

Объединенный институт ядерных исследований

На правах рукописи

Ладыгин Евгений Александрович

**Разработка и создание регистрирующей электроники адронного торцевого
калориметра установки ATLAS для экспериментальных исследований на LHC**

Специальность: 01.04.01 – приборы и методы экспериментальной физики

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Руководитель: Чеплаков Александр Павлович

кандидат физико-математических наук

г. Дубна, 2013

Оглавление

Введение	4
1. Устройство жидкоаргонового калориметра	7
1.1 Принцип электростатического трансформатора	
1.2 Заряд и ток в ячейке считывания	
1.3 Скорость дрейфа заряда в аргоне, время сбора заряда	
1.4 Особенности устройства НЕС-калориметра	
1.5 Энергетическое разрешение калориметра	
2. Электроника считывания с калориметров	23
2.1 Архитектура системы считывания жидкоаргоновой калориметрии ATLAS	
2.2 Радиационная стойкость FEE	
2.3 Особенности системы считывания НЕС-калориметра	
3. Предварительный усилитель	33
3.1 Схемотехника усилителя	
3.2 Экспериментальные данные	
3.3 Зависимость электронного шума от емкости детектора	
3.4 Радиационная стойкость предварительного усилителя	
3.5 Потребляемая мощность и образование пузырьков	
3.6 Испытания на надежность	
4. Предварительный формирователь сигналов	43
4.1 Необходимость разработки и предъявляемые требования	
4.2 Моделирование предварительного формирователя	
4.3 Результаты лабораторных испытаний	
4.4 Радиационная стойкость предварительного формирователя	
5. Основной формирователь сигналов	64
5.1 Теоретическое обоснование применения формирователя	
5.2 Генератор калибрационных сигналов	
5.3 Прототип формирователя для НЕС	
5.4 Сумматор сигналов для триггера	
6. Модули считывания сигналов FEB для НЕС	72
7. Повторитель триггерных сигналов TDB	75
7.1 Принципы построения триггерной системы от НЕС-калориметра	
7.2 Основные технические характеристики модуля TDB	

7.3	Конструкция модуля и результаты измерений	
7.4	Радиационная стойкость модуля TDB	
8.	PSPICE модели НЕС-калориметра	87
8.1	Электронная модель канала считывания	
8.2	Модель ячейки калориметра	
8.3	Моделирование ложных сигналов в калориметре.	
9.	Эксперимент с высокой светимостью	93
	Заключение	100
	Список сокращений и условных обозначений	103
	Словарь используемых терминов	104
	Список литературы	105

Введение

Экспериментальная установка ATLAS (A Toroidal LPC ApparatuS) [1] создана и успешно работает на Большом Адронном Коллайдере (Large Hadron Collider, LHC) в Европейском Центре ядерных исследований, ЦЕРН (Conseil Européen pour la Recherche Nucléaire, CERN), в Женеве, Швейцария.

Несколько поколений физиков-экспериментаторов пытались обнаружить новую элементарную частицу – так называемый «бозон Хиггса». С помощью установок ATLAS и CMS при энергиях протон-протонных (pp-) взаимодействий 7-8 ТэВ и светимости LHC $\sim 7 \cdot 10^{33} \text{ см}^{-2} \text{ сек}^{-1}$ это стало возможным. Физики также намереваются найти экспериментальное подтверждение некоторых теорий, таких как суперсимметрия, квантовая гравитация и других.

К установке ATLAS ещё на этапе её создания предъявлялись более высокие требования, чем к уже существующим на тот момент установкам:

- установка должна иметь полный набор всех типов детекторов – трековые детекторы, калориметры, мюонные камеры, время-пролетные детекторы;
- детекторы должны сохранять высокую разрешающую способность в широком диапазоне нагрузок и энергий в течение длительного времени;
- детекторы должны обладать высоким быстродействием для исключения потерь информации за счет «мертвого» времени и наложения событий, поскольку в LHC в среднем происходит около 30 pp-взаимодействий с частотой 40 МГц.

Для обеспечения этих требований необходимо иметь специальную обслуживающую детекторы электронику. Она должна иметь высокую интеграцию из-за большого числа каналов считывания (в калориметрах ATLAS имеется около 200000 каналов), высокую надежность в сильном магнитном и радиационном полях, высокую скорость усилительных и обрабатывающих устройств.

В установке ATLAS используются высокоскоростные жидкоаргоновые калориметры, где торцевой адронный калориметр (Hadronic End-Cap, HEC) является одним из них. Основной задачей, стоящей перед автором данной диссертационной работы, было разработка и создание HEC-калориметра и комплекса высоконадёжных радиационно-стойких узлов регистрирующей электроники для него. Для успешного достижения этих целей требовалось решение следующих задач:

- необходимо было разработать методы совместного электронного моделирования HEC-калориметра и усилительных устройств к нему,

- отработать методы моделирования устойчивости усилительных каскадов при помощи программы PSPICE,
- разработать методы испытания электроники на надежность,
- испытать модули жидкоаргоновых калориметров при работе в условиях высокой интенсивности пучков протонов.

Работа устройств при сверхвысоких энергиях и высокой светимости коллайдера требует от разработчиков новейших решений и подходов как к созданию самих детекторов, так и сопутствующей электроники. Вероятность наложений событий растёт с увеличением светимости, это может привести к искажению информации, собираемой с детекторов. Поэтому важно добиться высокого быстродействия детекторов и считывающей электроники.

Повышение светимости вызывает рост радиационных нагрузок, которые приводят к деградации электроники. Необходимо было разработать высоконадежную и радиационно-стойкую электронику.

Очевидно, что зарегистрировать и, тем более, записать результаты всех протон-протонных взаимодействий на LHC практически невозможно. Необходима хорошая фильтрация событий по заданным параметрам, чтобы намного уменьшить число записываемых событий и выбирать только «нужные» события для конкретной задачи (выработка триггера). Для выработки сигнала триггера от НЕС понадобилось специальное, оригинальное решение. Необходимо было устранить зависимость скорости нарастания сигналов от эффективной емкости ячеек калориметра.

Создание калориметра было начато с совместного предварительного моделирования самого калориметра и сопутствующей электроники. Это позволило добиться требуемых характеристик электроники на этапе ее проектирования и значительно сэкономить средства и время при производстве и тестировании. Измеренные позже параметры полностью совпали с предсказанными, что доказало ценность моделирования, проведенного автором.

Применённые методы испытания электроники обеспечили высокую надежность электронных узлов и модулей. Разработанная регистрирующая электроника для торцевого адронного калориметра была смонтирована на установке ATLAS и безотказно работает уже в течение восьми лет, обеспечивая устойчивую работу калориметра с требуемыми характеристиками. За пять лет работы установки ATLAS на LHC была набрана статистика, соответствующая полной светимости около 30 фбн^{-1} . Ни одной поломки в каналах регистрации НЕС калориметра за это время зафиксировано не было.

На защиту диссертации выносятся следующие положения:

- разработка методов моделирования жидкоаргонового адронного калориметра и электроники считывания;
- разработка и тестирование электронных устройств для торцевого адронного калориметра, в том числе:
 - предварительного усилителя,
 - предварительного формирователя,
 - формирователя для тестовых испытаний,
 - модуля считывания и оцифровки сигналов для НЕС FEB (Front End Board),
 - модуля передачи триггерных сигналов;
- методы испытаний созданной электроники на предмет электрических характеристик, устойчивости работы в радиационных полях и испытания её надежности;
- аппаратура и результаты исследования поведения жидкоаргоновых калориметров при высокой светимости коллайдера.

Основные результаты успешной работы торцевого жидкоаргонового калориметра НЕС и созданной для него электроники неоднократно докладывались на международных конференциях, они опубликованы в препринтах ОИЯИ и ЦЕРН, в журнале Nuclear Instruments and Methods in Physics Research (NIM) и в статьях журнала Journal of Instrumentation (JINST).

1. Устройство жидкоаргонового калориметра

Установка ATLAS (рис.1.1) содержит в себе большое количество детекторов: трековый детектор, электромагнитные и адронные калориметры, мюонные камеры и т.д. Все они позволяют с высокой эффективностью фиксировать частицы, рождающиеся при столкновении встречных протонов. Калориметрия установки ATLAS (рис.1.2) состоит из двух основных частей: жидкоаргоновый калориметр, работающий в жидком аргоне, и калориметр, работающий “в тепле” (Tile-калориметр). Жидкоаргоновый калориметр располагается в трех криостатах. Один криостат – это центральный бочкообразный криостат с находящимся в нем электромагнитным калориметром (Electro Magnetic Barrel calorimeter, EMB). По бокам от него стоят другие два криостата, закрывающие торцы и называемые крышками (End Cap) или торцевыми калориметрами (рис.1.3). В свою очередь, каждый торцевой калориметр включает в себя передний калориметр (Forward CALorimeter, FCAL), электромагнитный калориметр (Electro Magnetic End Cap calorimeter, EMEC) и адронный (Hadronic End Cap calorimeter, HEC).

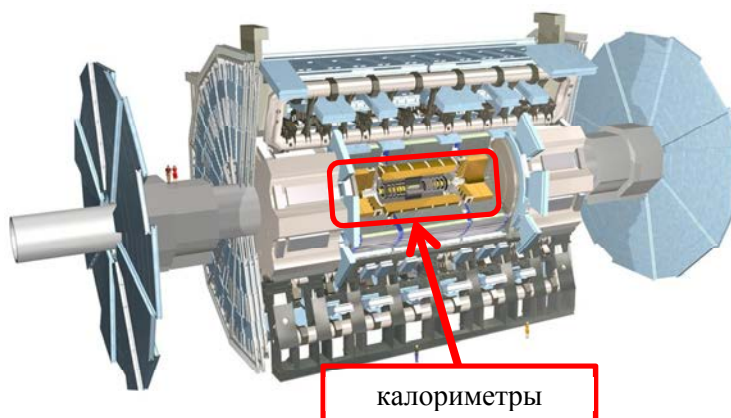


Рис.1.1. Внешний вид установка ATLAS

Жидкоаргоновый калориметр играет центральную роль в установке ATLAS. В тяжелейших радиационных условиях при полной светимости до $\sim 10^{34} \text{ см}^{-2}\text{с}^{-1}$ калориметр должен обеспечивать высокую точность регистрации электронов, фотонов, адронов, струй и т.д. и измерять выделенную ими энергию в большом диапазоне 5 ГэВ ÷ 14 ТэВ с линейностью не хуже 0.5% [2].

Калориметр на основе жидкого аргона выбран не случайно, поскольку аргон может работать при больших радиационных нагрузках. Tile-калориметр находится уже в более

мягких радиационных условиях, и в нем используются сцинтилляторы совместно со стальными поглотителями. Он позволяет регистрировать адронные ливни, которые рождаются в жидкоаргоновых калориметрах. Все калориметры закрыты со всех сторон несколькими слоями мюонных камер для регистрации мюонов.

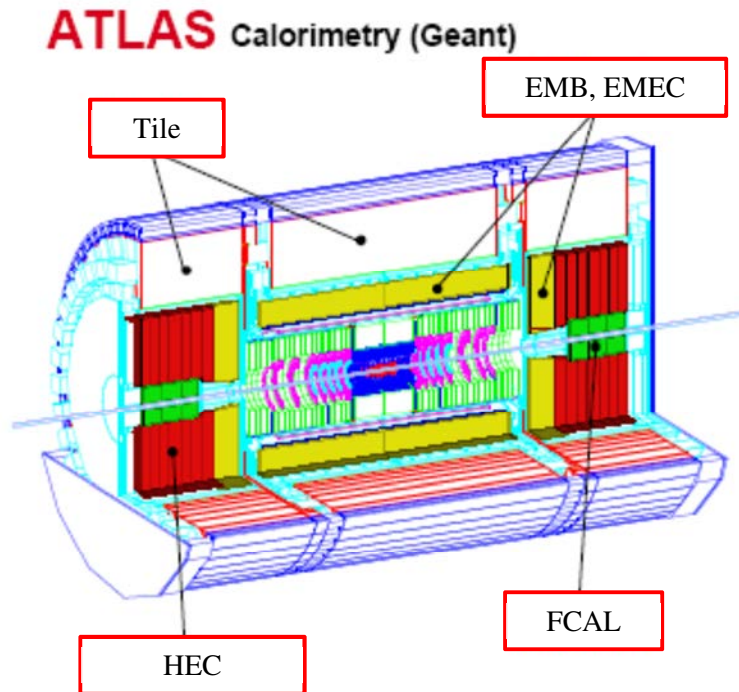


Рис.1.2. Калориметрия установки ATLAS. Tile – калориметр, работающий в тепле; EMB, EMEC, HEC и FCAL – жидкоаргоновые калориметры.

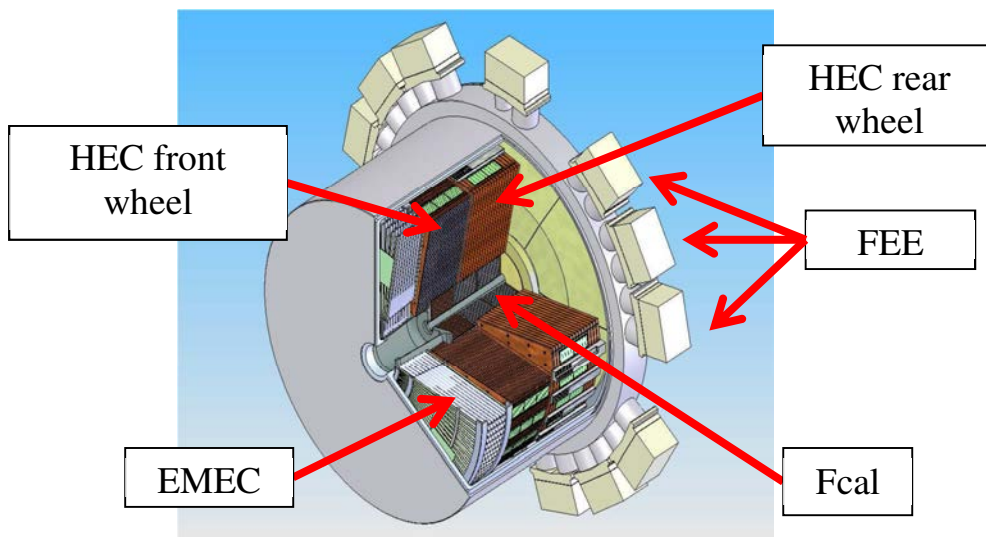


Рис.1.3. Устройство торцевого калориметра установки ATLAS. HEC-калориметр состоит из двух «колес» – переднего (HEC front wheel) и заднего (HEC rear wheel). На рисунке схематично показаны крейты с электроникой считывания (FEE).

1.1 Принцип электростатического трансформатора

Жидкоаргоновая калориметрия основана на принципе ионизации аргона пролетающими частицами. Калориметры состоят из поглотителей, в качестве которых используют материалы с малой радиационной длиной (свинец, медь, нержавеющая сталь...), а зазоры между ними заполняют жидким аргоном. Частицы, проходя через поглотители, теряют энергию, при этом часть её теряется в аргоне, образуя свободные электроны за счёт ионизации. Электроны под воздействием приложенного электрического поля движутся к обкладкам, и этот заряд (или ток) регистрируется электроникой. Для каждого калориметра геометрические размеры и толщины поглотителей выбираются в зависимости от физической задачи, возложенной на данный калориметр (электромагнитный, адронный). Во всех случаях калориметры рассчитываются так, чтобы летящие частицы или образовавшиеся струи пересекали на своем пути несколько поглотителей и аргоновых зазоров, чтобы энергия поглощалась по всей глубине калориметра одновременно с регистрацией. От этого в большой степени зависят параметры линейности и чувствительности калориметра. Поэтому калориметры делают в виде сэндвича, т.е. несколько поглотителей разделены аргоновыми зазорами, с каждого из которых снимается заряд. Такой сэндвич дополнительно позволяет получить и продольное пространственное разрешение, которое, например, необходимо при регистрации формы развития ливня.

Так как сигнал пропорционален поглощенной в аргоне энергии, чувствительность определяется в основном геометрией электродов. Значительным ограничением является то, что малый сигнал образуется на электродах, обладающих значительной электрической емкостью (для калориметров с размерами до 1 метра емкость может достигать нескольких десятков нанофард). Из теории известно, что большая емкость на входе усилителя означает значительный электронный шум. Для уменьшения этой составляющей шума электроды можно разбивать на более мелкие ячейки, но при этом увеличивается количество усилителей, необходимых для считывания. Оптимизировать такую систему можно, понизив эффективную выходную емкость детектора.

Структура детектора с возможностью уменьшить емкость одной ячейки предложена давно и хорошо описана в [3]. Такая структура названа электростатическим трансформатором (EST), где в зазор между чувствительным электродом и поглотителем помещается несколько дополнительных электродов, которые трансформируют заряд с одной обкладки на другую, как бы передавая сигнал по цепочке (рис.1.4.).

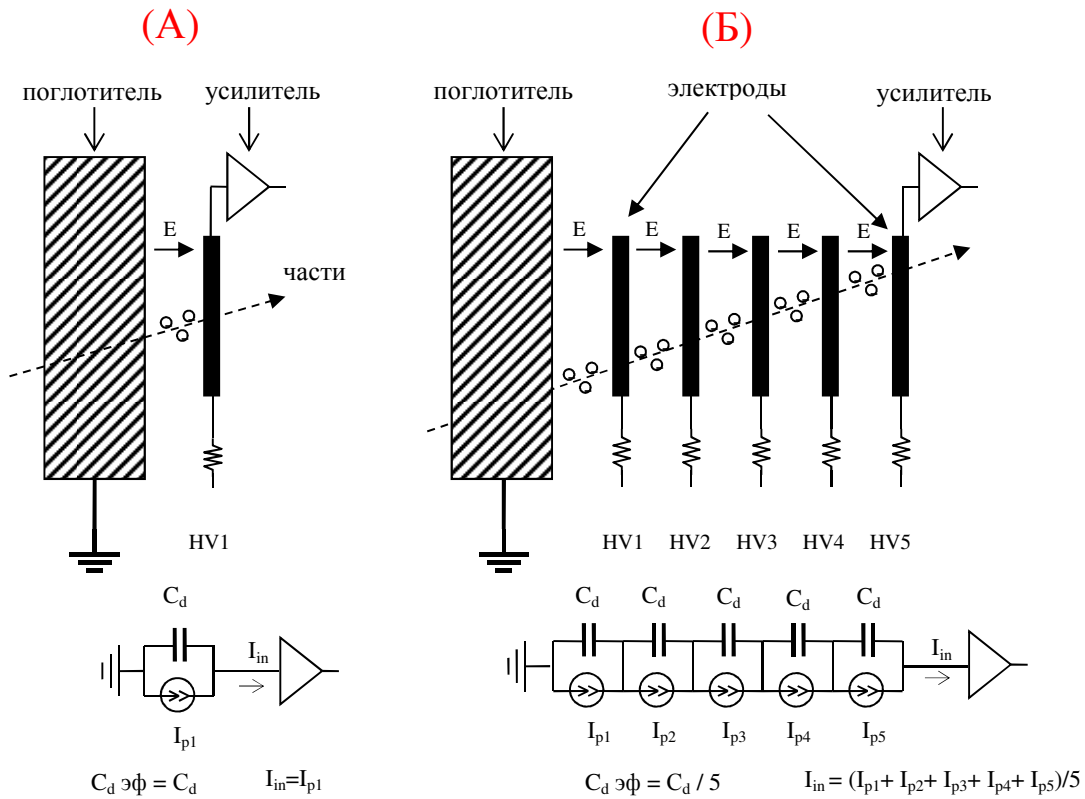


Рис.1.4. (А) – простейший однозазорный вариант ячейки жидкоаргонового калориметра, (Б) – один из вариантов электростатического трансформатора. Под каждым вариантом показана его эквивалентная электрическая схема. C_d – емкость между чувствительным электродом и поглотителем, E – напряженность электрического поля в зазоре, $I_{p(1,...5)}$ – ток от движения свободных электронов в зазорах, образовавшихся вследствие ионизации аргона пролетевшей частицей или частицами.

