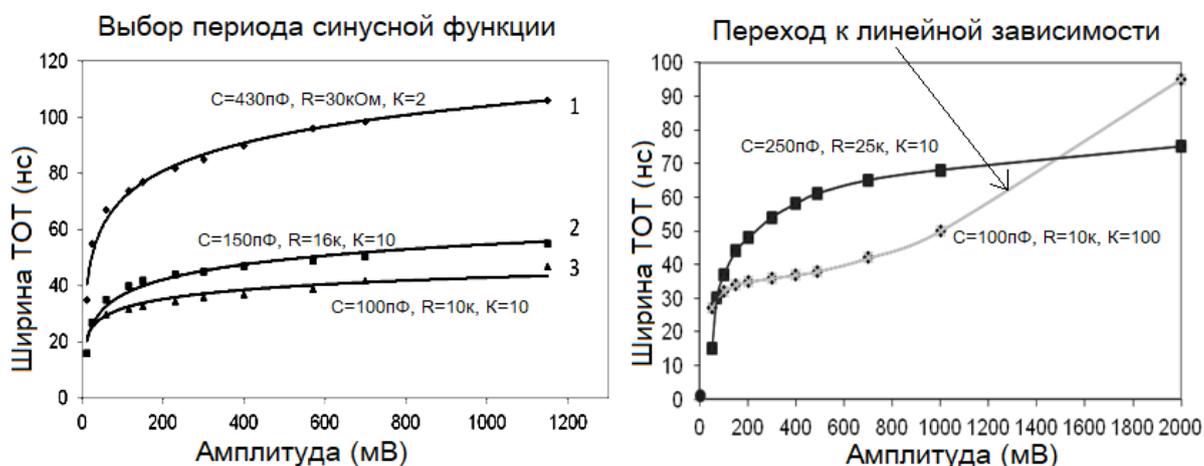


Рисунок 83. Расчет параметров синусного формирователя при варьировании периодом синусной функции – на графике слева (1-4 нс, 2-30 нс, 3-15 нс) и переход ТОН характеристики в линейный режим при изменении коэффициента преобразования в 5 раз – на графике справа.

В расчет брались такие параметры (см. рис.83), как период синусной функции, коэффициент преобразования, шумы, приведенные ко входу преобразователя. Практически удовлетворяющий всем требованиям многоканального ТОН-преобразования разброс параметров тракта считывания указан в таблице 6.

Особое значение для построения измерительной системы с ТОН-преобразованием имеет получение линейного участка характеристики. На рис.83 справа показана зависимость ширины импульса ТОН-формирователя с синусным формирователем от входной амплитуды. На нижнем графике показано начало формирования линейного участка, соответствующего жесткому амплитудному ограничению в этом каскаде. Благодаря введенной полной с выхода на вход отрицательной обратной связи по заряду, начинает

соблюдаться закон сохранения приращения заряда. Таким образом, логарифмическая зависимость переходит в линейную функцию с постоянным коэффициентом.

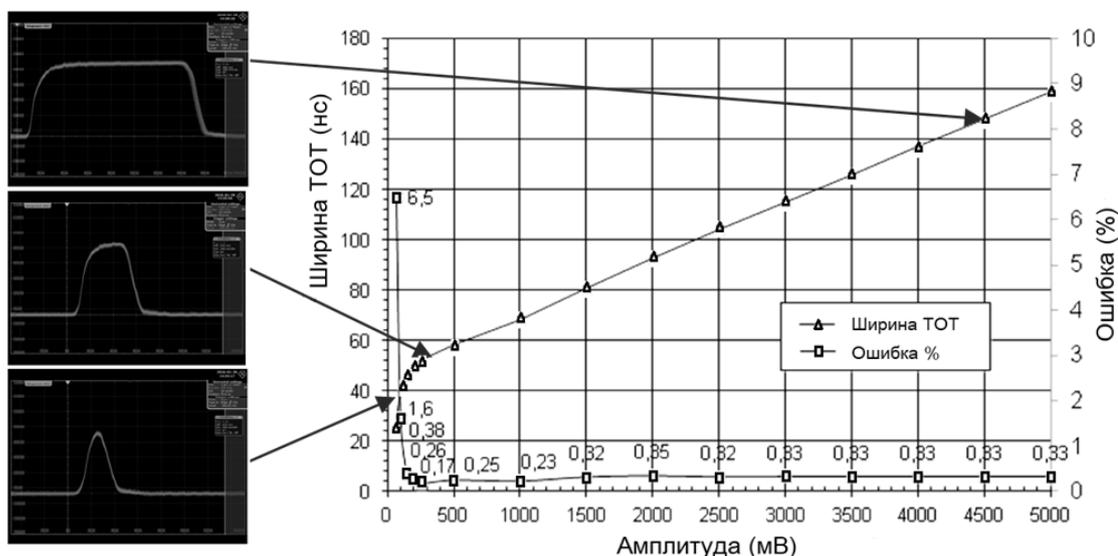


Рисунок 84. Осциллограммы TOT импульса синусного формирователя в режиме амплитудного ограничения модуля HADES TOFAddOn и их отображение на графике зависимости ширины импульса от амплитуды входного сигнала.

Параметрами линейного участка можно управлять неформализованными способами. Его начальный момент определяется коэффициентом преобразования синусного формирователя и периодом синуса. Наклон линейного участка характеризует коэффициент преобразования заряда.

Теоретически можно получить линейный участок, начинающийся непосредственно с порога, но на практике этому препятствует уровень собственного шума. Тем не менее, при достаточно большой величине исходного заряда (импульс большой длительности и амплитуды) возможно формирование линейной передаточной характеристики, начиная от порога.

На рис.84 показана передаточная характеристика модуля TOF AddOn (эксперимент HADES), проиллюстрированная осциллограммами TOT-

импульсами синусного формирователя в характерных точках. Как видно, с момента начала амплитудного ограничения величина сигнала синусного формирователя перестает расти, и пропорциональные приращения получает уже длительность выходного импульса. Отсюда следует важный вывод об отсутствии принципиального ограничения на диапазон входных амплитуд (строго говоря, зарядов) благодаря свойствам синусного формирователя. На этом же графике показана зависимость ошибки измерения, вычисленной как отношение среднеквадратичного отклонения длительности импульса к его среднему значению в каждой точке. В рабочем диапазоне измерений величина ошибки не превышает 0,35%, а в районе порога достигает 6%, резко снижаясь уже при удвоенном пороге до 1,6%. В эксперименте НАДЕС среднее значение первого измеряемого пика соответствует на ТОТ-зависимости 60 порогам и ошибке 0,23%.

4.3 ДВУХКАНАЛЬНАЯ СТРУКТУРА ДИСКРИМИНАТОРА С ТОТ-ФУНКЦИЕЙ ИЗМЕРЕНИЯ ЗАРЯДА ДЛЯ ВРЕМЯПРОЛЕТНЫХ ПРИМЕНЕНИЙ.

Времяпролетные системы считывающей электроники с применением ТОТ-метода измерения амплитуд строятся на основе электронного тракта, содержащего временной и амплитудные каналы с оцифровкой в ВЦП (времяцифровой преобразователь) переднего и заднего фронтов импульса или нескольких импульсов. Такие ВЦП чаще работают в моде с общим «стопом» измерений, после которого происходит вычитывание содержимого буферной памяти преобразователя [5].

В целях экономии каналов ВЦП, а также соединительных кабелей и потребляемой мощности информацию о времени и амплитуде удобно ввести в один импульсный сигнал (рис.85). Передний фронт общего импульса будет иметь точную временную привязку к моменту прохождения частицы через

детектор, а ширина (разность времен заднего и переднего фронтов) пропорциональна заряду, выделенному частицей в камере.