На рис.1.4 показаны две возможные структуры одной ячейки калориметра: рис.1.4(А) – простейшая структура с одним электродом и одним жидкоаргоновым зазором и рис.1.4(Б) – структура типа «электростатический трансформатор» с пятью электродами. Из приведенных под рисунками эквивалентных схем видно, что входной ток усилителя I_{in} в обоих случаях будет одинаковый при условии, что пролетающая частица ионизирует одинаковые заряды во всех зазорах трансформатора, т.е. $I_{p1} = I_{p2} = I_{p3} = I_{p4} = I_{p5} = I_{in}$. Если заряд по каким-то причинам распределится неравномерно по зазорам, то входной ток будет среднеарифметической величиной, как показано на рис.1.4(Б). Это утверждение не совсем точное, так как не учтено влияние цепей подключения высоковольтного питания к обкладкам. Но если высоковольтное подключение осуществлено через последовательные резисторы большого номинала, то эта неточность незначительна. Из той же эквивалентной схемы следует, что эффективная емкость детектора в трансформаторе в пять раз меньше, чем в первом варианте, что снижает вклад электронного шума усилителя в общую шумовую характеристику тракта считывания.

Зависимость приведенного ко входу шума усилителя от эффективной емкости ячейки приведено в главе 3.

В приведенной на рис.1.4(Б) конфигурации трансформатора есть недостаток. Он состоит в том, что для получения одинакового сигнала в каждом зазоре необходимо иметь одинаковую напряженность поля в этих зазорах. На рисунке показан один из вариантов получения одинаковой напряженности поля, для осуществления которого надо использовать пять источников высоковольтного питания. Такое включение приводит к усложнению и удорожанию высоковольтной системы. В НЕС структура электродов немного видоизменена, и во всех зазорах используется одинаковое высоковольтное напряжение, которое может быть подано от одного источника (см. раздел 1.4).

1.2 Заряд и ток в ячейке считывания

Ионизированный заряд, который образуется в аргоне за счет потери энергии пролетающей частицы, можно рассчитать по формуле: $Q = N \cdot e$, где N – это число электронно-дырочных пар, а e – заряд электрона. Число N определяется как энергия, выделенная в аргоне (E_{loss}), деленная на энергию образования электронно-дырочной пары (E_e). Надо заметить, что величины энергии образования одной электронно-дырочной пары для аргона в газовой фазе и жидкого аргона разные. В литературе [4, 5] чаще всего приводят значения 26.4 эВ/пару и 23.6 эВ/пару соответственно. Потери энергии в жидком аргоне (E_{loss}) рассчитываются как: $E_{loss} = \int_0^l dE/dx$, где dE/dx – удельная потеря энергии, а l – длина пролета частицы.

Значение dE/dx для минимально ионизирующей частицы (МИП) приведено в таблице 1.1. Минимально ионизирующей частицей обычно считается пролетающий мюон. В этой же таблице приведены некоторые другие константы для жидкого аргона. Данные взяты из сводной таблицы, опубликованной в [6].

Рассмотрим движение ионизированного заряда в одном зазоре (рис.1.5). В данном случае рассматриваются в основном электроны, так как образовавшиеся ионы имеют гораздо меньшую подвижность и практически не влияют на сигнал, регистрируемый быстрой электроникой. Форма тока, возникающего на регистрирующем электроде, зависит в первую очередь от расположения трека внутри зазора. Если частица проходит поперек зазора, как показано на рис.1.5(А), то в первоначальный момент амплитуда тока достигает своего максимума, затем, по мере движения, количество заряженных частиц в зазоре уменьшается, так как электроны рекомбинируют на положительном электроде, и ток падает

пропорционально уменьшению количества свободных электронов. При постоянстве электрического поля движение электронов к положительному электроду и рекомбинация на нем происходят с постоянной скоростью, поэтому функция $I(t)$ – треугольник:

$$I(t) = Q \cdot \frac{v}{d} \cdot \left(1 - \frac{t}{t_d}\right) = N \cdot e \cdot \frac{v}{d} \cdot \left(1 - \frac{t}{t_d}\right), \quad (1.1)$$

где v – скорость дрейфа электронов в аргоне, d – размер зазора, t_d – полное время дрейфа электронов при заданной напряженности поля.

Таблица 1.1. Некоторые значения констант для жидкого аргона

Наименование константы	Обозначение	Значение	Единицы измерения
Минимальные ионизационные потери частицы в жидком аргоне (Mip)	dE/dx	2.1205	МэВ/см
Заряд электрона	e	$1.602 \cdot 10^{-19}$	К
Подвижность электрона в жидком аргоне	μ	50 ÷ 150	см ² /(В·с)
Скорость дрейфа электрона в жидком аргоне при напряженности поля 10 кВ/см	v	~6	мм/мкс
Энергия образования электрона	E_e	23.6	эВ
Радиационная длина	x_0	14.0	см
Удельная плотность жидкого аргона	ρ	1.396	г/см ³

В случае пролета частицы вдоль электродов или с наклоном, сигнал примет форму, показанную на рис.1.5(Б). В связи с тем, что калориметры в ATLAS разработаны так, чтобы частицы, летящие из точки столкновения, пролетали аргоновые зазоры преимущественно поперек, треугольная форма сигнала является наиболее ожидаемой формой для жидкоаргоновых калориметров. Следует заметить, что при регистрации космических частиц форма тока, как на рис.1.5(Б), также равновероятна.

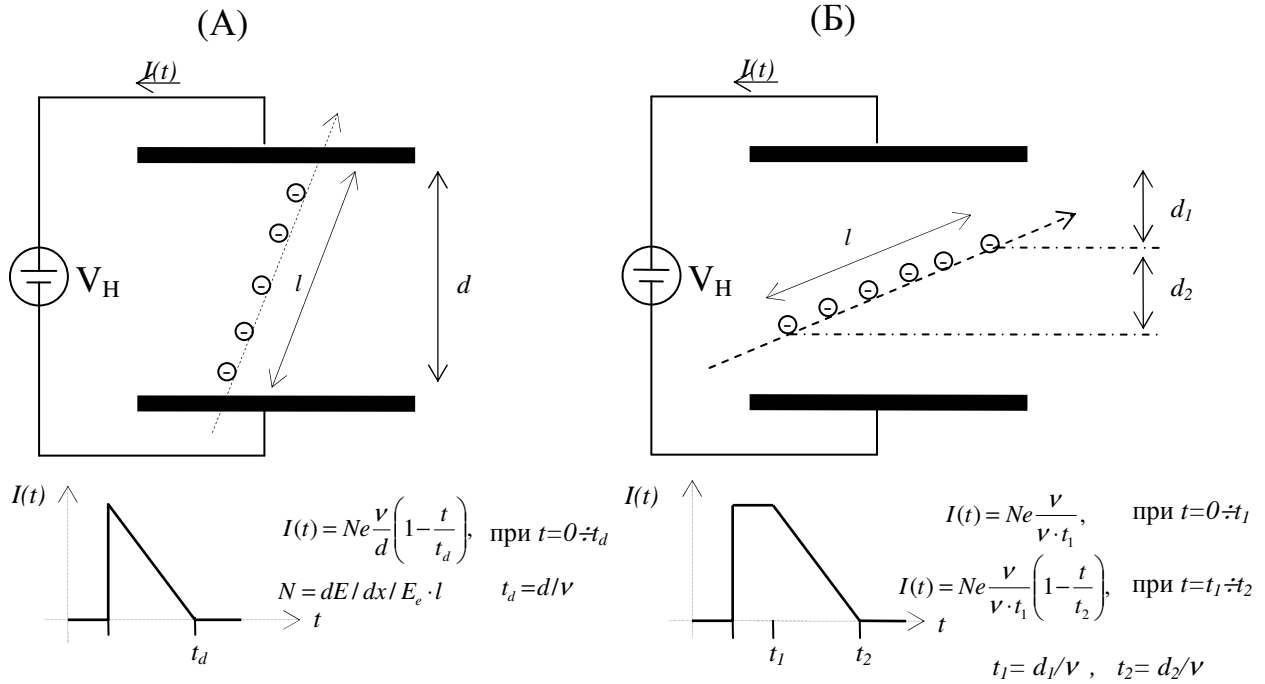


Рис.1.5. Движение заряда в жидкоаргоновом зазоре. Приведены формулы расчета тока, где Ne – количество образовавшихся свободных электронов, v – скорость дрейфа электронов в жидком аргоне, а t_d – время дрейфа электронов в зазоре размером d .

1.3 Скорость дрейфа заряда в аргоне, время сбора заряда

Важными факторами для жидкоаргоновых детекторов являются скорость дрейфа свободных электронов в аргоне и количество собранных зарядов. Оба эти фактора достаточно хорошо изучены и подтверждены многими экспериментами [7÷12].

Так как скорость дрейфа электронов растет с увеличением электрического поля, а длительность сигнала обратно пропорциональна этой скорости, то величину напряженности поля выбирают исходя из необходимой длительности сигнала. В ATLAS важно иметь максимально короткие сигналы, чтобы уменьшить вероятность наложения событий друг на друга. Для этого напряженность поля для всех калориметров выбирается достаточно высокой (~1 кВ/мм). Дальнейшее повышение напряженности поля обычно нерационально из-за возникающих технических проблем с возможными электрическими пробоями в зазорах и усложнения и удорожания высоковольтной системы (высоковольтных блоков питания, высоковольтных кабелей, разъемов и т.д.). В калориметре НЕС номинальное напряжение на зазорах было выбрано равное 1.8 кВ, что при зазоре 1.97 мм означает напряженность поля около 900 В/мм.

Скорость дрейфа электронов в аргоне была экспериментально измерена на модулях НЕС в тестах на ускорителе SPS в ЦЕРН с помощью пучка электронов с энергией 148 ГэВ [13,14]. Сигналы от частиц, полученные для напряжений в диапазоне от 10 В до 1900 В, сравнивались с сигналами, полученными от моделирования полной электрической цепи одного канала калориметра, программой PSPICE. Модель канала показана в главе 8. Параметры сигнала при моделировании подбирались так, чтобы отклонение формы и амплитуды от измеренного сигнала были минимальны. Полученная зависимость скорости дрейфа (рис.1.6) хорошо согласуется с данными, полученными ранее А.Калининым и В.Вальковяк [10,11]. На этом же рисунке приведены данные из старого издания Particle Data Book (PDB), они отличаются от наших измерений, но в последнем издании PDB за 2008 год скорость дрейфа электронов уже приводится из статьи В.Вальковяк. Также получена зависимость ионизационного тока от напряженности поля (рис.1.7). Ток сравнивался с расчетным значением по формуле, предложенной Томасом и Имелем в [9]:

$$I_p = I_0 \cdot \frac{\ln(1+C/E)}{C/E}, \quad (1.2)$$

где I_0 рассчитывался из значения видимой энергии, полученной из симуляции; E – напряженность электрического поля; C – константа, равная 0.84 кВ/см.

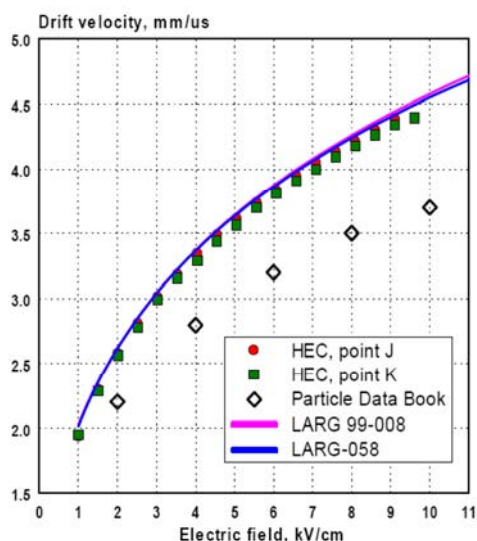


Рис.1.6. Измеренная скорость дрейфа электронов в жидком аргоне в зависимости от напряженности электрического поля. Для сравнения приведены значения, опубликованные в Particle Data Book и препринтах CERN.

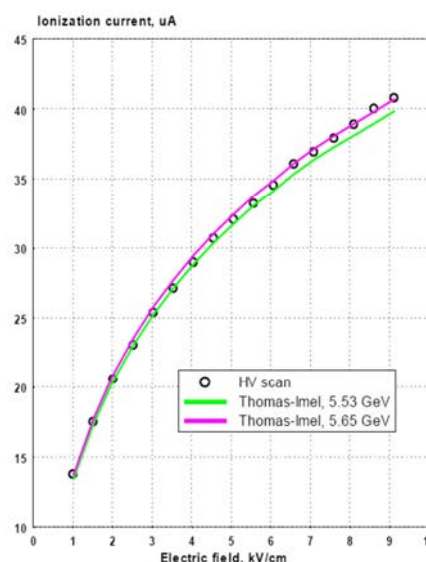


Рис.1.7. Величина ионизационного тока в ячейке НЕС-калориметра в зависимости от напряженности электрического поля. Для сравнения приведены значения согласно формуле Томаса и Имеля [9].

Ионизационный ток I_p зависит от напряженности поля по двум причинам: скорость дрейфа увеличивается с увеличением напряженности, и количество собранного заряда увеличивается, так как меньше времени для рекомбинации электронов.

Полное количество собранного заряда зависит в основном от наличия центров захвата свободных электронов, которыми являются разнообразные примеси и положительные ионы аргона. Попытки математически описать и объяснить эти процессы предпринимались много раз. В модели, предложенной Томасом и Имелем [9], процесс основной рекомбинации описывается простой формулой, подобной (1.2):

$$Q_p = Q_0 \cdot \frac{\ln(1+C/E)}{C/E}, \quad (1.3)$$

где Q_p – собранный заряд; Q_0 – ионизированный заряд без рекомбинации; C – константа, равная 0.84 кВ/см; E – электрическое поле.

В статье Разерфорда [15] рекомбинационные процессы рассматриваются более тщательно с уклоном на требования перехода ЛНС на более высокую светимость [16], где пренебрегать процессами второго порядка уже нельзя. Основная проблема состоит в том, что положительные ионы аргона имеют очень малую подвижность (в литературе приводятся значения подвижности μ_+ в диапазоне от 0.02 до 1 мм²В⁻¹с⁻¹). Поэтому при больших ионизационных нагрузках ионы накапливаются в аргоновом зазоре и начинают искажать как само электрическое поле, так и просто становятся центрами захвата свободных электронов.

Практически такую же негативную функцию несут на себе различные активные примеси в аргоне, в первую очередь это кислород, молекулы которого способны захватывать свободные электроны. Зависимость количества собранного заряда от количества примеси кислорода экспериментально измерено и приведено в [17], где показано, что только ~50% заряда может быть собрано при наличии примеси кислорода 10 ppm. Поэтому для наблюдения за чистотой аргона в ATLAS применяется специальная система измерения чистоты, а газовая система, в которой происходит циркуляция аргона, содержит устройство очистки аргона.

Захват ионами и примесями свободных электронов приводит к искажению треугольной формы сигнала. Используя (1.1), величину тока в данный момент с учетом рекомбинации можно представить в виде:

$$I(t) = (Q_0 - Q_r(t)) \cdot \frac{v}{d} \cdot \left(1 - \frac{t}{t_d}\right), \quad (1.4)$$

где Q_0 – начальный ионизированный заряд, а $Q_r(t)$ – заряд, который рекомбинировал к моменту t .

Рекомбинировавший заряд $Q_r(t)$ – сложная временная функция, зависящая от многих параметров [15], и сигнал, при наличии рекомбинации, уже не треугольный, а имеет, скорее всего, экспоненциальный спад. Форма сигнала становится похожа на отклик от калибрационной системы, где тоже используется сигнал с экспоненциальным спадом (см. главу 6).

В любом случае, количество собранного заряда – это функция напряженности электрического поля: чем больше напряженность поля, тем больше зарядов успевает добраться до положительного электрода. Зависимость количества собранного заряда от напряженности имеет форму, похожую на логарифмическую функцию, т.е. наблюдается выходящее или насыщение. Анализируя диаграммы, приведенные в [7÷11], нетрудно сделать вывод, что при напряженности поля ~ 1 кВ/мм (такое поле используется в жидкоаргоновых калориметрах ATLAS) практически максимальный по величине заряд должен доходить до электродов.

Влияние загрузки (скорости ионизации) калориметра на форму сигнала экспериментально наблюдалось на установке HiLumi (High Luminosity) на ускорителе У-70 ФГБУ ГНЦ ИФВЭ (см. главу 9). Сигналы от детекторов, полученные при высокой загрузке калориметров на выходе считывающей электроники, явно отличаются от отклика на входной треугольник, что подтверждает присутствие значительной рекомбинации на положительных ионах аргона.

1.4 Особенности устройства НЕС-калориметра

Адронный торцевой калориметр (НЕС) – это жидкоаргоновый детектор с медными поглотителями, спроектированный по принципу электростатического трансформатора и закрывающий область углов $1.5 < \eta < 3.2$ [18]. Он расположен в двух независимых криостатах, закрывающих торцы бочкообразного электромагнитного калориметра. В каждом криостате (рис.1.8) расположено по два НЕС-колеса, переднее колесо (НЕС Front Wheel) и заднее колесо (НЕС Rear Wheel), каждое из которых состоит из 32 модулей, то есть всего 64 модуля. Передние колеса сконструированы из медных поглотителей с толщиной 25 мм и оснащены 24 аргоновыми зазорами, а задние состоят из поглотителей толщиной 50 мм и содержат 16 аргоновых зазоров. Для обеспечения необходимого продольного азимутального разрешения (Z-направление) считывающие ячейки объединены в четыре сегмента, два в переднем колесе и два в заднем. Первый сегмент включает в себя 8 аргоновых зазоров, второй – 16, третий и четвертый – по 8 зазоров каждый. Такая структура выбрана для обеспечения более высокого

разрешения в передних колесах по сравнению с задними, так как здесь, согласно симуляциям [19], развивается максимальное количество ливней и выделяется максимум энергии. Уменьшение количества зазоров в заднем колесе вызвано необходимостью уменьшения числа каналов считывания, что важно для минимизации общего количества каналов. Ухудшение энергетического разрешения в заднем колесе по сравнению с передним не критично для регистрации адронных ливней.