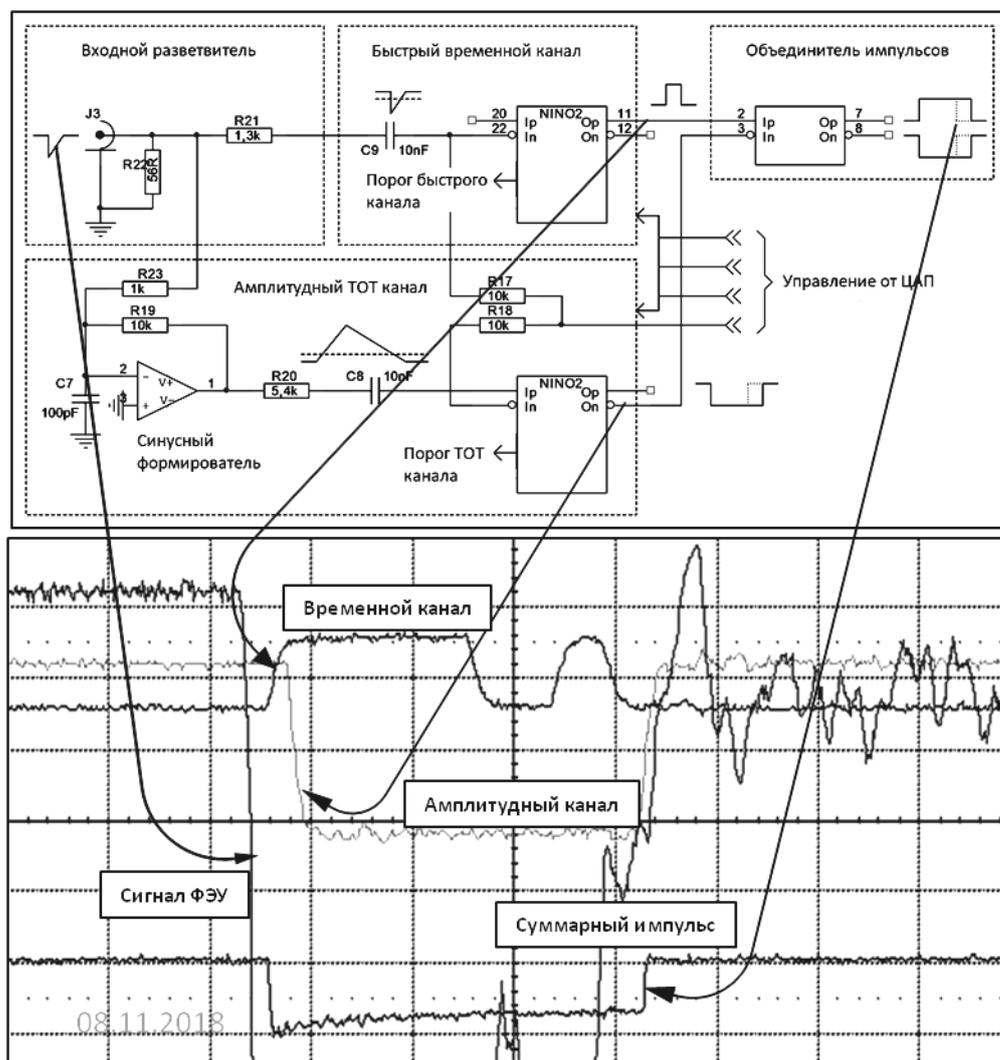


Рисунок 85. Двухканальная структура дискриминатора с TOT функцией измерения заряда для времяпролетных применений и осциллограммы сигналов, объясняющих принципы ее функционирования.

Как описано в разделе 4.1, амплитудная TOT-зависимость аппроксимируется разностью двух логрифмических функций. В случае же двухканальной структуры с TOT-преобразователем TOT-зависимость может быть аппроксимирована одной логрифмической функцией, т.к. амплитудной составляющей переднего фронта можем пренебречь.

На рис.86 показана аппроксимация логрифмической функцией амплитудной TOT-зависимости двухканальной структуры с синусным

формирователем. Измерения проводились на пучке (CERN PS T10) протонов импульсом 10 ГэВ. Считывание модуля электромагнитного калориметра осуществлялось прибором APD Hamamatsu S12572-010P с помощью карты 8-канального TOT-дискриминатора AMP-8 (рис.86, справа), созданной для исследований модулей адронного калориметра для эксперимента VM&N (ОИЯИ, Дубна).

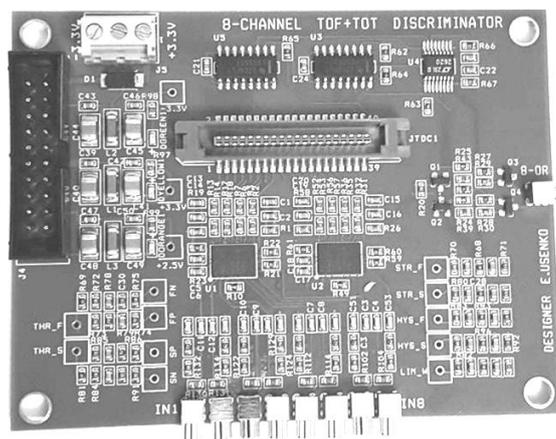
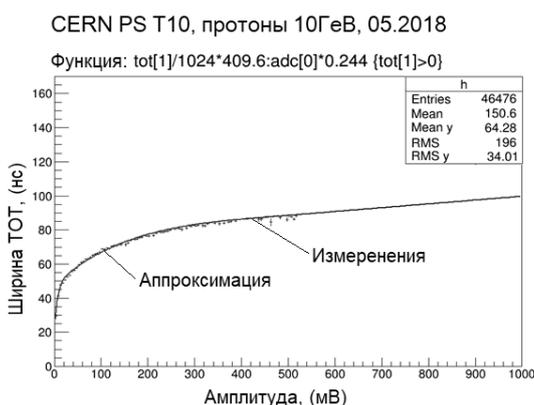