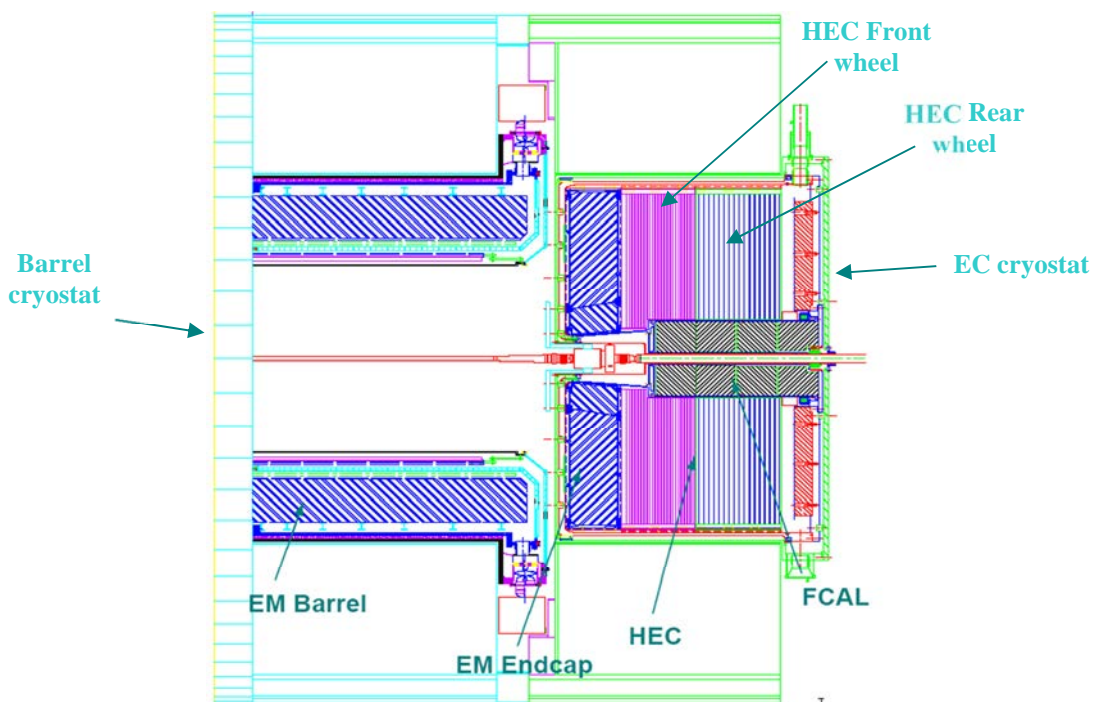


Рис.1.8. Торцевой криостат с тремя калориметрами ЕМЕС, FCAL и НЕС в разрезе .

В НЕС-калориметре (рис.1.9) сигналы снимаются с сигнальных площадок – падов (Pad), которые объединяются в ячейки с помощью суммирования сигналов в предварительных усилителях. Пады образуют ячеистую структуру для обеспечения радиального (ϕ) и фронтального (η) разрешения калориметра. Размеры чувствительных электродов и структура сегментов калориметра выбрана так, что гранулярность по η и ϕ составляет:

$$\Delta \eta \times \Delta \phi = 0.1 \times 0.1 \text{ в регионе } 1.5 < \eta < 2.5 \text{ и}$$

$$\Delta \eta \times \Delta \phi = 0.2 \times 0.2 \text{ в регионе } 2.5 < \eta < 3.2 \text{ соответственно.}$$

Общее количество считываемых каналов с одного колеса составляет $88 \cdot 32 = 2816$, а с обоих калориметров – 5632 канала.

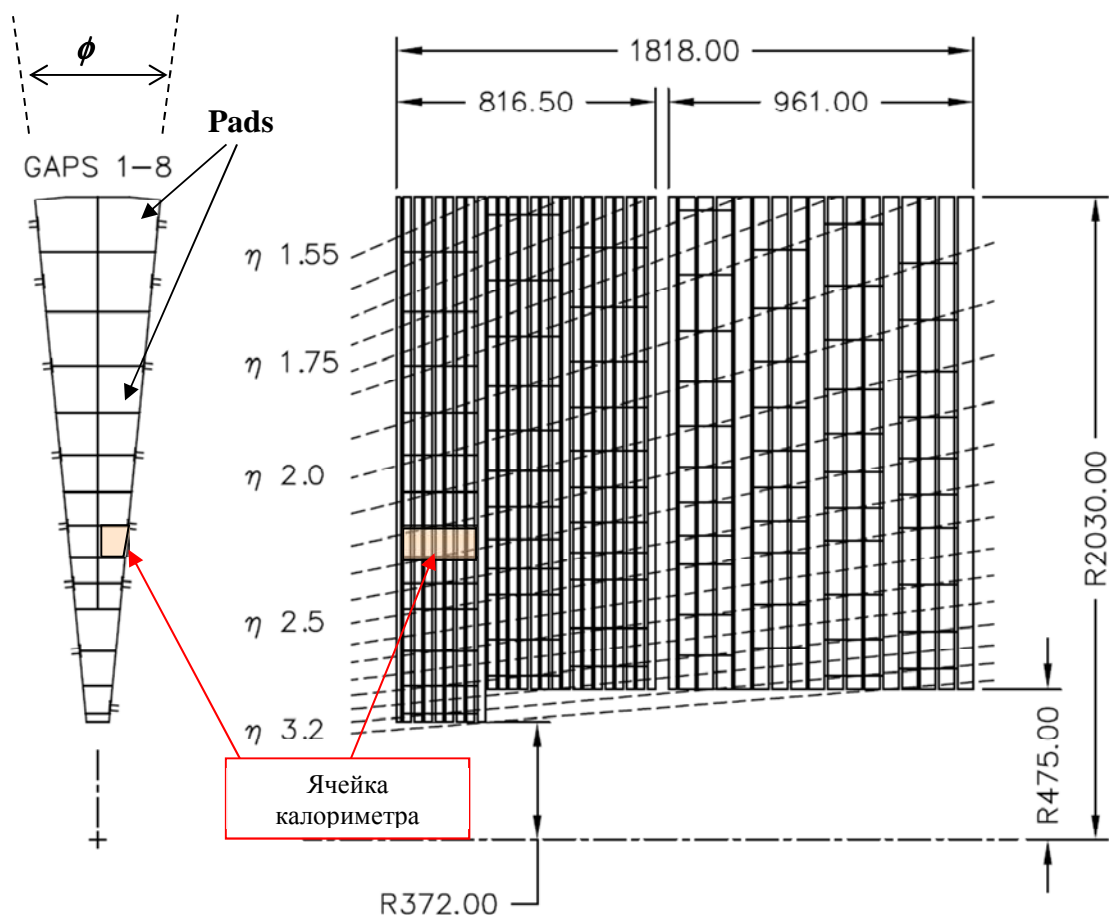


Рис.1.9. Поперечная и продольная структура ячеек модуля НЕС-калориметра.

Схематично устройство одной ячейки калориметра показано на рис.1.10. Между двумя медными пластинами-поглотителями расположены три тонких электрода, образующие четыре аргоновых зазора. Центральный электрод, называемый PAD Board, изготовлен в виде сэндвича, состоящего из медной фольги между двух изолирующих полиимидных пленок, внешняя сторона которого покрыта высоко-резистивным проводящим слоем на основе полиимида, обогащенного углеродом (рис.1.11). Медная фольга разделена на отдельные площадки – пады, которые имеют специальные выводы для подключения к считывающей электронике. Два боковых электрода (EST-электроды) представляют собой тонкую полиимидную пленку, также покрытую с обеих сторон высоко-резистивным слоем. Резистивные слои, как и считывающие электроды, имеют электрические выводы, которые подключаются либо к источникам высокого напряжения, либо к нулевому потенциалу для создания электрического поля внутри зазоров. Расстояние между медными пластинами равно 8.5 мм, а расстояние между электродами, которое заполняется жидким аргоном, равно 1.97 мм. Так как электроды очень тонкие и, соответственно, гибкие, между ними и между

электродами и медными поглотителями помещены специальные пластины хоникомба, которые поддерживают электроды и задают размер зазоров с высокой точностью. Хоникомб изготовлен из картона, пропитанного специальным лаком, и представляет из себя ячеистую структуру в виде пчелиных сот с очень тонкими перегородками.

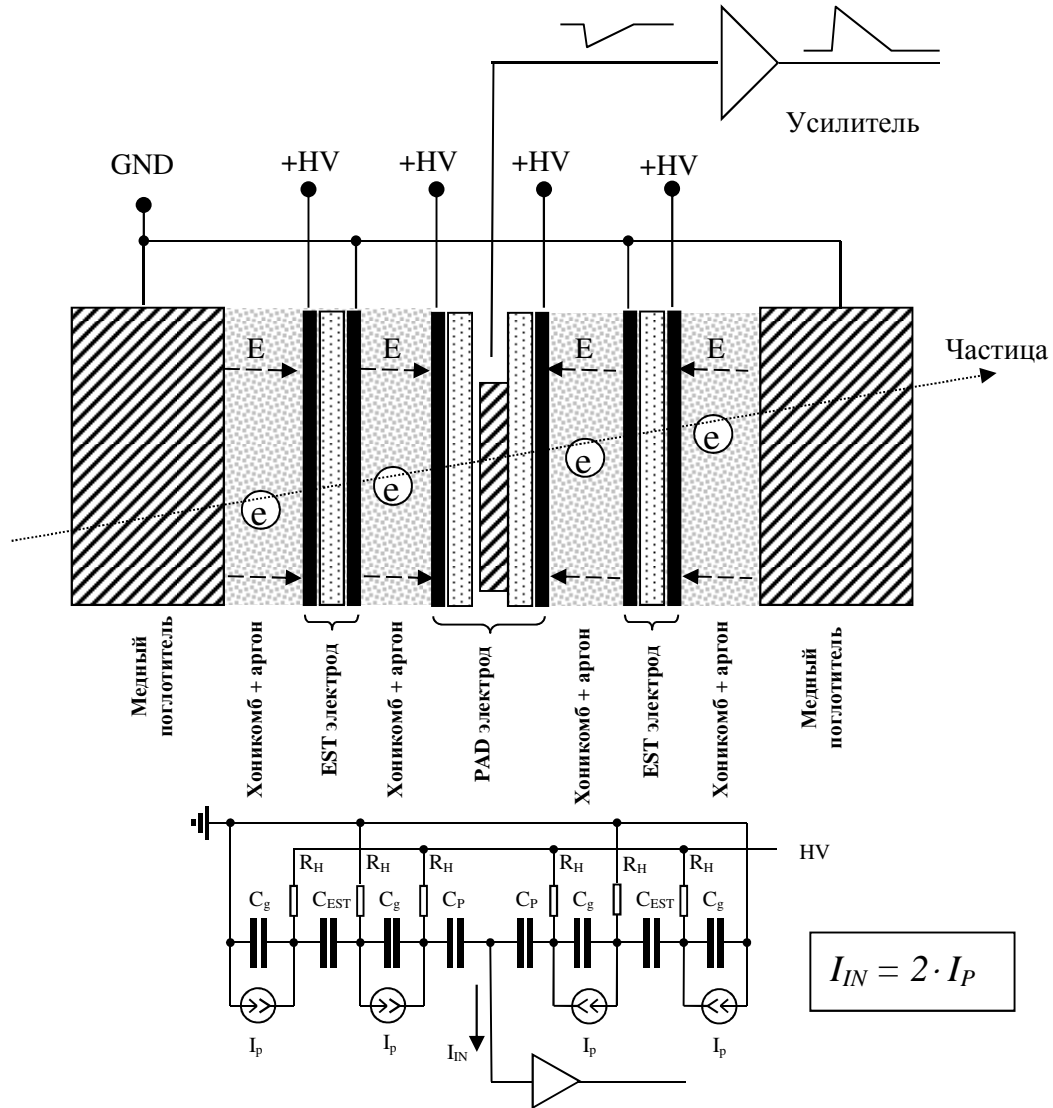


Рис.1.10. Схематичное изображение одной ячейки НЕС-калориметра. EST-электрод – тонкая полиимидная пленка, покрытая с двух сторон высоко-резистивным слоем; PAD-электрод – электрод с площадками из медной фольги, обклеенный двумя тонкими полиимидными пленками, которые снаружи покрыты проводящим высоко-резистивным слоем.

Сложная структура электродов и их взаимного расположения – это не что иное, как использование принципа трансформатора (см. главу 1). В данной структуре есть ряд преимуществ. Во-первых, заряд движется к центральному регистрирующему электроду с двух сторон и равен сумме зарядов, образовавшихся в двух зазорах, т.е. в два раза больше.

Второе достоинство – это возможность использования либо одного высоковольтного источника питания для всех четырех зазоров, либо нескольких источников, но с одинаковым напряжением. Так как считывающий электрод в такой структуре находится на расстоянии двух зазоров от медных поглотителей, то эффективная электрическая емкость считывающего электрода в два раза меньше емкости такого же электрода, помещенного между двумя пластинами поглотителей на расстоянии одного жидкоаргонового зазора. Эффективная емкость – важный фактор, влияющий на шумовые характеристики усилителя (см. главу 3).

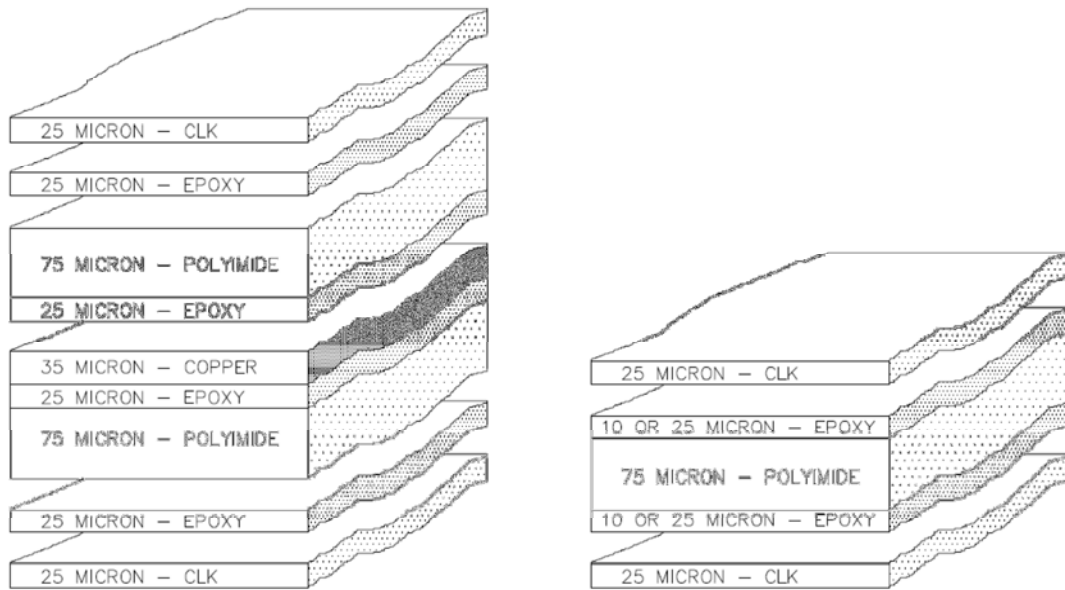


Рис.1.11. Структура считывающего (PAD board) и бокового (EST board) электродов в разрезе.

Из приведенной на рис.1.10 упрощенной эквивалентной схемы (более подробные схемы будут рассмотрены в главе 8) можно посчитать эффективную емкость одной считывающей ячейки:

$$C_{d\text{эф}} = 2 \cdot (C_P \parallel C_g \parallel C_{EST} \parallel C_g), \quad (1.5)$$

но при условии, что C_{EST} и $C_P \gg C_g$ за счет очень тонкого полиимида, получаем:

$$C_{d\text{эф}} \cong C_g. \quad (1.6)$$

Необходимо отметить еще одну важную особенность данной структуры: отсутствие электрического контакта между считывающими падами и высоко-резистивными слоями, на которые подается высокое напряжение. Пады имеют только емкостную связь с высоковольтными обкладками через слой полиимида. Это означает, что ионизированный в зазоре заряд попадает на регистрирующий электрод не напрямую, а как наведенный заряд

через емкость, что является еще и дополнительной защитой входа считывающего усилителя от непредвиденного высоковольтного пробоя в зазоре аргона.

Так как EST-электроды изготовлены на основе тонкого полиимида с высоко-резистивными слоями ($\sim 1 \div 10$ Мом/□) по обеим сторонам, они являются практически прозрачными для электромагнитного поля. Это предположение было подтверждено во время проведения тестовых испытаний модулей в пучке частиц на ускорителе SPS в ЦЕРН. Моделировались разные случаи отсутствия высокого напряжения на электродах, в том числе отсутствие напряжения из-за электрического пробоя в каком-либо одном зазоре. Особенно интересен случай, когда было отключено высокое напряжение от одного EST-электрода. Сигнал, зарегистрированный на выходе усилителя, представлял собой сумму двух сигналов разной длительности (рис.1.12).

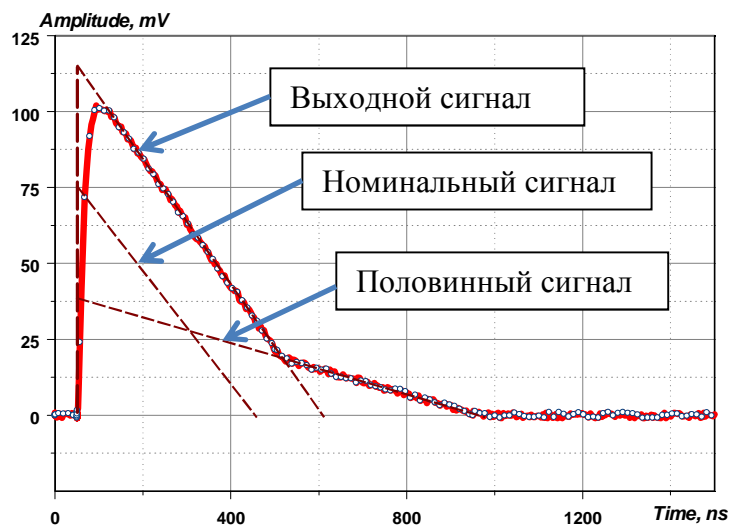


Рис.1.12. Выходной сигнал усилителя от зазора, где половина зазора работает при номинальном напряжении, а во второй половине отключено напряжение на промежуточном электроде (имитация пробоя). Сигнал состоит из суммы двух сигналов: одна половина зазора дает номинальный сигнал, получаемый при напряженности 2 кВ на 2 мм, второй сигнал (половинный сигнал) получится на зазоре при напряженности 2 кВ на 4 мм.

Из диаграммы видно, что, как и предполагалось, сигнал состоит из суммы двух сигналов: сигнала от зазора с номинальным напряжением и с номинальной длительностью (~ 450 нс) и сигнала в два раза большей длительности и в два раза меньшей амплитуды от зазора с отсутствием напряжения на EST. Отсюда можно сделать вывод, что при возникновении аварийной ситуации (например, короткое замыкание) можно регистрировать сигналы с калориметра, отключив высокое напряжение на проблемной плоскости и вводя поправочные коэффициенты.

1.5 Энергетическое разрешение калориметра

Важными параметрами калориметров являются фактор энергетического поглощения ($E_{deposited}$) и отношение его к видимой энергии ($E_{visible}$). Видимой энергией называется та энергия, которая может быть зарегистрирована. В нашем случае это энергия ионизации жидкого аргона, которая преобразуется в электрический сигнал.

С помощью программы симуляции GEANT был рассчитан конверсионный фактор отношения поглощенной энергии к видимой для НЕС-калориметра, а во время испытания НЕС-модулей на пучке SPS значение этого фактора подтверждено экспериментально [14] и равно: $S \cong \langle E_{deposited} \rangle / \langle E_{visible} \rangle = 23.3$ и 46.6 для переднего колеса и заднего соответственно (заднее колесо имеет поглотители в два раза толще, чем переднее).