Рисунок 86. Аппроксимация логарифмической функцией амплитудной TOT зависимости (слева). Измерения на пучке протонов (10 ГэВ), модуля адронного калориметра, считывание APD Hamamatsu S12572-010P при помощи 8-канальной карты AMP-8 TOT-дискриминатора (справа).

Создание времяпролетной системы эксперимента VM&N (ОИЯИ, г. Дубна) потребовало переработки схемы TOT-преобразователя на низкие пороги, свойственные камерам МРПС. Основная трудность в проектировании считывающей электроники – это реализовать электронику с требуемыми параметрами входных порогов, указанных в таблице 7. При реализации TOT-метода с синусным формирователем для низкороговой системы считывания главным условием достижения необходимых параметров является достижение низких собственных шумов электроники и помехозащищенность метода преобразования заряда во временной интервал. При минимальной величине порога 0,5 мВ собственный шум должен быть на

порядок ниже этой величины во временном канале и в 2-3 раза ниже в амплитудном ТОТ-канале.

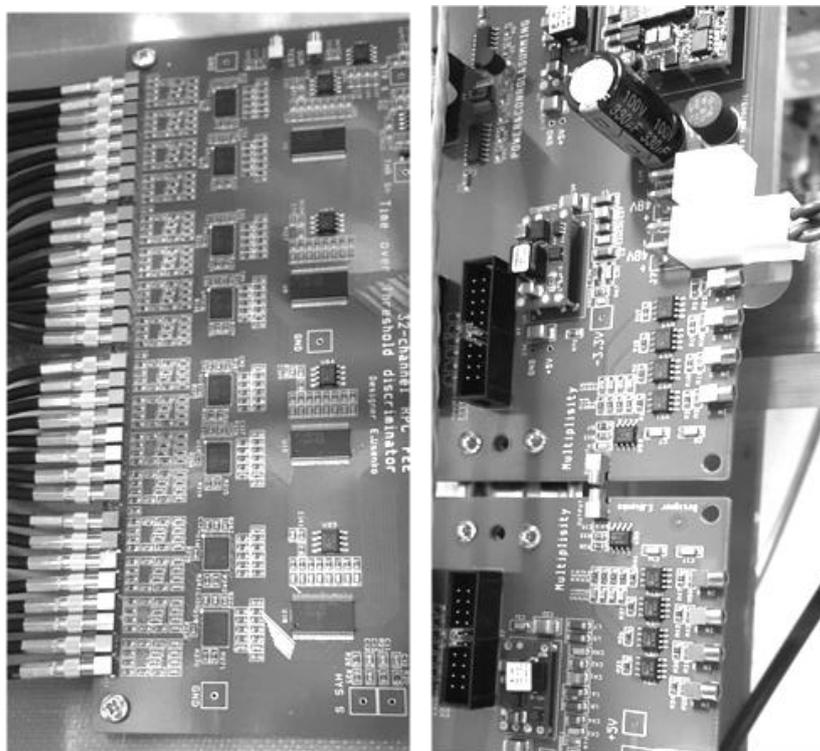


Рисунок 87. 32-канальная карта ТОТ-дискриминаторов АМР-32 (слева) и 128-канальная системная карта управления, питания и кластеризации быстрого триггера (справа) для времяпролетной системы на основе камер МРПС эксперимента ВМ&N (ОИЯИ, г. Дубна).

Решение по проектированию новой низкопороговой электроники считывания для камер МРПС было принято с учетом двух типоразмеров камер, кратных 32-м каналам. Таким образом, была определена канальность накамерной электроники. Однако вопрос помехозащищенности низкопороговой системы потребовал распределенного построения системы. На основе 128-канального накамерного кластера, состоящего из 4-х 32-канальных карт считывания АМР-32 и одной системной карты управления, питания и выработки быстрого триггера (рис.87) была построена времяпролетная система на основе камер МРПС [14] эксперимента ВМ&N.