Так же получены коэффициенты соотношения зарегистрированного тока к видимой энергии. Расчетное значение этого конверсионного коэффициента равно [20]:

$$C_0 = \frac{q}{2 \cdot \tau_{dr} \cdot \varepsilon_i} \cdot \frac{\ln\left(1 + \frac{E_0}{E}\right)}{\frac{E_0}{E}} \cdot F_H = 7.135 \text{ нА/МэВ}, \quad (1.7)$$

где q – заряд электрона, τ_{dr} – время дрейфа электронов в зазоре, ε_i – энергия образования пары электрон-ион ($\varepsilon_i = 23.2$ эВ/пара), $F_H = 0.99$ – коэффициент коррекции на присутствие хоникомба в зазоре, E_0 – константа ($E_0 = 0.84$ кВ/см), E – напряженность электрического поля в зазоре.

Среднее время дрейфа электронов в зазоре калориметра измерено экспериментально и равно $\tau_{dr} = 450 \pm 10$ нс.

Величина конверсионного коэффициента, полученная из симуляций, немного отличается от (1.7) и равна 7.188 нА/МэВ . Используя величины S и C_0 , можно получить коэффициент пересчета регистрируемого тока в поглощенную энергию:

$$\alpha_{em} = 23.3 / 7.188 \text{ (или } 7.135) = 3.24 \text{ (или } 3.27) \text{ МэВ/нА}. \quad (1.8)$$

2. Электроника считывания с калориметров

2.1 Архитектура системы считывания жидкоаргоновой калориметрии ATLAS

Установка ATLAS – многоцелевой детектор, построенный на коллайдере LHC для исследования новейшей физики частиц. Энергия созданных частиц измеряется новой калориметрической техникой, которая использует жидкий аргон. Электроника считывания с калориметров – это смесь аналоговой и цифровой техники [21,22]. Чтобы зарегистрировать с высокой точностью в большом динамическом диапазоне сигналы от жидкоаргоновых калориметров и ограничить при этом когерентный шум, требуется размещение некоторой электроники непосредственно на самом детекторе. Это недоступное для обслуживания при работе детектора местоположение устанавливает строгие ограничения на дизайн электроники считывания и ее надежность. Проблемы, возникающие из-за высокого радиационного поля, сильного магнитного поля и ограниченного пространства, должны были быть решены уже на этапе проектирования. Множество технологий, включая GaAs, биполярная, BiCMOS, кремний на изоляторе (SOI) и коммерческая субмикронная CMOS, использовались как радиационно-стойкие технологии.

Система сбора и обработки данных с жидкоаргоновых калориметров установки ATLAS, включающая в себя примерно 190000 каналов, построена как бы в трех ярусах (рис.2.1): электроника находится непосредственно внутри криостатов, снаружи криостатов и вдали от детектора. Первая часть электроники – это платы с холодными усилителями адронного торцевого калориметра и материнские платы для суммирования сигналов от EMB-, EMEC- и FCAL-калориметров. Вторая часть электроники размещена непосредственно на детекторе и располагается в 58-ми корзинах, установленных снаружи криостатов. Эта часть электроники переднего уровня (FEE) включает в себя модули FEB, модули построения триггерных башен для электромагнитных калориметров (ТВВ), модули драйверов триггерных сигналов от HEC и FCAL, калибрационные генераторы и платы управления. Внедетекторная электроника состоит из накопительных и обрабатывающих модулей, установленных в VME корзинах (ROC), и глобальной триггерной системы установки.

Такая конфигурация выбрана не случайно. На самом детекторе расположена та электроника, которая не может быть отнесена на большое расстояние от детектора, и она работает в высоком радиационном поле. Та электроника, которая может быть расположена вдали от детектора, находится в специальном помещении (USA15) вне радиационного поля.

Естественно, что электроника, находящаяся на детекторе, должна обладать высокой радиационной стойкостью в течение длительного периода времени.

Передняя детекторная электроника включает в себя модули, непосредственно считывающие информацию с детектора и преобразующие ее в цифровой вид. В подсистеме считывания и обработки (ROC) эта информация проходит первый уровень обработки, компонуется и преобразуется в формат, удобный для записи. Триггерная подсистема служит для выработки команд на считывание событий из детекторной электроники и пересылки данных в подсистему считывания и обработки. Такие команды формируются при выполнении одного или нескольких условий в зависимости от поставленной на данный момент физической задачи, например, полное энергетическое выделение в детекторе больше какого-то уровня или определенная энергия выделилась в конкретной области калориметра, и т.д.

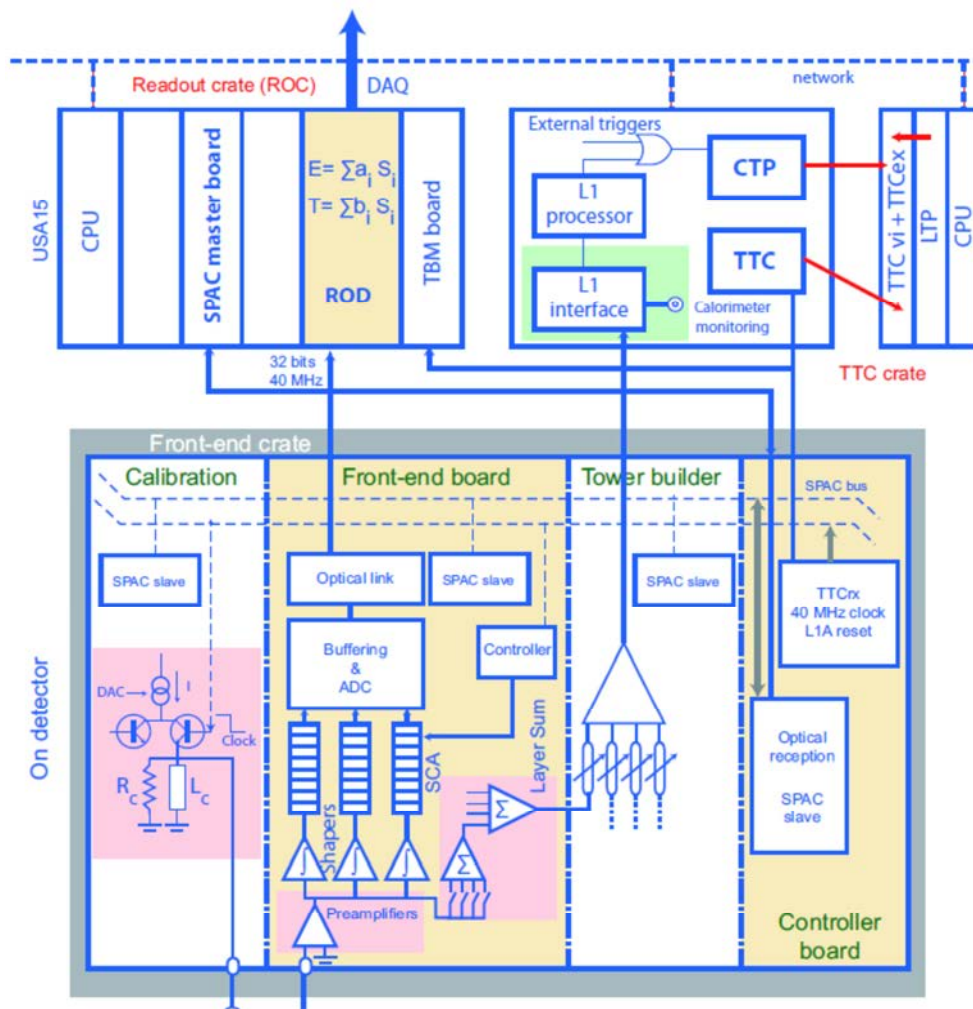


Рис.2.1. Блок-диаграмма системы считывания с калориметров ATLAS. На рисунке показана структура для считывания с электромагнитного калориметра. Система считывания с НЕС имеет небольшие отличия: предварительные усилители располагаются внутри криостатов, и вместо модулей построения триггерных башен ТВВ используются модули драйверов триггерных сигналов ТДВ.

Цепочка считывания сигналов со всех жидкоаргоновых калориметров (FCAL, HEC, EMEC и EMB) в установке ATLAS построена в основном по классической схеме: усилитель, формирователь, цифро-аналоговый преобразователь. Но в схему внесено несколько очень интересных решений, которые обеспечивают высокую эффективность и качество считывания, позволяют использовать однотипную электронику для всех калориметров и, в то же время, учитывают специальные требования каждого калориметра в отдельности.

Основным элементом системы регистрации и считывания является модуль FEB (Front End Board). Он располагается непосредственно на криостатах и осуществляет необходимое усиление и формирование сигналов, хранение их в аналоговой линии задержки с последующей оцифровкой и передачу данных по оптическим линиям в подсистему считывания и обработки. Так как коллайдер LHC работает на частоте 40 МГц, тактовая частота работы FEB выбрана 40 МГц, и она с высокой точностью синхронизируется с частотой LHC через специальную систему синхронизации.

Модуль FEB – это большая многослойная печатная плата ($\sim 0.5 \cdot 0.5 \text{ м}^2$), позволяющая считывать одновременно 128 калориметрических каналов. Применение формирователя с однократным дифференцированием и двукратным интегрированием оптимизирует соотношение вкладов электронного шума и шума от наложений. Хранение аналоговых данных на время выработки триггера происходит в матрице на переключаемых конденсаторах с выборкой каждые 25 нс. Передача цифровых данных из FEB осуществляется по оптоволокну со скоростью 1.6 Гбит в секунду.

Схематично структура одного канала считывания в модуле FEB показана на рис.2.2.

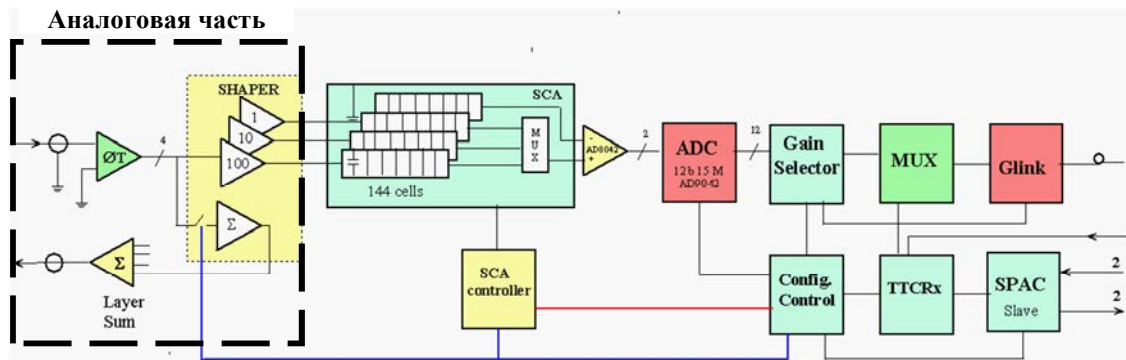


Рис.2.2. Структура одного канала FEB. Обозначения на схеме: OT – предварительный усилитель (сменная дочерняя плата), Layer Sum (LSB) – схема формирования триггерных сигналов (сменная дочерняя плата), SHAPER – формирователь с тремя каналами усиления, SCA – матрица переключаемых конденсаторов (аналоговая задержка), Gain Selector – схема выбора усиления, MUX – схема выбора канала передачи, Glink – оптический преобразователь, остальные блоки – вспомогательные контроллеры.

Из новшеств, примененных в модуле FEB, в первую очередь надо отметить большой динамический диапазон каждого считываемого канала, достигнутый за счет применения трех шкал усиления в формирователе (1, 10, 100) с последующей оцифровкой на 12-битном АЦП. Это позволило иметь общий динамический диапазон 16 бит с требуемой точностью и линейностью не хуже 0.5% и 1% соответственно. Требование такого динамического диапазона вытекает из моделирования регистрируемых в калориметрах физических процессов: диапазон энергетического выделения в электромагнитном калориметре может достигать 2^{16} , а в НЕС – 2^{14} [1]. Также необходимо отметить использование высокоточной и высокоскоростной аналоговой линии задержки на переключаемых конденсаторах (SCA), специально разработанной и изготовленной для данного модуля. Она работает на частоте 40 МГц и хранит информацию в течение более 2.5 мкс с 12.5 битной точностью в ожидании необходимого считывания. При этом специальный процессор (Gain Selector) позволяет автоматически считывать информацию только с одного усилительного канала, где находится сигнал с максимальной возможной амплитудой, но ниже уровня насыщения. Возможное долговременное хранение сигналов в SCA без искажения позволило в качестве АЦП использовать коммерческую микросхему, работающую на частоте 5 МГц. На модуле установлено 16 таких микросхем, каждая из которых последовательно оцифровывает 8 из 128 каналов, находящихся на одном модуле FEB.

Универсальные модули FEB используются для считывания информации со всех жидкоаргоновых калориметров установки, включая и адронный торцевой калориметр. Небольшие различия в их конфигурации применительно к каждому калориметру обеспечиваются установкой на модули сменных дочерних плат. В первую очередь это касается гибридных усилителей ОТ [23-25], которые различаются некоторыми характеристиками, такими как коэффициент усиления и входное сопротивление. Для переднего калориметра FCAL используются усилители с максимальным входным током до 3 мА и входным сопротивлением 25 Ом, а для основной массы каналов бочкообразного калориметра ЕМВ используется 50-омная версия с максимальным входным током 1 мА. Также на модули установлены платы LSB (Layer Summing Board), в которых осуществляется суммирование сигналов для системы аналогового триггера, называемого триггером первого уровня (L1).

2.2 Радиационная стойкость FEE

Радиационное поле в детекторе ATLAS – это преимущественно вторичные частицы от взаимодействия основных частиц с элементами установки [26]. Энергии таких частиц довольно низки (меньше нескольких ГэВ), но потоки высоки и радиационное поле по отношению к электронике достаточно однородно. Крейты с детекторной электроникой располагаются на расстоянии около 3 метров от линии пучка по радиусу и на расстоянии ± 3 и ± 6 метров от точки взаимодействия по оси Z соответственно для бочкообразного и торцевого калориметров (рис.2.3). Как видно из рисунка, радиационное поле в области электроники бочкообразного калориметра выше, чем в области торцевого, что объясняется небольшим разрывом между этими калориметрами. Также из симуляций установлено, что основными составляющими в радиационной нагрузке являются нейтроны и фотоны. Расчетные значения плотности потока различных частиц приведены в Таблице 2.1.

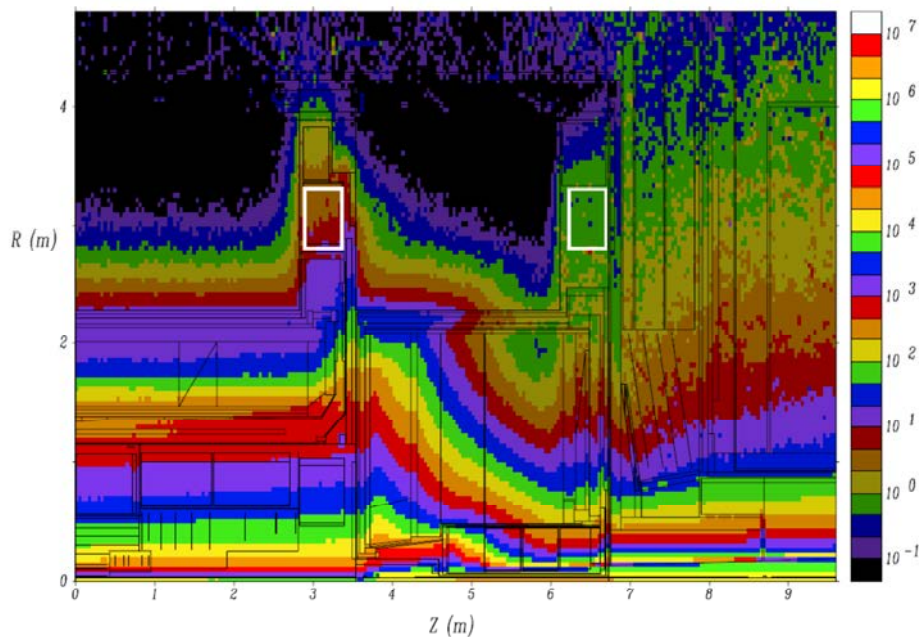


Рис.2.3. Карта расчетной полной ионизационной дозы (Гр/год) при работе ЛНС на номинальной светимости $10^{34} \text{ см}^{-2} \cdot \text{с}^{-1}$. Белыми прямоугольниками показано месторасположение корзин с электроникой [26].

Высокий уровень надежности электроники должен сохраняться в течение 10 лет работы установки, так как в большинстве случаев замена любых компонентов невозможна. Для того чтобы достичь такой высокой надежности, была выработана специальная политика выбора электронных компонентов, включая покупку и проверку выборочных партий. Опыт, накопленный в космических исследованиях и военной технике, показал, что необходима выработка спецификаций для каждого компонента. В случае ATLAS выбор может быть

сделан с упором на радиационно-стойкие технологии и проведение большего числа тестов для коммерческих компонентов. Радиационная стойкость больших интегральных микросхем типа ASIC должна быть проверена по отношению к архитектуре и дизайну отдельно, а для коммерческих компонентов радиационный критерий основывается на результатах обычных радиационных тестов.

Таблица 2.1 Прогнозируемая интегральная плотность потока низкоэнергетических частиц в области расположения электроники на калориметре ЕМВ [26].

Тип частиц	Минимальная энергия	Поток частиц за 10 лет ($\text{см}^{-2}/10 \text{ лет}$)
фотоны	100 кэВ	$4.45 \cdot 10^{12}$
нейтроны	100 кэВ	$1.83 \cdot 10^{12}$
электроны	100 кэВ	$6.99 \cdot 10^{10}$
нейтроны	21 МэВ	$3.51 \cdot 10^{11}$
пионы	21 МэВ	$1.16 \cdot 10^{10}$
протоны	21 МэВ	$8.02 \cdot 10^9$

Влияние радиации на работу электроники было разделено на три различных процесса: полная ионизационная доза (TID – Total Ionizing Dose), неионизирующие потери (NIEL – Non Ionizing Energy Loss) в эквиваленте потерь нейтрона с энергией 1 МэВ в кремнии и одиночных эффектов (SEE – Single Event Effect) от адронов с энергией больше 20 МэВ. С учетом фактора запаса по отношению к расчетам (фактор 3.5 для TID процесса и 5 для процессов NIEL и SEE) окончательные критерии радиационной стойкости электроники, расположенной на калориметре ЕМВ, приведены в Таблице 2.2.

Таблица 2.2. Принятые в ATLAS радиационные критерии для электроники, расположенной на калориметре ЕМВ, за 10 лет работы LHC

	ASIC микросхемы		COTS коммерческие	
	Выборка	Квалификация	Выборка	Квалификация
TID	$1.2 \cdot 10^3 \text{ Гр}$	$5.8 \cdot 10^2 \text{ Гр}$	$7.8 \cdot 10^3 \text{ Гр}$	$1.9 \cdot 10^3 \text{ Гр}$
NIEL	$3.3 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-2}$	$1.7 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-2}$	$6.6 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-2}$	$1.7 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-2}$
SEE	$6.3 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$	$3.2 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$	$1.3 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-2}$	$3.2 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$

Для электроники, находящейся на торцевых криостатах, требования мягче, так как плотность потока там ниже примерно в 10 раз (рис.2.3).

2.3 Особенности системы считывания НЕС-калориметра

Как уже указывалось выше, электроника считывания с разных калориметров в основном однотипная. Различие существует только на уровне аналоговой части модулей FEB. Специальная конфигурация FEB определяется требованиями конкретного калориметра.

Адронный торцевой калориметр помещен в криостат с жидким аргоном, следовательно, расстояния между регистрирующими электродами и внешней электроникой, в частности до модуля FEB, значительны. Поэтому было принято решение поместить предварительные усилители для НЕС непосредственно в среду аргона. Это позволило максимально сократить длину кабеля между регистрирующим электродом и усилителем, что улучшило соотношение сигнал-шум. Для того чтобы использовать универсальный модуль FEB для НЕС, был разработан предварительный формирователь [27], который согласовывает сигналы, приходящие от усилителей, с входом основного формирователя и осуществляет необходимое дополнительное усиление. Предварительный формирователь механически и электрически совместим с предварительным усилителем ОТ [24], используемым для других калориметров, и устанавливается вместо него. Геометрические размеры ячеек НЕС лежат в достаточно широком диапазоне, что приводит к большому разбросу эффективной емкости этих ячеек ($24 \div 410$ пФ). Как отмечалось ранее, скорость нарастания сигналов от усилителей зависит от эффективной емкости на его входе. Для компенсации этой зависимости на предварительный формирователь возложена функция восстановления первоначальной формы сигнала по методу компенсации полюса нулём. Такое восстановление необходимо для того, чтобы при суммировании сигналов от различных ячеек калориметра с различными эффективными емкостями повысить пропорциональность суммарного сигнала суммарной энергии, выделенной в этих ячейках.

Для формирования триггерного сигнала от НЕС необходимое суммирование в модуле FEB осуществляется в линейном миксере LM (Linear Mixer) основного формирователя. В качестве LSB для НЕС используются обычные драйверы с коэффициентом передачи 1 или 2. Выбор данного коэффициента передачи и коэффициента усиления линейного миксера описан в главе 7. Для других калориметров суммирование сигналов осуществляется в два этапа: в линейном миксере LM основного формирователя и на дочерней плате LSB.

Геометрия чувствительных ячеек в модулях калориметра выбрана с учетом геометрии развития адронных ливней с помощью симуляции процессов в калориметре [19]. По глубине модули НЕС разбиты на четыре продольных сегмента (рис.1.9), а в плоскости – на 24 ячейки. Также из симуляции известно, что основная часть энергии должна выделяться во втором

сегменте. Для достижения максимальной точности регистрации калориметром энергии ливней было принято, что передний продольный сегмент включает в себя 8 чувствительных жидкоаргоновых зазора, второй – 16 при толщине поглотителей 25 мм, а следующие сегменты могут иметь структуру с 8-ю зазорами и толщиной поглотителей 50 мм. Это означает, что количество аргоновых зазоров и чувствительных электродов, входящих в одну ячейку, варьируется от 4 до 16. Суммирование сигналов от электродов может осуществляться соединением их кабелем в группы или суммированием сигналов после усилителей. Главное достоинство второго способа – меньший суммарный электронный шум на выходе усилителя. Объяснение такого эффекта приведено в главе 3.

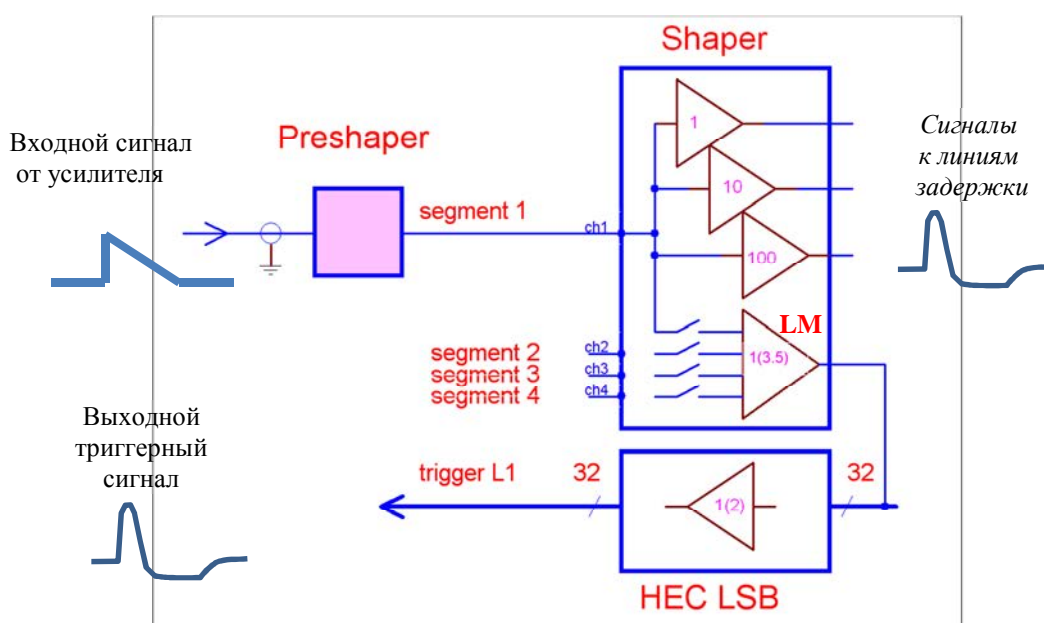


Рис.2.4. Схематичное представление одного канала аналоговой части HEC FEB. Входной сигнал от усилителя поступает через предварительный формирователь (Preshaper) на один из четырех каналов основного формирователя (Shaper), в котором сигнал формируется и усиливается с коэффициентами 1, 10 и 100. Эти три сигнала далее идут на аналоговые линии задержки и оцифровку. Триггерный сигнал формируется в линейном миксере LM как сумма сигналов от четырех продольных сегментов и поступает на выход модуля FEB через дочернюю плату LSB.

Для оптимизации системы считывания и минимизации количества каналов структура выбрана так, что к каждому усилителю подключено два регистрирующих зазора. Далее эти зазоры объединяются в ячейки суммированием сигналов от усилителей на входе драйвера. Схематично структура считывания сигналов с одной ячейки HEC показана на рис.2.5.

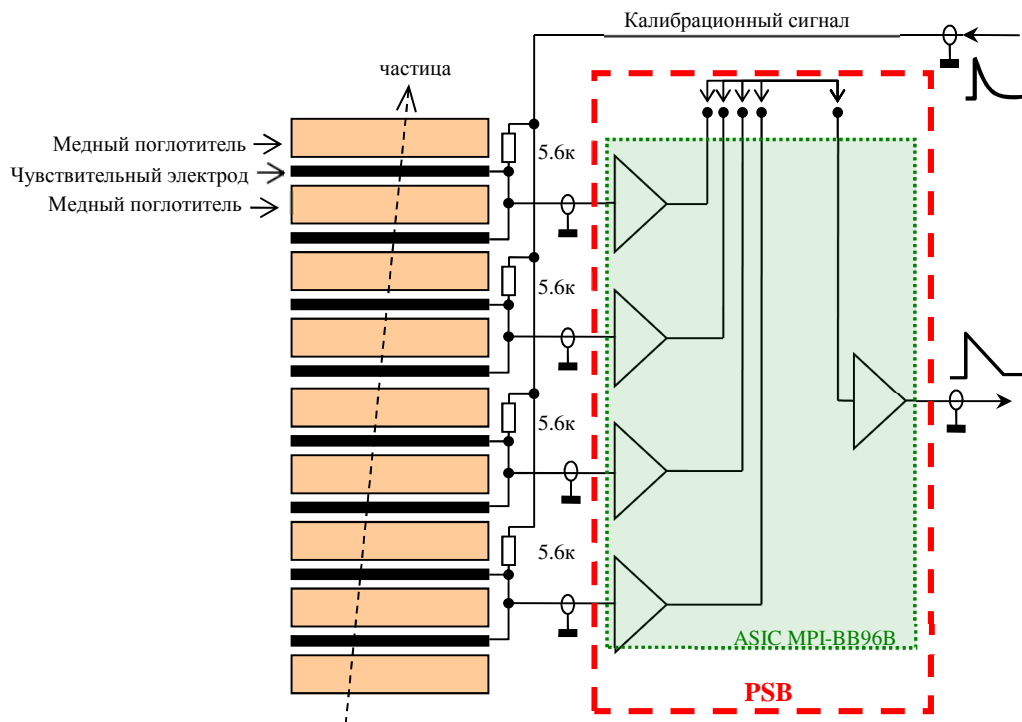


Рис.2.5. Схематичное изображение варианта подключения одной ячейки с 8-ю аргоновыми зазорами к усилителям с последующим суммированием на входе драйвера. На рисунке показан метод подачи в ячейку калибровочного сигнала.

Для реализации сложной структуры объединения в ячейки разработано пять типов плат PSB (Preamplifier Summing Board), которые установлены на верхней части модульной сборки клиновидной формы. Модульная сборка, в свою очередь, состоит из двух модулей – переднего НЕС1 и заднего НЕС2 (рис.2.6). Соединение плат усилителей с чувствительными электродами осуществлено с помощью коаксиальных кабелей на полиимидной основе с волновым сопротивлением 50 Ом, а разводка высоковольтного питания и калибровочных сигналов сделана с помощью тонких печатных плат (на рисунке – strip lines), закрепленных на боковых сторонах модулей. Высоковольтные и сигнальные кабели выведены на торцевую сторону модулей на специальные коммутационные панели, с которых осуществляется их соединение с вакуумными разъемами, установленными на корпусе криостата.

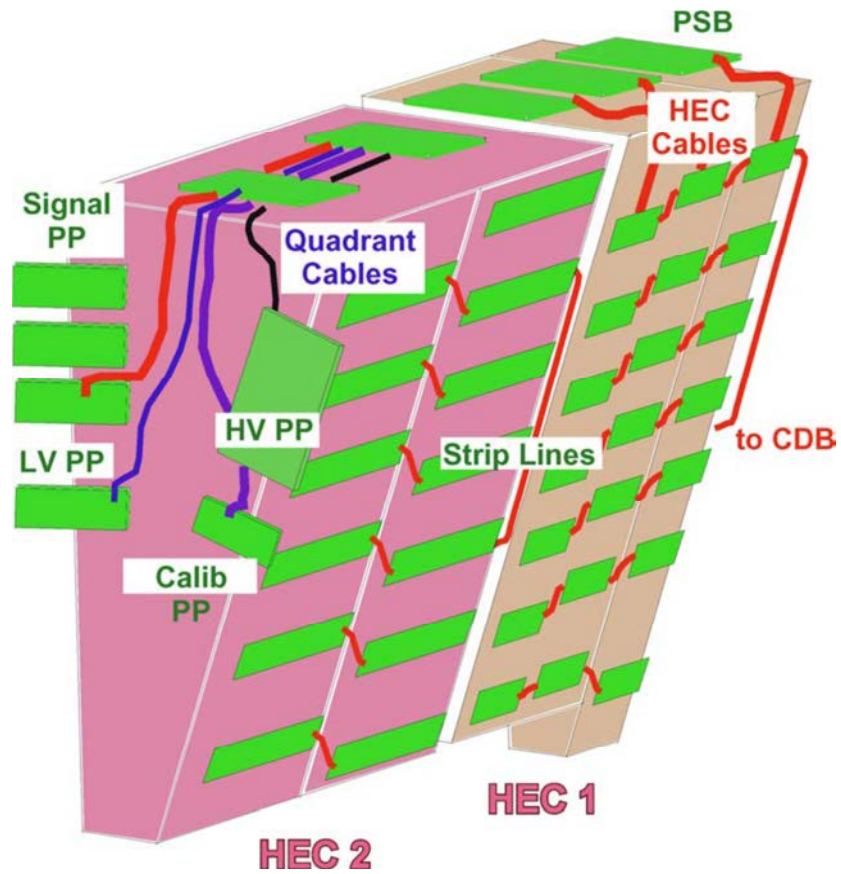


Рис.2.6 Схематичное изображение модулей HEC-калориметра (переднего HEC1 и заднего HEC2). На верхней широкой части модулей установлены платы с усилителями (PSB), а по боковым сторонам расположены тонкие печатные платы (Strip lines) для разводки калибрационных сигналов и высокого напряжения.

3. Предварительный усилитель

На этапе проектирования в 1995-1996 годах рассматривалось несколько различных, доступных в то время, технологий, позволяющих получить требуемые характеристики усилителя, работающего при низкой температуре. Так как усилительные и скоростные характеристики транзисторов в первую очередь зависят от подвижности электронов, то преимуществом при работе на низкой температуре обладает арсенид-галлиевая технология. Так, подвижность электронов при комнатной температуре в GaAs-структуре составляет $\sim 8000 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$, а в таких популярных полупроводниках, как Ge и Si – всего ~ 3600 и $\sim 1500 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$ соответственно. При снижении температуры подвижность свободных зарядов растет по закону $\sim 1/T^{3/2}$ и достигает $\sim 30000 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$ в GaAs при температуре 100° К .

Высокая радиационная стойкость является неременным требованием, так как усилитель располагается непосредственно на калориметре и должен работать в сильном радиационном поле. Устойчивость выбранной MESFET технологии к радиации объясняется большей шириной запрещенной зоны арсенид-галлиевого полупроводника (1.52 эВ) и конструкцией активного элемента – транзистора: MESFET- транзистор не имеет p-n перехода, где могут происходить нарушения в результате радиации. Вместо p-n перехода в транзисторе используется индуцированный канал n типа.

В институте Макса Планка в Мюнхене по 1 мкм технологии фирмы TriQuint был разработан усилитель MPI-BB96B [28], представляющий ASIC-микросхему с размерами $4\cdot 3 \text{ мм}^2$ и удовлетворяющий следующим требованиям:

- малые шумы,
- низкий уровень потребления,
- высокая интеграция,
- стабильная работа в большом диапазоне температур (от комнатной до температуры жидкого аргона),
- высокая радиационная стойкость,
- высокая линейность в широком диапазоне амплитуд,
- входное сопротивление 50 Ом.

Спроектированная микросхема состоит из восьми усилителей тока и двух драйверов. Такая конфигурация выбрана для обеспечения гибкости использования ее при проектировании плат PSB, на которых необходимо суммировать от 2 до 8 каналов.

3.1 Схемотехника усилителя

Основываясь на опыте разработки усилителей на базе MESFET GaAs для проекта R&D33 TGT [29,30], было установлено, что хорошего результата можно достичь, используя первый каскад усилителя типа каскод с транзистором на входе с очень большим затвором. Большой затвор необходим для увеличения крутизны вольт-амперной характеристики входного транзистора, которая напрямую определяет шумовые свойства усилителя. Технология фирмы TriQuint имеет свои ограничения. При проектировании схемы и топологии ASIC разработчик обязан использовать некий набор стандартных активных компонентов с заданными размерами. Так, если необходимо сделать большой транзистор, следует его составить из нескольких транзисторов, включенных параллельно. Такое параллельное включение нескольких транзисторов очень часто используется в малошумящих усилителях.

На рис.3.1 приведена принципиальная схема усилителя и драйвера. Входной каскад, построенный на транзисторах $X1$, $X2$, является каскодом. Питание каскода осуществляется двумя источниками тока $X3$, $X4$ и $X7$, $X8$. Диоды $Xd1$ - $Xd3$ – это защитные диоды входного транзистора от возможного высоковольтного разряда в жидкоаргоновом зазоре [31]. Входной транзистор $X1$ состоит из ста параллельных транзисторов: количество затворов ng равно 100, а ширина каждого затвора w – стандартная для данной технологии и равная 100 мкм. Полная эффективная ширина затвора входного транзистора составляет 10 мм. Так как для обеспечения номинальной крутизны вольт-амперной характеристики такому большому транзистору необходим большой ток, идущий через него, используется добавочный резистор $R1$. Обратная связь в каскаде сформирована комбинацией $R5$ и $C1$. Вместе с коэффициентом усиления каскада без обратной связи их величина определяет входное сопротивление усилителя.

Надо отметить очень интересное схемное решение первого каскада. Он построен в виде коромысла: ток из источника тока $X7$, $X8$ распределяется между входной цепью InA и выходной $OutA$. Выходной токовый сигнал – это, практически, инверсия входного сигнала. За счет такого решения достигнута высокая линейность схемы.

Вторая задача – работоспособность в широком диапазоне температур – была достигнута за счет скрупулезного расчета рабочих точек всех активных компонентов схемы. Важно было правильно рассчитать и, по возможности, максимально компенсировать сдвиги, происходящие за счет температурных изменений параметров активных компонентов, что было сделано схемным решением и подбором количества затворов у активных компонентов.

Так включение диодов $Xd4$ - $Xd6$ не только обеспечило сдвиг постоянного уровня, но и помогло достичь хорошей температурной стабильности входного каскада.

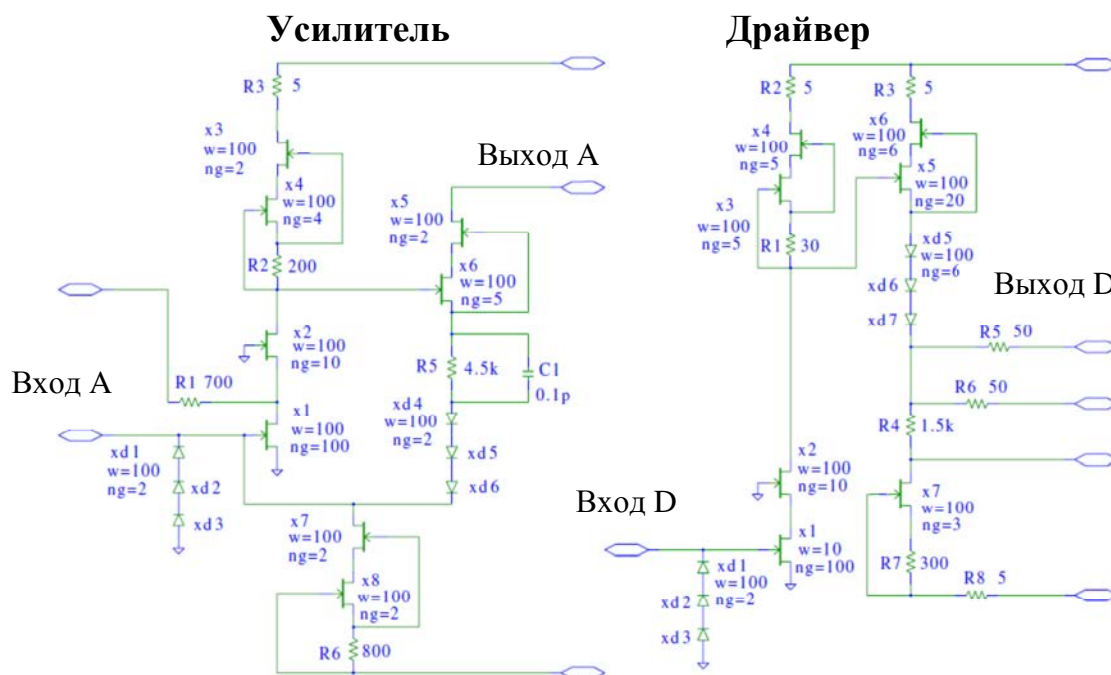


Рис.4. Принципиальная схема одного канала твердотельного усилителя и одного канала драйвера.