Считывание камер МРПС в эксперименте VM&N осуществляется стрипами. Длина стрипов составляет 30 см. В процессе исследований выяснилась разница временных и амплитудных спектров при считывании стрипа справа и слева.

Затухание сигнала в стрипе имеет сложный характер. Сама по себе свободная микростриповая линия передачи имеет полосу пропускания около 10 ГГц, т.е. сигнал в ней не затухает. Однако, пакет газовой камеры вносит неоднородности в диэлектрическую постоянную линии передачи (стрип), значительно искажающие ее волновое сопротивление, распределенное по длине. По этой причине стрип как передающая линия, состоящая из участков с разными импедансами, имеет значительные потери сигнала на излучение в местах локальных неоднородностей.

Кроме того, согласование стриповой линии длиной 30 см и волновым сопротивлением около 15-25 Ом (для разного типа камер) не совпадает с импедансом 50-омного коаксиального кабеля длиной 30-100 см (время распространения сигнала 1.5-2 нс). Поэтому отражения в коаксиальном кабеле оказываются соизмеримы с длительностью сигнала, что и порождает сложную их суперпозицию на входе усилителя.

По этой причине сигналы с разных сторон одного стрипа отличаются и по амплитуде, и по форме, которая имеет множественные пересечения нуля по причинам неоднородности импеданса стрипа и рассогласованности с кабелем. Интеграл от такого импульса в ТОТ-преобразователе будет отличаться для левого и правого концов одного стрипа.

Разброс параметров каналов усилителя (величина порога) в нашем случае составляет в среднем 5%, а максимально 7-10%. Порожденная этим погрешность несущественна ввиду отсутствия событий на пороге и полностью отсутствует в районе основных сигналов, соответствующих

амплитуде от минимально-ионизирующих частиц (mip), - 10-20 порогов. Поэтому разброс параметров каналов усилителя не может быть причиной разных сигнальных спектров с разных сторон стрипа.

На противоположные концы стрипа приходят сигналы, форма и амплитуда которых зависят от места прохождения частицы. При этом наложение сигнала и отражений меняет мгновенную форму и амплитуду сигнала в зависимости от места прохождения частицы через стрип. Форма результирующего импульса непрерывно меняется по мере продвижения по стрипу. По этой причине временные и амплитудные спектры левого и правого концов стрипа различаются. Различие амплитудных спектров для разных концов стрипа не влияет на временное разрешение камер, исчисляемое для каждого события на основе его собственной временной и амплитудной информации.

Параметр	Значение
Количество каналов	8/32
Входное сопротивление	50 Ω
Диапазон общего порога	- (0,5 – 5) мВ
Диапазон установки порога по каналам	- 1mV / +1mV
Время нарастания временного канала	< 1 нс
Диапазон входных сигналов	< 2 В
Выходные сигналы, стандарт	LVDS
Перекрестная помеха	< 1/170
Джиттер переднего фронта	< 20 пс
Джиттер заднего фронта	< 1 нс
Максимальный диапазон длительностей	< 400 нс
Диапазон растяжителя импульсов	1нс – 50мкс
Гистерезис, диапазон	0 – 13%
Разброс эффективных порогов	< 5 %
Потребляемая мощность на канал	< 80 мВт

Таблица 7. Основные свойства низкороговых карт АМР-8 и АМР-32 для времяпролетной системы на основе камер МРПС эксперимента ВМ&N.

Основные свойства тестовой 8-канальной карты АМР-8 и 32- канальной карты АМР-32 действующей времяпролетной системы на основе камер МРПС эксперимента ВМ&N указаны в таблице 7.

4.4 ОШИБКА ИЗМЕРЕНИЙ АМПЛИТУДЫ ПО ТОТ МЕТОДУ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЗАРЯДА ВО ВРЕМЕННОЙ ИНТЕРВАЛ С СИНУСНЫМ ФОРМИРОВАТЕЛЕМ.

Амплитудная характеристика ТОТ-преобразования в двухканальной структуре будет отличаться тем, что величина временного сдвига переднего фронта быстрого канала составляет примерно 1 нс и ей можно пренебречь по сравнению с 40-100 нс в амплитудном ТОТ-канале. Поэтому передаточная характеристика заряд-ширина двухканальной структуры (рис.88) определяется практически только амплитудной зависимостью заднего фронта ТОТ-канала и становится более пологой вплоть до начала линейного участка.