Температурная стабилизация основана на том факте, что температурная зависимость напряжения прямо смещенного диода и температурная зависимость напряжения отсечки транзистора имеют разную полярность. В схеме напряжение отсечки транзисторов контролируется сопротивлением $R6$, далее усиливается на $R5$ и компенсируется напряжением на последовательно включенных диодах $Xd4$ - $Xd6$, что приводит к стабилизации рабочей точки транзистора $X6$ в широком диапазоне температур.

Для того, чтобы обеспечить высокую линейность при суммировании сигналов после усиления, выход усилителя сделан как токовый с большим выходным сопротивлением. Это позволяет осуществлять суммирование, используя внешний резистор с достаточно большим номиналом.

Достичь необходимого входного сопротивления усилителя 50 Ом оказалось задачей непростой. На этот параметр усилителя влияют практически все параметры компонентов. Важно было зафиксировать расчетное усиление каскада без обратной связи. Моделирование программой PSPICE не дает четкого ответа, потому что параметры реальных транзисторов

отличаются от параметров, заложенных в программу. Была сделана примерная оценка и изготовлена небольшая опытная партия микросхем. После их испытаний некоторые параметры элементов были скорректированы, что в дальнейшем привело к хорошей повторяемости.

Принципиальная схема драйвера очень похожа на схему усилителя. Основное отличие состоит в том, что обратная связь задается внешней цепью, что позволяет выбрать необходимое усиление и временные характеристики.

3.2 Экспериментальные данные

Входное сопротивление усилителей при температуре жидкого азота было измерено с помощью сетевого анализатора. На рис.3.2 приведены диаграммы измеренного с помощью сетевого анализатора входного сопротивления восьми усилителей из разных микросхем. Снижение входного сопротивления свыше 30 МГц обусловлено большой емкостью входного транзистора, емкостью в обратной связи $C1$ и емкостью соединительного кабеля. У протестированных усилителей величина сопротивления находилась в области 48÷52 Ом в рабочем диапазоне частот до 10 МГц. Такой малый разброс входного сопротивления дает незначительный вклад в разброс времени нарастания сигналов от идентичных ячеек, что упростило расчет временных констант для последующего в цепи считывания предварительного формирователя (см. главу 4).

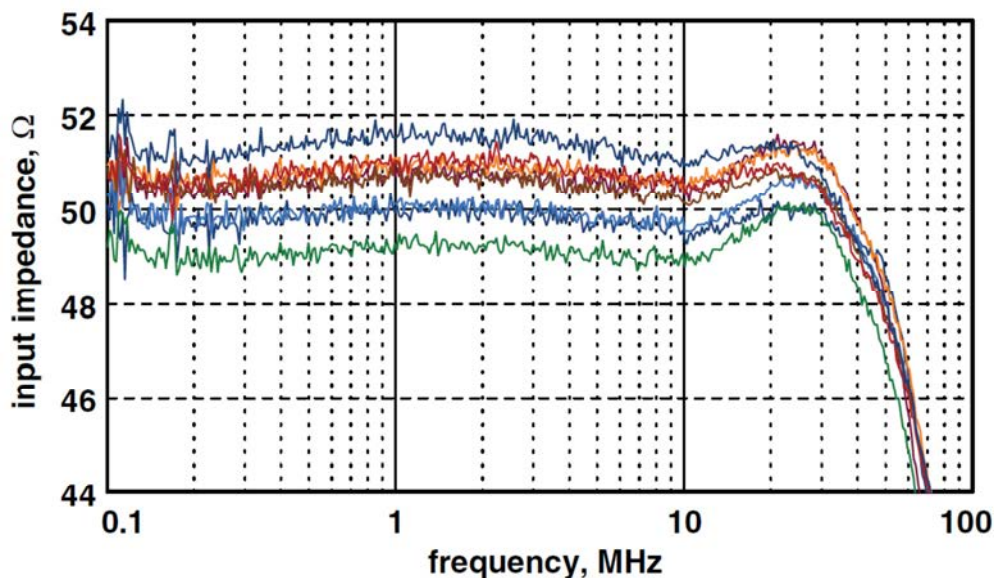


Рис.3.2. Измеренное сетевым анализатором входное сопротивление восьми разных усилителей, выбранных из трех разных микросхем.

3.3 Зависимость электронного шума от емкости детектора

С помощью спектрального анализатора были измерены шумовые характеристики усилителей. На рис.3.3 приведены диаграммы шумового спектра для трех разных значений входной детекторной емкости.

Известно, что электронный шум усилителя зависит от эффективной емкости детектора, подключенного к входу. Была измерена зависимость эквивалентного шумового тока усилителя ENI (Equivalent Noise current) с драйвером для разных емкостей на входе (рис.3.4). В измерениях использовался $CR\text{-}RC^2$ формирователь со временем формирования 20 нс, усилитель находился в среде жидкого азота, емкости различного номинала подключались к входу усилителя кабелем длиной 0.5 метров. С помощью полученной зависимости легко показать, что объединение зазоров суммированием сигналов после усилителей, стоящих вблизи детектора, выгоднее в шумовом отношении, чем простое объединение этих зазоров кабелем и установка усилителя вдали от детектора. Этим и объясняется принятое решение поместить усилители на тело детектора, уменьшив длину соединяющих кабелей.

Средний измеренный шум ячеек НЕС-модуля на установке имеет немногим большее значение (около 100 нА), что объясняется дополнительными шумами от последующих электронных узлов цепи считывания. Такой уровень шума позволяет регистрировать минимально ионизирующую частицу в ячейке из 8-ми зазоров (четыре усилителя), где сигнал от МПР составляет величину 112 нА.

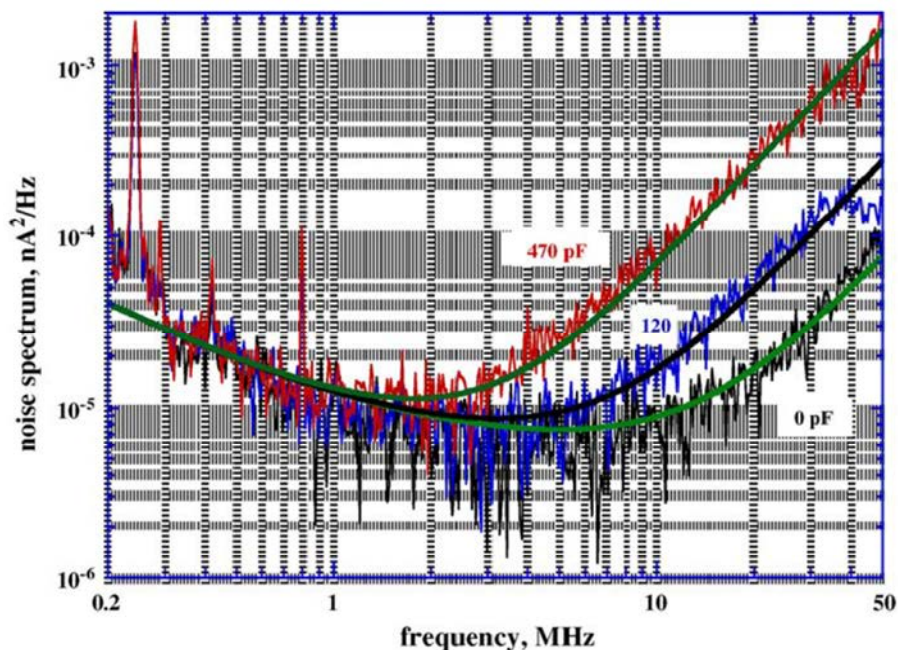


Рис3.3. Измеренная типовая спектральная плотность шума на выходе усилителя для трех разных значений детекторной емкости: 0 пФ, 120 пФ и 470 пФ.

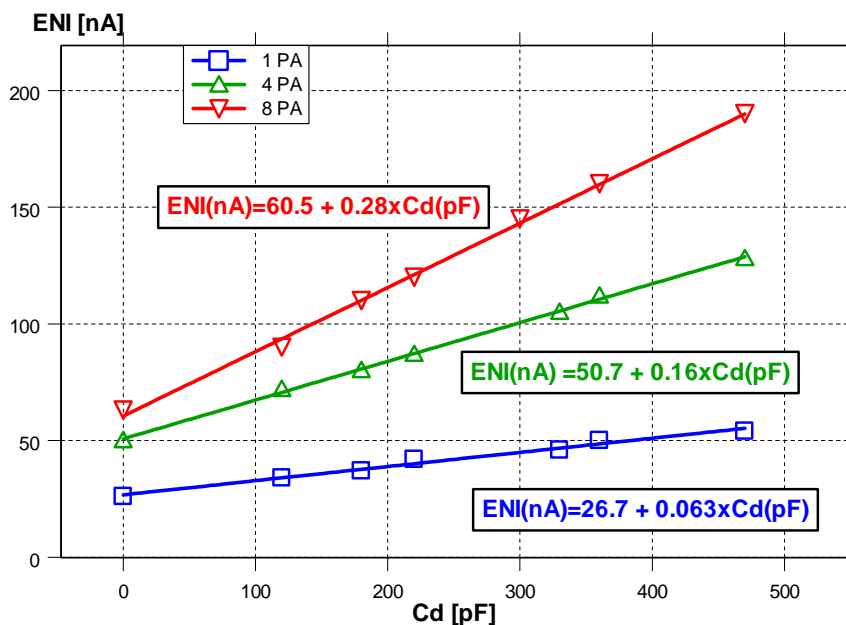


Рис.3.4. Типовой эквивалентный шумовой ток усилителя, измеренный при суммировании сигналов на входе драйвера от 1-го, 4-х и 8-ми усилителей. Эквивалентные детекторные емкости подключались с использованием коаксиального кабеля длиной 0.5 м.

3.4 Радиационная стойкость предварительного усилителя

Расчетные значения радиационного уровня в месте расположения усилителей на НЕС составляют $\sim 0.3 \cdot 10^{14}$ н/см² и γ доза около 20 Мрад за 10 лет работы при высокой интенсивности на ЛНС [1,32]. Радиационная стойкость усилителей была изучена на реакторе ИБР-2 в ОИЯИ, г.Дубна [33,34]. Тесты были проведены с пробной партией микросхем. В первом тесте усилители подверглись нейтронному облучению с интегральной аккумулярованной дозой $1.11 \cdot 10^{15}$ н/см² и сопутствующим γ излучением около 3500 Гр. Во втором тесте микросхемы были облучены только γ лучами до дозы 55 кГр с сопутствующим нейтронным облучением, достигшим величины $1.1 \cdot 10^{14}$ н/см². Во время облучения и сопутствующих измерений микросхемы находились в криостатах в жидком азоте.

В ходе облучения контролировался стандартный набор характеристик усилителей: коэффициент усиления, постоянная времени нарастания сигналов, линейность и шумовая характеристика. Измерения показали, что характеристики усилителей начинают деградировать при достижении дозы нейтронного облучения $\sim 3 \cdot 10^{14}$ н/см². На рис.3.5 приведена одна из характеристик – зависимость амплитуды сигнала от набранной дозы для разных значений детекторной емкости. Измерения характеристик проводились с помощью формирователя с однократным дифференцированием и двукратным интегрированием с

постоянной времени 20 нс. В качестве входного сигнала использовался прямоугольный сигнал от генератора прямоугольных импульсов.

Подобные измерения были сделаны при облучении γ лучами. Деградация характеристик усилителей не наблюдалась, по крайней мере, до интегральной дозы 50 кГр. В установке ATLAS обе полученные величины для нейтронного и γ облучения находятся выше прогнозируемых уровней.

На этапе проектирования была сделана попытка промоделировать с помощью программы PSPICE поведение характеристик усилителя в зависимости от радиационного воздействия нейтронами [35]. Для начального моделирования была выбрана версия изготовленного по той же технологии усилителя, радиационный тест которого был проведен ранее [34]. Необходимо было сформулировать закон, по которому меняются внутренние параметры транзисторов, диодов, резисторов и емкостей, из которых состоит микросхема, чтобы совпали смоделированные и измеренные характеристики усилителя.

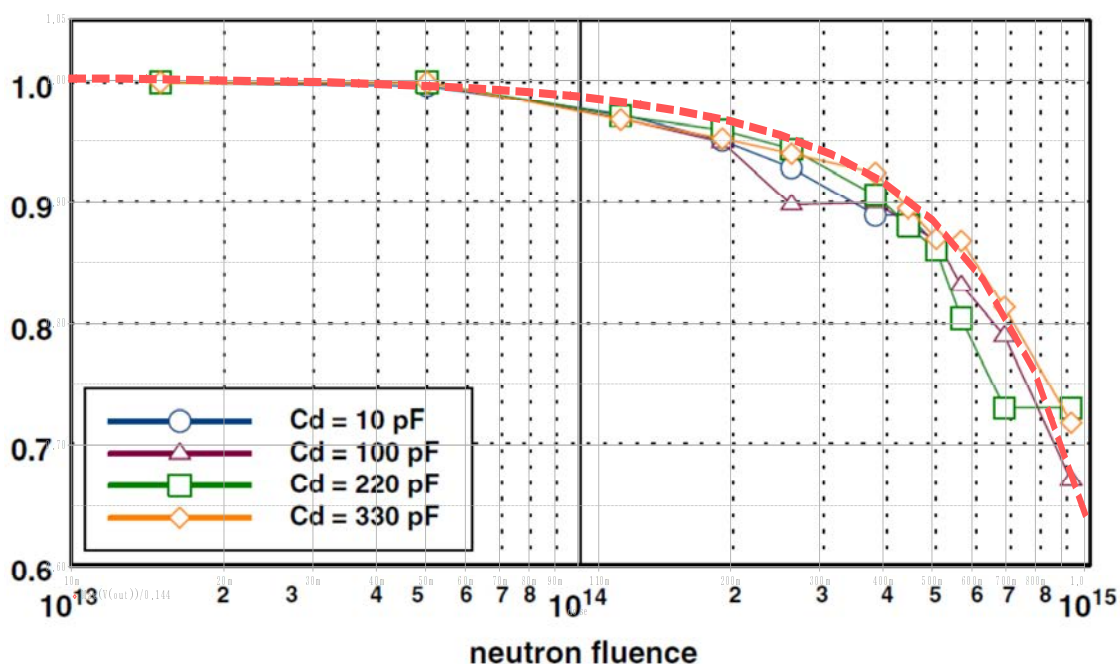


Рис.3.5. Влияние дозы нейтронного облучения на коэффициент передачи усилителя для различной детекторной емкости. Прерывистой линией показан результат моделирования коэффициента передачи усилителя программой PSPICE для $C_d = 200$ пФ.

Были сделаны следующие предположения. В MESFET-транзисторах проводящий канал является наведенным. Можно с уверенностью утверждать, что нейтроны в первую очередь разрушают его, разрывая молекулярные связи, и он становится уже. Очевидно, что

если поток нейтронов равномерен, уменьшение размера канала идет по экспоненциальному закону:

$$w = w_0 \cdot \exp(-k \cdot dose) , \quad (3.1)$$

где w – рабочая ширина канала MESFET-транзистора, w_0 – начальная ширина канала (внутренний параметр PSPICE модели транзистора), k – коэффициент.

Далее легко сделать вывод, что сопротивление тела полупроводника растет за счет уменьшения количества неразрушенных проводящих молекул:

$$kRsh = kRsh_0 \cdot \exp(k \cdot dose) , \quad (3.2)$$

где $kRsh$ – удельное сопротивление полупроводника (внутренний параметр PSPICE модели транзистора).

В противоположность к этим двум параметрам внутренние паразитные емкости транзисторов и диодов (затвор-сток, затвор-исток...), которые определяются в основном площадью обкладок, не меняются. Также очень слабо меняются величины конденсаторов и резисторов из-за того, что они выполнены из алюминия и нихрома соответственно:

$$R, C, C_{parasit} \cong constant , \quad (3.3)$$

где $C_{parasitic}$ – паразитные емкости между затвором, стоком и истоком; C и R – емкости и резисторы, используемые в схеме.

Подбирая эмпирическим методом коэффициент k , добиваемся совпадения полученных из моделирования и измерений графиков. Подобранный коэффициент $k = 1.5 \cdot 10^{-15}$ можно использовать для моделирования других схем, изготавливаемых по этой технологии, например, для описанного выше усилителя. На рис.3.5 приведены значения измеренного коэффициента передачи усилителя в зависимости от аккумулированной дозы нейтронов, а прерывистой линией показано расчетное значение этого коэффициента. Мы наблюдаем практически полное совпадение, что означает хорошее качество предложенной модели.

3.5 Потребляемая мощность и образование пузырьков

Одной из важных характеристик усилителей является потребляемая мощность, которая приводит к нагреванию корпусов микросхем и возможному закипанию жидкого аргона и образованию пузырьков, которые могут попадать в зазоры между электродами и вызывать

разряды или даже пробои. Этот эффект был изучен на опытной партии микросхем, для чего использовалась специальная система видеонаблюдения, работающая в криогенных условиях. Плата с усилителями и видеокамерой помещалась в среду жидкого аргона, наблюдения производились при разных температурах и давлениях. При некоторых условиях действительно наблюдалось появление пузырьков на поверхности корпусов микросхем. На рис.3.6 показаны граничные значения давлений и температур образования пузырьков. Прямоугольником выделена область рабочих значений P и T для криостатов в ATLAS, которая находится вне зоны образования пузырьков.

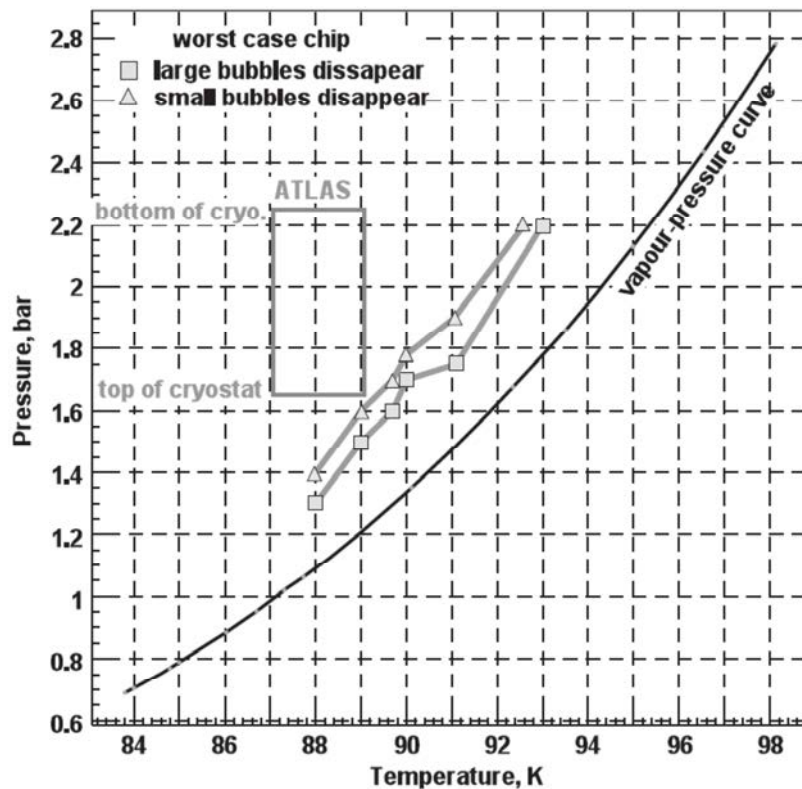


Рис.3.6. Диаграмма образования пузырьков газообразного аргона на поверхности корпуса усилителя, помещенного в жидкий аргон, в зависимости от давления и температуры аргона. Линиями со значками отделена область, где прекращается образование больших, а затем маленьких пузырьков. Прямоугольником выделена область рабочих давлений и температур в криостате на установке ATLAS.

3.6 Испытания на надежность

Заключительным этапом при производстве для калориметра НЕС микросхем и плат PSB было их испытание на надежность. Сначала работоспособность микросхем была проверена производителем и повторно на участке монтажа плат, после чего они были

распаяны на платы PSB. Смонтированные платы были подвергнуты резкому охлаждению и термическому удару. Охлаждение осуществлялось погружением в жидкий азот и выдержкой в нем в течение 30 минут. Термоудар производился с помощью быстрого нагрева струей сжатого воздуха до комнатной температуры сразу после выемки плат из азота. Такой метод испытаний, рекомендованный американским национальным космическим центром NASA, позволяет отбраковать платы электроники, содержащие заведомо ненадежные элементы. Во время проведенных тестов были выявлены отказы в 33 микросхемах и 24 отказа зафиксированы для пассивных компонентов. Количество плат с отказами составило 48 штук из общего числа 375. Все отбракованные платы были отремонтированы и подвержены повторному испытанию.

Окончательный контроль плат PSB был осуществлен путем измерения всех важных характеристик каналов в тепле и при температуре жидкого азота, которая ниже температуры жидкого аргона. Измеренные параметры каждого канала сравнивались с заданными величинами и максимально разрешенными отклонениями от них. При отклонении любого параметра на недопустимую величину платы дополнительно изучались на предмет выявления причины. По итогам окончательного контроля было обнаружено 27 проблемных плат.

4. Предварительный формирователь сигналов

4.1 Необходимость разработки и предъявляемые требования

Для согласования сигналов от холодных усилителей с входом модуля FEB необходимо было использовать дополнительное электронное устройство, названное предварительным формирователем (см. главу 2). Идея создания такого формирователя была предложена в 1997 году [35]. На него возлагалось выполнение следующих основных задач:

- инверсия сигнала,
- усиление сигналов с коэффициентом 4 для переднего колеса НЕС и коэффициентом 8 для заднего колеса,
- поканальная компенсация времени нарастания сигналов от различных ячеек калориметра.

Если первые две задачи могли быть решены с помощью простейшего усилителя-инвертора, то третья задача нетривиальна и требует специального подхода. Это связано, в первую очередь, с получением суммарного сигнала от ячеек из одной триггерной башни калориметра, пропорционального суммарной выделенной энергии в этих ячейках с точностью не хуже 2%.

Для получения суммарного сигнала используется линейный сумматор или миксер (рис.4.1). Очевидно, что при суммировании сигналов различной формы (разная скорость нарастания) искажается амплитуда выходного суммарного сигнала, и точность определения выделенной в триггерной башне суммарной энергии ухудшается.

В нашем случае, скорость нарастания сигнала от конкретной регистрирующей ячейки зависит от эффективной емкости данной ячейки C_d , входной емкости усилителя C_a и входного сопротивления усилителя R_{in} . Эти емкости и входное сопротивление усилителя работают как интегратор с величиной постоянной времени, равной $T_{pa}=(C_d+C_a)\cdot R_{in}$. Если убрать эту зависимость или компенсировать ее, то точность суммарного сигнала будет зависеть только от точности совпадения времени начала этих сигналов. Время появления сигналов от ячеек было посчитано и оптимизировано с помощью длины соединительных кабелей [36]. С учетом компенсации длиной кабеля полный разброс времени начала сигналов и, соответственно, положение пиков, приходящих на коммутационную панель (PATCH PANEL), не превышает 2.9 нс, что приводит к ошибке измерения амплитуды не более 1%. Схема расчёта времени прихода сигналов на PATCH PANEL показана на рис.4.2.

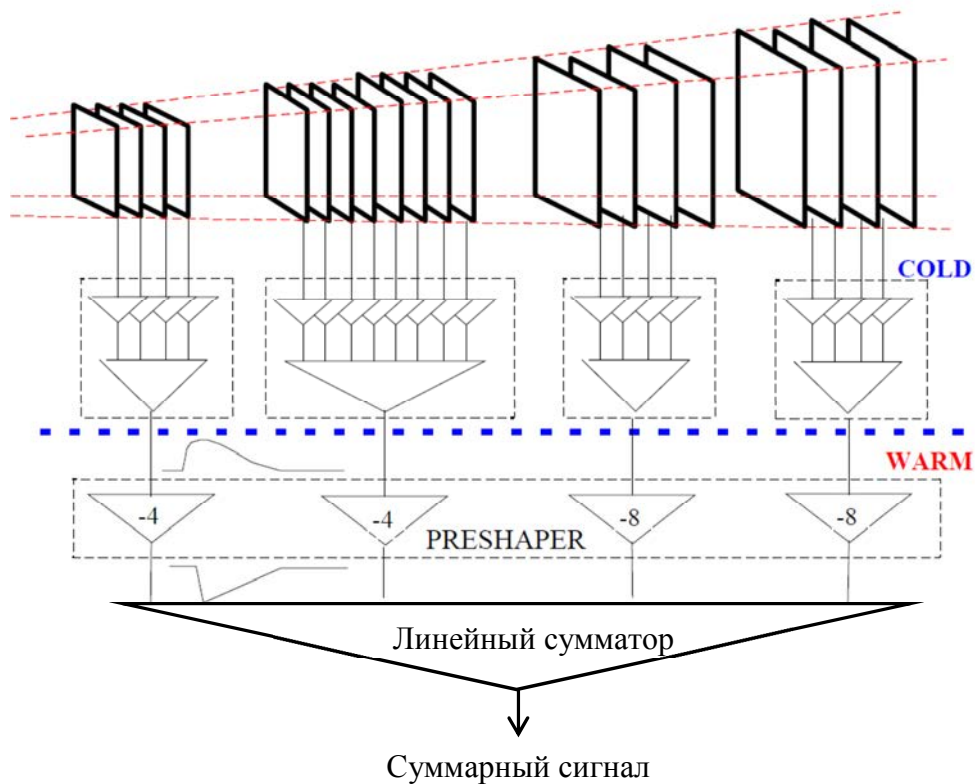


Рис.4.1. Формирование триггерного сигнала от одной триггерной башни HEC-калориметра с помощью линейного сумматора.

Структура HEC геометрически оптимизирована к форме развития адронных ливней, и величины эффективной емкости чувствительных ячеек лежат в диапазоне $24 \div 410$ пФ. При таком большом разбросе емкостей сигналы от ячеек могут значительно отличаться и по форме, и по амплитуде. Как показало моделирование с помощью программы PSPICE (рис.4.3), амплитудный разброс сигналов на выходе усилителя для одной и той же энергии достигает 30%, а положение пика сигналов меняется в диапазоне 17 нс. Требования к триггерным сигналам, изложенные в [37], более жесткие. Так, однородность по амплитуде сигналов, приходящих в систему триггера первого уровня от разных триггерных башен, не должна превышать 5%, а положение пика не должно выходить из диапазона ± 2.5 нс. Для достижения такой точности необходимо выровнять сигналы перед суммированием, то есть убрать зависимость от эффективной емкости ячейки.

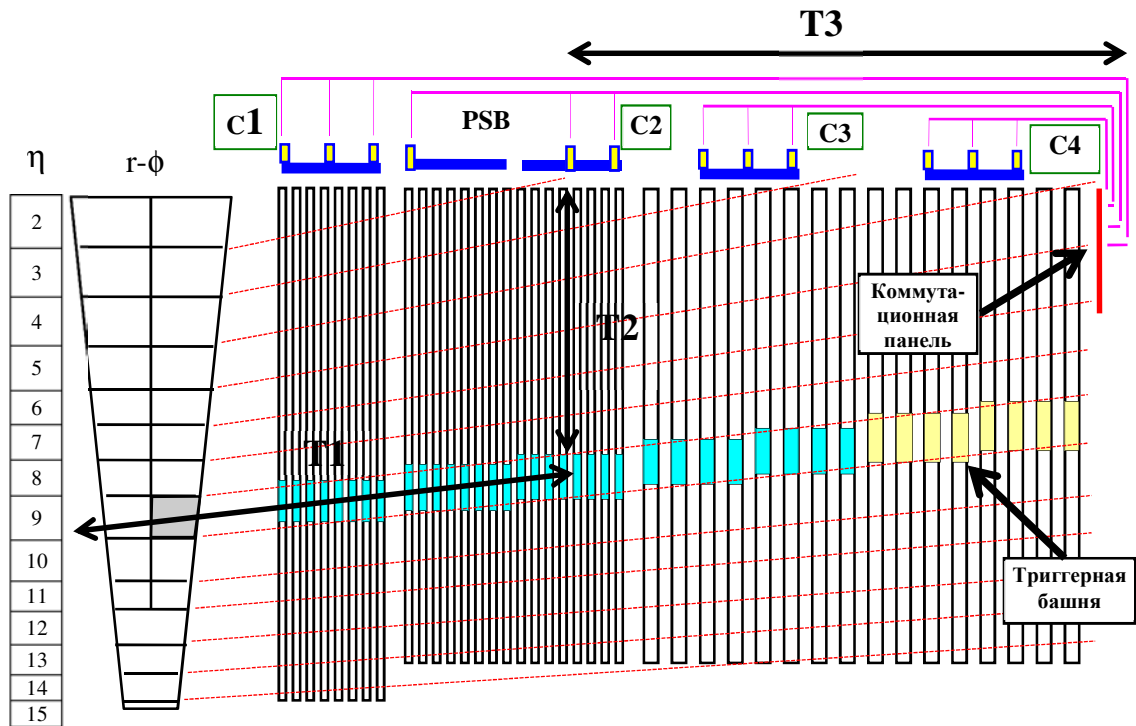


Рис.4.2. Схема расчета времени прихода сигналов на коммутационную панель. Время прихода сигнала рассчитывалось как сумма времени пролета частицы от центра взаимодействия до выбранной ячейки (T_1), времени прохождения сигнала по кабелю от ячейки до усилителя (T_2) и времени прохождения сигнала по кабелю от усилителя до коммутационной панели (T_3).

Метод компенсации емкостной зависимости, предложенный в 1997 году [35], основан на том, что интегрирующая компонента усилителя T_{pa} является не чем иным, как полюсом в математическом представлении, и, внося в электрическую цепь дополнительный нуль (T_Z), равный по величине полюсу, мы уничтожаем этот полюс. В представлении Лапласа это выглядит как

$$f(s) = \frac{1}{(1+sT_{pa})} \cdot \frac{(1+sT_Z)}{1} . \quad (4.1)$$

Первый член этого выражения – полюс из передаточной функции усилителя, второй – нуль из передаточной функции последующей цепи. При условии $T_{pa}=T_Z$ полюс и нуль взаимно уничтожаются, и коэффициент передачи становится независимым от этих временных констант, то есть от C_d .

На основании данных о разных компонентах системы была выработана следующая спецификация на предварительный формирователь [38,39]:

SRI: четырехканальный гибридный модуль, каналы которого соответствуют четырем продольным сегментам модуля НЕС;

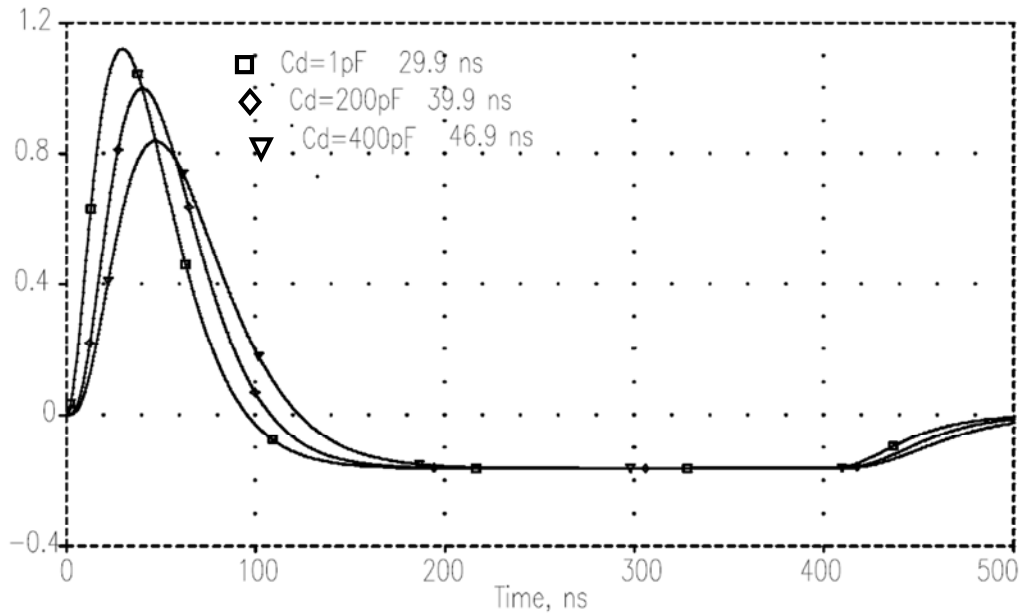


Рис.4.3. Формы сигналов от ячеек с разной детекторной емкостью C_d (1 пФ, 200 пФ и 400 пФ) для одной и той же выделенной энергии, рассчитанные программой PSPICE. Сигналы показаны на выходе $CR \cdot RC^2$ формирователя с постоянной времени, принятой в ATLAS и равной 15 нс. Амплитуды нормализованы к сигналу с $C_d=200$ пФ.

- SR2*: 28 различных типов с учетом разных временных констант и двусторонней установки на модуль FEB;
- SR3*: два канала с усилением 4 для переднего колеса и два канала с усилением 8 для заднего колеса, чтобы компенсировать разницу поглощающей способности колес, с однородностью не хуже $\pm 2.5\%$;
- SR4*: инверсия сигнала при положительном входном сигнале и отрицательным выходном;
- SR5*: входное сопротивление 50 Ом для согласования с коаксиальным кабелем;
- SR6*: время нарастания сигнала от частицы после основного формирователя 50 ± 2.5 нс;
- SR7*: дополнительно вносимый шум не более 5% от шума предварительного усилителя;
- SR8*: конструктивно выполнен как усилитель 0Т для установки формирователя на модуль FEB вместо усилителя, напряжения питания те же; потребляемая мощность не более 60 мВт на канал;
- SR9*: интегральная нелинейность в рабочем диапазоне амплитуд не хуже 1%; максимальный выходной сигнал на нагрузке 50 Ом не менее 4 В;
- SR10*: радиационная стойкость согласно требованиям ко всем компонентам, установленным на модуль FEB: для ионизационного облучения 350 Гр за 10 лет, для нейтронного - $5 \cdot 10^{12}$ н/см² также за 10 лет;

SR11: скорость отказов не более 0.5% за год в течение 10 лет.

Функционально схема предварительного формирователя состоит из двух каскадов (рис.4.4). Первый каскад обеспечивает необходимое усиление и инверсию сигнала, а также дополнительное интегрирование с временной константой $T_i = C_i \cdot R_i$. Дополнительное интегрирование потребовалось для увеличения времени нарастания сигнала до требуемой величины 50 нс, поскольку использование однотипного для всех калориметров $CR \cdot RC^2$ формирователя с временной константой 15 нс уменьшало время нарастания сигнала до величины ~40 нс. Это, в свою очередь, привело бы к увеличению вклада электронного шума (см. главу 5).

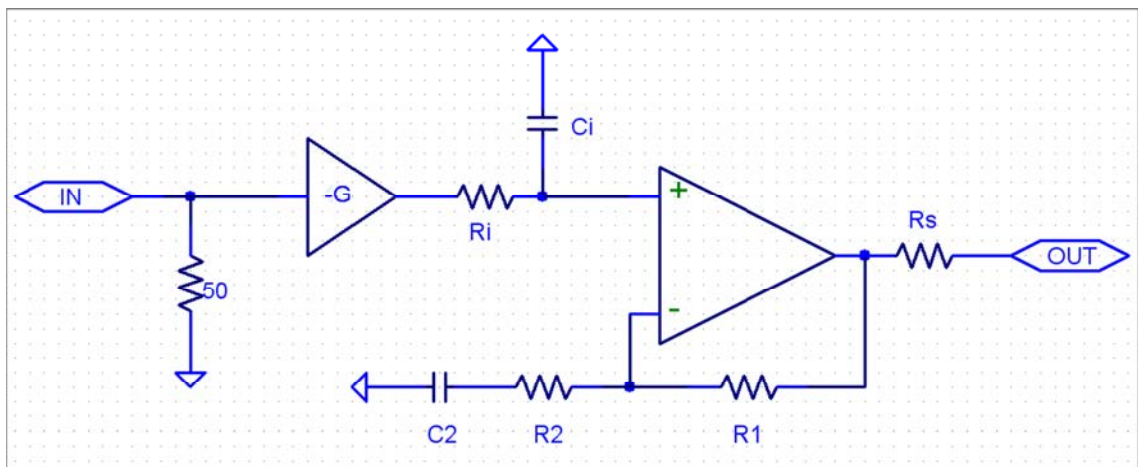


Рис.4.4. Функциональная схема предварительного формирователя.

Во втором каскаде формирователя осуществляется компенсация полюса нулём. Передаточная функция этой цепи в представлении Лапласа:

$$H_p(s) = G \cdot \frac{1}{1+s \cdot C_i \cdot R_i} \cdot \frac{1+s \cdot C_2 \cdot (R_1+R_2)}{1+s \cdot C_2 \cdot R_2} \cdot \frac{50}{R_s+50} \quad (4.2)$$

Последний член этого выражения описывает делитель, образуемый выходным последовательным сопротивлением и входным сопротивлением последующей цепи. В нашем случае следующей цепью является основной формирователь, у которого входное сопротивление равно 50 Ом. Последовательное сопротивление на выходе схемы установлено для того, чтобы стабилизировать работу предварительного формирователя на емкостную нагрузку.

Полная передаточная функция цепи «усилитель – предварительный формирователь» будет выглядеть как:

$$H_{pa_pz}(s) = G_{pa} \cdot \frac{1}{1+s \cdot (C_d + C_a) \cdot R_{in}} \cdot G \cdot \frac{1}{1+s \cdot C_i \cdot R_i} \cdot \frac{1+s \cdot C_2 \cdot (R_1 + R_2)}{1+s \cdot C_2 \cdot R_2} \cdot \frac{50}{R_s + 50}, \quad (4.3)$$

где G_{pa} – коэффициент усиления усилителя.

Выполнив условие $T_{pa} = (C_d + C_a) \cdot R_{in} = T_z = C_2 \cdot (R_1 + R_2)$, мы получим:

$$H_{pa_pz}(s) = G_{pa} \cdot G \cdot \frac{1}{1+s \cdot C_i \cdot R_i} \cdot \frac{1}{1+s \cdot C_2 \cdot R_2} \cdot \frac{50}{R_s + 50}. \quad (4.4)$$

Очевидно, что дополнительный полюс $(1+s \cdot C_2 \cdot R_2)$ должен быть минимальным, чтобы исключить сильное дополнительное интегрирование (в нашем случае эта константа равна 3.5 нс и практически не влияет на форму сигнала).