В квадратных скобках (рис.88) показана относительная погрешность измерения σT , вычисленная по формуле (8) как отношение среднеквадратичного отклонения длительности импульса ΔT к его среднему значению \bar{T} в каждой точке.

$$\sigma T = \frac{\Delta T}{\bar{T}} \quad (8)$$

Относительная погрешность измерений при этом остается в прежних пределах, т.к. определяется преимущественно задним фронтом импульса, несущим информацию о заряде.

Из графика на рис.88 следует важное заключение: относительная погрешность нелинейного участка ТОТ-зависимости характеризуется

величиной около 0,3%, что делает его равнозначным по точности с линейным отрезком. Для амплитуд меньше удвоенного порога ошибка больше 1%, но эта область несущественна для измерений.

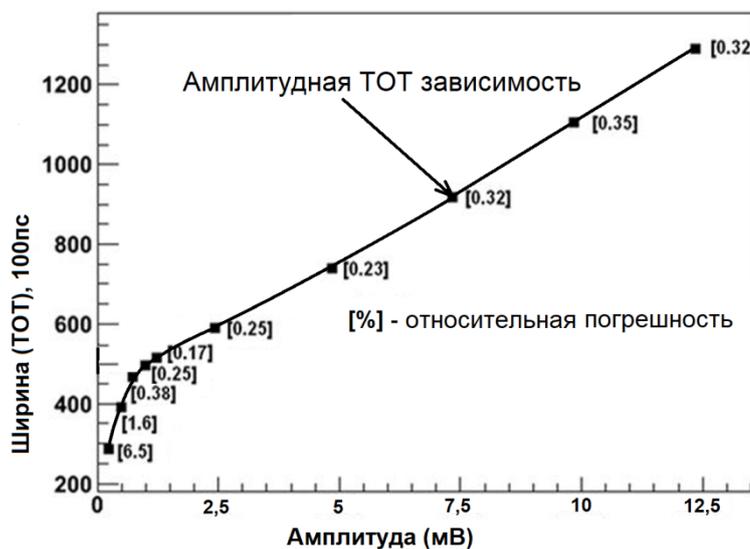


Рисунок 88. График амплитудной TOT зависимости и относительной погрешности двухканальной структуры с TOT-преобразователем для считывания камер МРПС. В квадратных скобках показана ошибка, вычисленная как отношение среднеквадратичного отклонения длительности импульса к ее усредненному значению в каждой точке.

ВЫВОДЫ К ГЛАВЕ 4.

1. Впервые представлена методика разработки метода преобразования заряда во временной интервал (TOT-метода) с использованием синусного преобразователя. Показаны причины возникновения ошибок измерений и способы их преодоления.
2. Разработана и используется в эксперименте HADES аналоговая электроника считывания с измерением амплитуд по TOT-методу с расширенным диапазоном измеряемых амплитуд, обеспечившая времяпролетной системе эксперимента HADES временное разрешение 150 пс, а в переднем FW-годоскопе временное разрешение 850 пс и расширенный амплитудный спектр до 25 В.

3. ТОТ-метод измерения амплитуд с синусным формирователем характеризуется малой относительной погрешностью измерения, не превышающей величину 0,35% во всем амплитудном диапазоне входных сигналов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ.

Данная диссертационная работа посвящена разработке, исследованию и созданию аналоговой электроники многоканальных систем считывания с внедрением новых методов преобразования заряда для физических детекторов с высоким временным разрешением, предназначенных для использования в триггерных и времяпролётных системах больших экспериментов.

Основные результаты работы:

1. Впервые разработана низкопороговая электроника считывания для тестирования камер РПС мюонного триггера эксперимента ATLAS, обеспечившая достижение близкой к 100% эффективности многоканальных камер при минимальных величинах порога около 150 мкВ, детальное изучение влияния добавки SF₆ к рабочей газовой смеси на характеристики РПС, получение количественной картины распределения межэлектродных наводок в зависимости от конфигурации системы съёма сигналов.
2. Впервые разработана малошумящая электроника на основе принципа суммирования считывающих электродов, обеспечившая построение первой в мире времяпролётной системы на камерах РПС эксперимента HARP с разрешением 160 пс.
3. Впервые разработана специализированная интегральная схема для времяпролётных применений ASIC NINO с уникальными

характеристиками и новым набором функций, и система считывания на 160 тыс. каналов на основе ASIC NINO, обеспечившая построение времяпролетной системы эксперимента ALICE с временным разрешением 95-100 пс.

4. Впервые разработана система считывания переднего сцинтилляционного FW-гodosкопа эксперимента HADES с применением двухканальной структуры для оцифровки времени и амплитуды одним каналом ВЦП. Модернизированный ТОТ-метод измерения амплитуд обеспечил низкую относительную погрешность измерения и широкий динамический диапазон для измерений зарядов тяжелых ядерных фрагментов
5. Впервые разработанный и внедренный автором синусный формирователь для модернизации ТОТ-метода позволил преодолеть основные проблемы метода, снизив относительную погрешность до 0,35% и расширив диапазон измеряемых амплитуд.

СПИСОК ПУБЛИКАЦИЙ

1. **Е. А. Усенко**, «Низкопороговый дискриминатор для камер RPC», Приборы и техника эксперимента. - 2003. - N 1. - С. . 40-43.
2. I.V. Ajinenko,.. **Е. Usenko**, et al., «Study of the $K^- \rightarrow \mu^- \nu \pi^0$ decay» . Feb 2002. 10 pp. Published in Phys.Atom.Nucl. 66 (2003) 105-109, Yad.Fiz. 66 (2003) 107-111 IHEP-2002-6
3. A.N. Akindinov,..**Е. Usenko**, et al.«Study of gas mixtures and ageing of the multigap resistive plate chamber used for the Alice TOF» . 2004. 5 pp. Published in Nucl.Instrum.Meth. A533 (2004) 93-97
4. V. Ammosov,.. **Е. Usenko**, V. Gapienko, A. Ivanilov, F. Sefkow, A. Semak, Yu. Sviridov, V. Zaets «Small pad RPCs as detector for high

- granularity digital hadron calorimetry», 2004. 9 pp.
Published in Nucl.Instrum.Meth. A533 (2004) 130-138
5. A.N. Akindinov,.. **E. Usenko**, et al. «Design aspects and prototype test of a very precise TDC system implemented for the multigap RPC of the ALICE-TOF», . 2004. 5 pp. Published in Nucl.Instrum.Meth. A533 (2004) 178-182
 6. F. Anghinolfi, **E. Usenko**, P. Jarron, A.N. Martemyanov, H. Wenninger, M.C.S. Williams, A. Zichichi, «NINO: An ultra-fast and low-power front-end amplifier/discriminator ASIC designed for the multigap resistive plate chamber», 2004. 5 pp.
Published in Nucl.Instrum.Meth. A533 (2004) 183-187
 7. F. Anghinolfi, **E. Usenko**, P. Jarron (CERN), F. Krummenacher (Smart Silicon Systems, Lausanne), M.C.S. Williams (INFN, Bologna), «NINO: An ultrafast low-power front-end amplifier discriminator for the time-of-flight detector in the ALICE experiment» . 2004. 5 pp.
Published in IEEE Trans.Nucl.Sci. 51 (2004) 1974-1978
 8. A.N. Akindinov,**E. Usenko**, et al. «Operation of the multigap resistive plate chamber using a gas mixture free of flammable components». 2004. 5 pp.
Published in Nucl.Instrum.Meth. A532 (2004) 562-565
 9. A.V. Akindinov,..**E. Usenko**, et al., «Results from a large sample of MRPC-strip prototypes for the ALICE TOF detector». 2004. 11 pp.
Published in Nucl.Instrum.Meth. A532 (2004) 611-621
 10. A. Akindinov,..**E. Usenko**, et al. «The MRPC detector for the ALICE Time Of Flight system: Final design and performances», 2006. 6 pp.
Published in Nucl.Phys.Proc.Suppl. 158 (2006) 60-65
 11. A. Akindinov ,..**E. Usenko**, et al. «Quality assurance procedures for the construction of ALICE TOF detector». 2006. 5 pp.
Published in Nucl.Phys.Proc.Suppl. 158 (2006) 78-82

12. V. Ammosov, **E. Usenko**, V. Gapienko, A. Ivanilov, A. Semak, Yu. Sviridov, V. Zaets, «Study of RPCs with 1x1 cm² Read-Out Pads Operated in the Saturated Avalanche Mode» 2007. 15 pp. IHEP-2007—22
Published in Eur.Phys.J. C64 (2009) 181-241
13. V. Ammosov, **E. Usenko**, et al.«The HARP resistive plate chambers: Characteristics and physics performance», . 2009. 5 pp.
Published in Nucl.Instrum.Meth. A602 (2009) 639-643
14. V.V. Ammosov, **E.A. Usenko**, O.P. Gavrishchuk, V.A. Gapienko, V.G. Zaets, N.A. Kuzmin, Yu.M. Sviridov, A.A. Semak, S.Ya. Sychkov, A.I. Yukaev «Time resolution of a 6-gap resistive plate chamber with strip readout» . 2010. 5 pp.
Published in Instrum.Exp.Tech. 53 (2010) 175-179, Prib.Tekh.Eksp. 2010 (2010) no.2, 20-24
15. O.V. Andreeva, **E. Usenko**, et al.«Forward scintillation hodoscope for nuclear fragment detection at the high acceptance dielectron spectrometer (HADES) setup» . 2014. 17 pp.
Published in Instrum.Exp.Tech. 57 (2014) 103-119.
16. Study of Cross-talks for multi-strip RPC read-out
V.Ammosov, A.Ivanilov, V.Koreshev, Yu.Sviridov, V.Zaets, A.Semak,.
Nucl.Instrum.Meth.A456:55-61,2000
17. Properties of discharge in the narrow gap glass RPC.
A.Semak, V.Ammosov, V.Gapienko, A.A.Ivanilov, V.Koreshev,
A.Kulemzin, Yu.Sviridov, V.Zaets, E.Gushin, S.Somov.
Nucl.Instrum.Meth.A456:50-54,2000
18. Operation of narrow gap RPC with tetrafluoroethane-based mixtures.
V.Koreshev, V.Ammosov, A.Ivanilov, Yu.Sviridov, V.Zaets, A.Semak.
Nucl.Instrum.Meth.A456:46-49,2000

19. Performances of the Front-End Electronics for the HADES RPC TOF wall on a 12C beam, D.Belver, P.Cabanelas, E.Castro, J.Díaz, J.A.Garzón, A.Gil, D.Gonzalez-Diaz, W.Koenig, M.Traxler, M.Zapata May 2009, Nuclear Instruments and Methods 602(3):788-791
20. Performances of the Front-End Electronics for the HADES RPC TOF wall on a 12C beam, D.Belver, P.Cabanelas, E.Castro, J.Díaz, J.A.Garzón, A.Gil, D.Gonzalez-Diaz, W.Koenig, M.Traxler, M.Zapata May 2009, Nuclear Instruments and Methods 602(3):788-791
21. Multi-strip MRPCs for FOPI, A. Schuttauf, M. Ciobanu, K.D. Hildenbrand, M. Kis, I. Deppner, N. Herrmann, Y.J. Kim, T.I. Kang, P. Koczon, X. Lopez et al., 2009 - 3 pages, NIM A602 (2009) 679-681
22. Multigap RPCs in the STAR experiment at RHIC, STAR Collaboration (W.J. Llope (Rice U.), 2012, NIM A661 (2012) S110-S113).
23. RPC front-end electronics for the ATLAS LVL1 trigger detector G.Aiellia et al., Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, Volume 409, Issues 1–3, 21 May 1998, Pages 291-293
24. An 8 channel GaAs IC front-end discriminator for RPC detectors F.Gianninia, E.Limitia, G.Orengo, R.Cardarelli, Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, Volume 432, Issues 2–3, 11 August 1999, Pages 440-449
25. G. Agakishiev et al., The High-Acceptance Dielectron Spectrometer HADES., Eur.Phys.J.A41:243-277, 2009.
26. K. Lapidus for the HADES collaboration, Phys.Atom.Nucl.73:985-987, 2010, Yad.Fiz.73:1021-1023, 2010.

27. W. Krzemien, I. Frohlich, M. Kajetanowicz, K. Korcyl, J. Michel, M. Palka, P. Salabura, C. Schrader, P. Skott, H. Strobele, J. Stroth, A. Tarantola, M. Traxler, R. Trebacz. Proceedings of the 10th Conference on Astroparticle Particle and Space Physics, Detectors and Medical Physics Applications, 973-977, 2008.
28. Shimazoe, K., Takahashi, H., Boxuan Shi, , Orita, T., Furumiya, T., Ooi, J., Kumazawa, Y., A New Dynamic Time over Threshold Method, December 2012, IEEE Transactions on Nuclear Science 59(6), DOI:10.1109/NSSMIC.2009.5402168.
29. Пауль Хоровиц, Уинфилд Хилл, Искусство схемотехники, 2016, Бином, 978-5-9518-0351-1, 978-0-521-37095-7,