Если учесть, что эффективная емкость НЕС-каналов лежит в диапазоне $24 \div 410$ пФ, собственная входная емкость усилителя 50 пФ, входное сопротивление усилителя 50 Ом, то постоянная времени предварительного формирователя T_z должна варьироваться в диапазоне $3.7 \div 23$ нс.

Высокочастотные малощумящие кремниевые биполярные транзисторы в микро корпусном исполнении были выбраны для построения схемы потому, что использование операционных усилителей оказалось проблематичным из-за их скоростных, шумовых характеристик и потребляемой мощности. Потребляемая мощность скоростного операционного усилителя обычно составляет не менее 50 мВт, что при использовании 2-3 штук на один канал требует значительной мощности по сравнению с транзисторной схемой. Также предполагалось, что малощумящие высокочастотные транзисторы должны обладать более высокой радиационной стойкостью из-за их специфичной внутренней топологии.

Для получения низких шумов транзистора необходимо иметь минимальное внутреннее сопротивление его базы. Чтобы удовлетворять этим требованиям, база транзистора должна быть сильно легирована либо иметь барьер Шоттки и иметь большую протяженность (периметр). Хорошего эффекта производители добились, делая базу и эмиттер транзисторов гребенчатой формы, увеличивая протяженность базы, но сохраняя малое расстояние между коллектором и эмиттером (рис.4.5). Такую структуру можно рассматривать как параллельное соединение большого количества транзисторов, что, с одной стороны, приводит к уменьшению сопротивления базы и снижению собственных шумов транзистора, а с другой – увеличивает сопротивляемость радиационному воздействию. Радиация, как правило, разрушает молекулярные связи в р-п переходе, и при очень большом количестве этих связей вероятность разрушения всех молекулярных связей уменьшается.

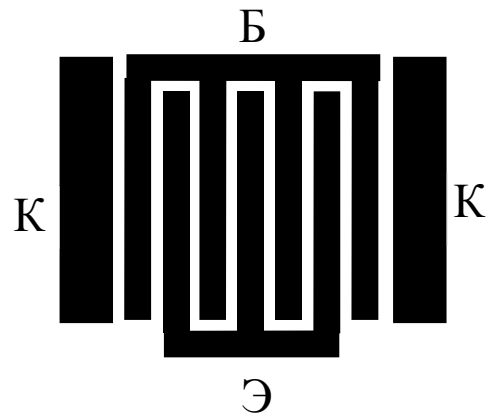


Рис.4.5. Одна из распространенных гребенчатых топологий высокочастотного малошумящего транзистора.

Принципиальная схема одного канала четырехканального гибридного предварительного формирователя показана рис.4.6, а его топология представлена на рис.4.7.

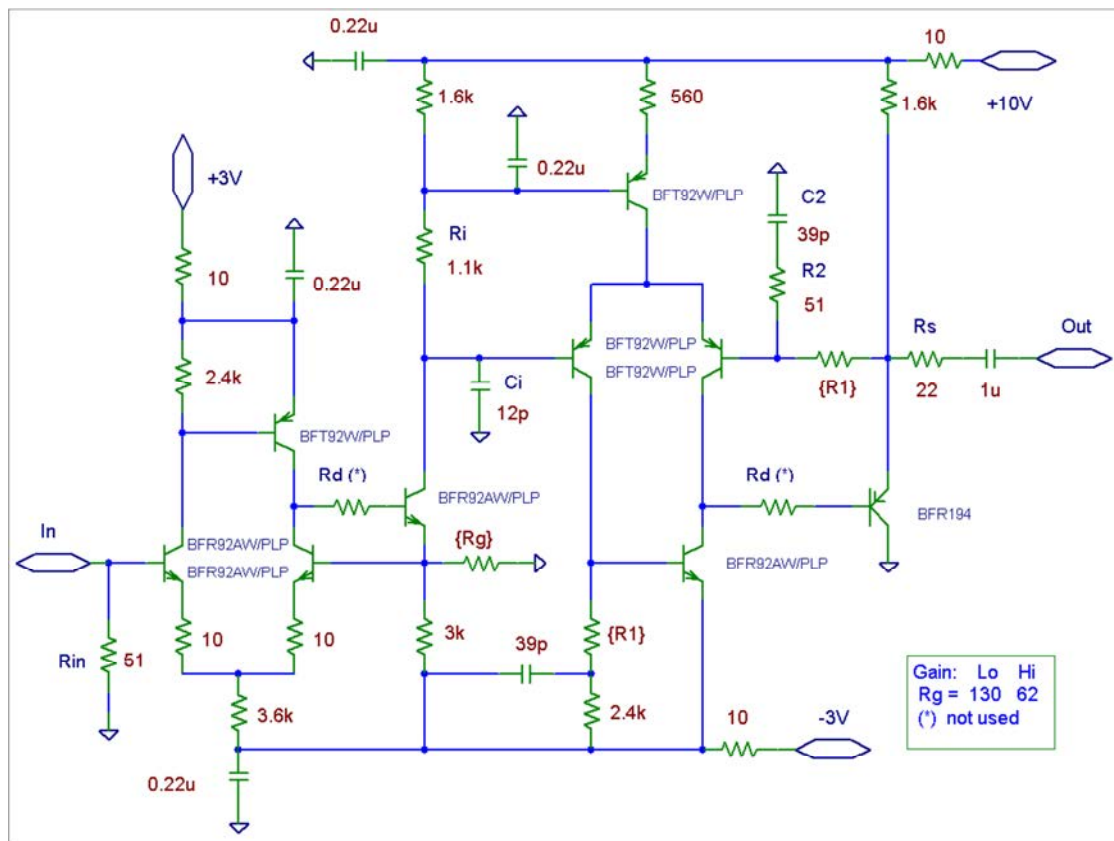


Рис.4.6. Принципиальная схема одного канала предварительного формирователя. Выбор необходимого коэффициента усиления канала осуществляется установкой резистора R_g номиналом либо 62 Ом, либо 130 Ом. Подбор временной константы производится выбором номинала резистора R_I .

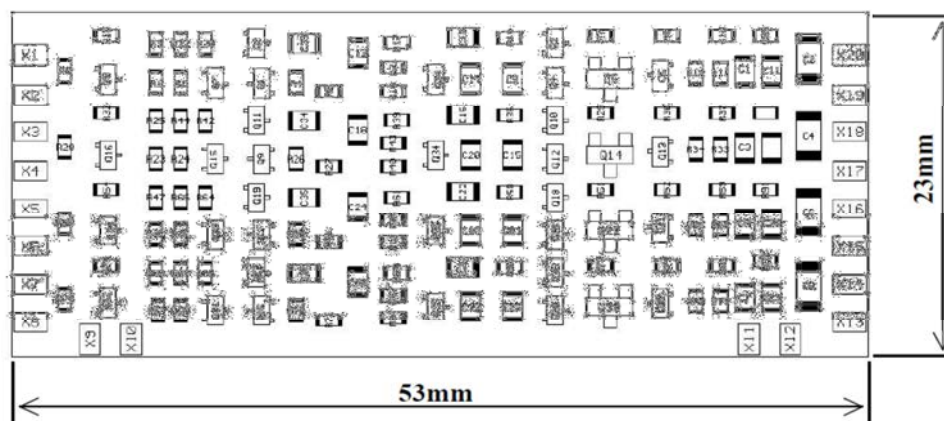


Рис.4.7. Топология четырехканального гибридного микромодуля предварительного формирователя.

Каждый канал формирователя состоит из двух каскадов, выполненных в виде триплета Видлара, часто используемого в схемотехнике операционных усилителей. Достоинство таких каскадов – большой внутренний коэффициент усиления и высокая стабильность. На первом каскаде осуществляется необходимое усиление и дополнительное интегрирование сигнала. Второй каскад компенсирует полюс нулём. Необходимое входное сопротивление схемы обеспечивается пассивным резистором, так как небольшое увеличение шумов от такого включения мало по сравнению с шумом от предварительного усилителя. Учитывая скоростные параметры схемы, величины $R2$ и $C2$ были зафиксированы соответственно как 51 Ом и 39 пФ, что определило минимально возможную величину $T_Z = 2$ нс, а переменным элементом был выбран резистор $R1$. Параметры интегрирующей цепи были выбраны на основе моделирования и проверены во время испытаний опытной партии формирователей. Постоянная времени интегрирования была установлена равной 13 нс.

4.2 Моделирование предварительного формирователя

Основные характеристики выбранной схемы, такие как передаточная функция, собственный шум, стабильность против осцилляций и температурная стабильность, были проанализированы с помощью программы PSPICE с использованием моделей транзисторов, представленных производителем этих транзисторов фирмой PHILIPS.

На рис.4.8-4.9 приведено сравнение откликов, полученных PSPICE моделированием идеальной цепи, описанной формулой (5.1), и реальной транзисторной схемы предварительного формирователя. Как видно из первого рисунка, время нарастания сигнала

после реальной схемы немного медленнее, чем после идеальной цепи, что легко объясняется ограниченными частотными характеристиками транзисторов. Из второго рисунка следует, что сформированный сигнал имеет время нарастания сигнала 50.3 нс, что полностью удовлетворяет требованию $SR6$.

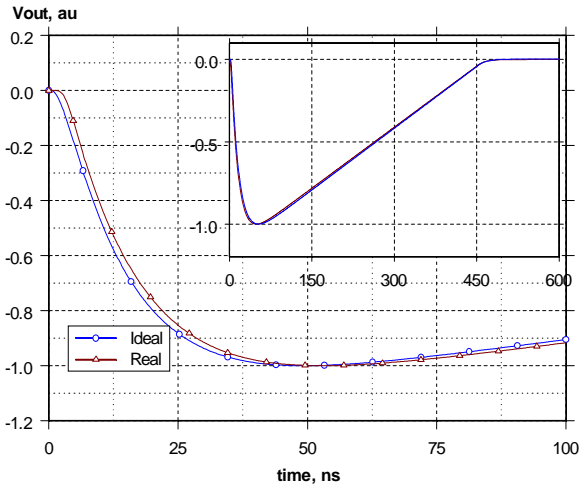


Рис.4.8. Сравнение откликов после идеальной цепи и реальной транзисторной схемы, полученные программой PSPICE. Моделирование проведено для величины емкости детектора $C_d=200$ пФ.

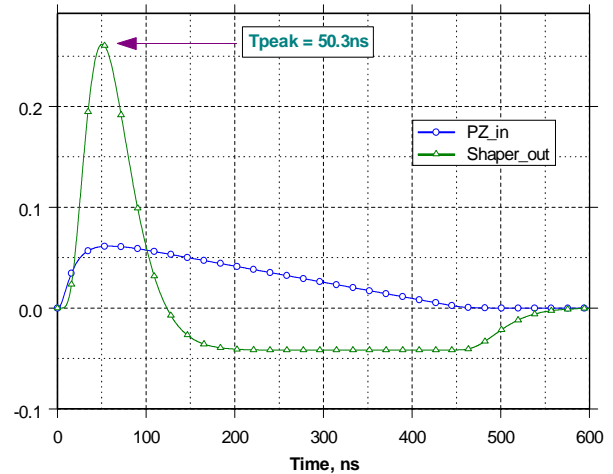


Рис.4.9. Сигнал на выходе идеального $CR-RC^2$ формирователя (Shaper_out) и сигнал на входе предварительного формирователя (PZ_in). Моделирование осуществлено для емкости детектора $C_d=200$ пФ и постоянной времени формирователя $CR=RC=14$ нс.

Так как схема построена на базе дискретных компонентов, было изучено влияние разбросов параметров этих компонентов на основные характеристики цепи. Для анализа использовался метод Монте-Карло, встроенный в программу PSPICE. Одновременно разыгрывались номиналы резисторов в диапазоне $\pm 1\%$, конденсаторов $\pm 5\%$ и величины бета транзисторов $\pm 50\%$. Из моделирования получены результаты, полностью удовлетворяющие выдвинутым ранее требованиям (рис.4.10). Коэффициент усиления при полном разбросе параметров компонентов может варьироваться в пределах менее 1% (*rms*), а разброс времени нарастания сигналов не превышает 0.7 нс (*rms*).

С помощью программы PSPICE также произведена оценка шумовой характеристики предварительного формирователя и его линейности. В зависимости от величины компенсируемого нуля выходной шум лежит в диапазоне $54 \div 103$ мкВ. Если учесть коэффициент усиления формирователя и усилителя, величина дополнительного шума,

приведенного к входу, составляет не более 7 нА, что полностью удовлетворяет выдвинутому требованию не увеличивать шум более чем на 5%.

Важной характеристикой схемы является устойчивая работа без возможных осцилляций. Стабильность линейной системы может быть предсказана несколькими методами, в том числе с помощью построения диаграмм Найквиста и Боде.

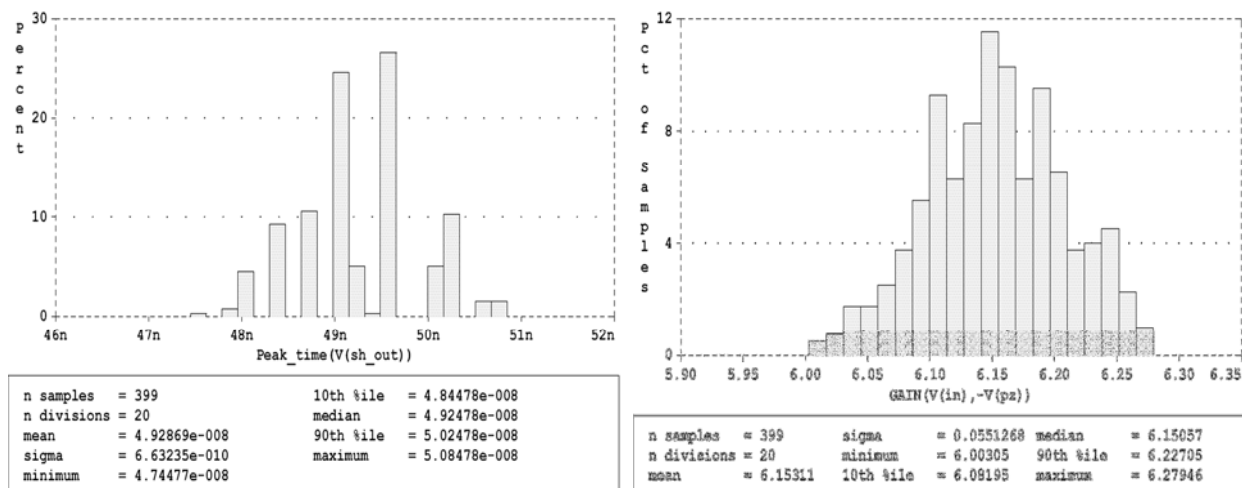


Рис.4.10 Гистограммы времени нарастания сигнала (слева) и коэффициента усиления (справа) формирователя в зависимости от разброса номиналов дискретных компонентов. Моделирование проведено программой PSPICE по методу Монте-Карло.

Согласно правилу Найквиста, линейная система может считаться стабильной, если передаточная функция $T(j\omega) = 1 + B(j\omega) \cdot A_{ol}(j\omega)$ выбранного элемента схемы на диаграмме Найквиста не огибает критическую точку (0,0) в направлении по часовой стрелке. Здесь член $A_{ol}(j\omega)$ – усиление элемента без обратной связи, а $B(j\omega)$ – коэффициент обратной связи.

При использовании диаграмм Боде линейный усилитель, охваченный обратной связью, стабилен, если фаза между входным и выходным сигналом не превышает 180° по достижении коэффициента усиления единичного значения в полном частотном диапазоне.

Так как схема предварительного формирователя состоит из двух последовательных каскадов, не охваченных общей обратной связью, то анализ стабильности был произведен отдельно для первого и второго каскадов. Для того, чтобы посчитать коэффициент передачи без обратной связи, в программе PSPICE использовался *Laplace* элемент с очень большим полюсом, который включался в обратную связь соответствующего каскада и при этом сохранял все рабочие точки схемы и осуществлял так называемый разрыв обратной связи в частотной области. Использование *Laplace* элемента очень похоже на использование

индуктивности с большим номиналом, но использование индуктивности приводит к повороту фазы сигналов, и восстановить сигналы в частотном диапазоне является практически невозможным.

Пример схемного решения для моделирования первого каскада показан на рис.4.11 (аналогично для второго каскада). На практике известно, что усилительные каскады могут возбуждаться при емкостной нагрузке, поэтому для более строгого анализа в схему включалась дополнительная нагрузочная емкость с номиналом, наиболее вероятным для данного каскада. Так как у первого каскада нагрузочной емкостью является только емкость печатных дорожек, то значение C_{load} выбиралось как 10 пФ. Для имитации емкостной нагрузки у второго выходного каскада использовалось значение C_{load} равное 50 пФ. Также проанализирована необходимость использования балластного резистора (часто называемого демпферным), включаемого в базу выходного транзистора, поскольку из практики известно, что такой резистор должен повышать устойчивость усилительного каскада.

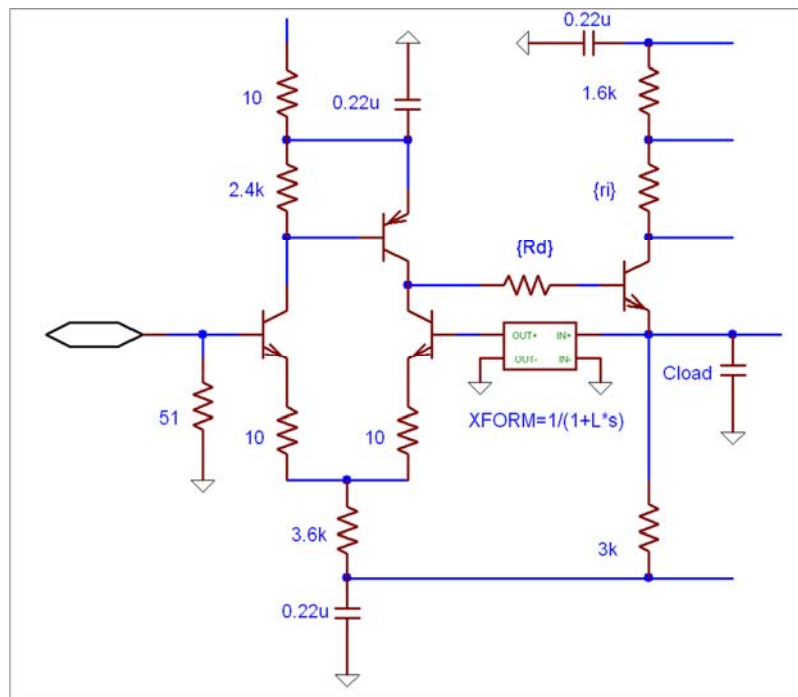


Рис.4.11 Схема первого каскада предварительного формирователя для анализа его стабильности программой PSPICE. R_d – балластный (демперный) резистор, XFORM – элемент Лапласа для моделирования разрыва обратной связи без смещения рабочей точки, C_{load} – нагрузочная емкость.

Учитывая, что коэффициенты усиления базового тока транзисторов β могут также влиять на стабильность, анализ каскадов был выполнен для следующих условий:

- варьировались коэффициенты усиления тока транзисторов (β) в диапазоне $\pm 50\%$ (значения, декларируемые производителем);
- менялась величина балластного сопротивления R_d от 0 до 100 Ом;
- менялась величина нагрузочной емкости от 0 до 50 пФ;
- анализировалась стабильность второго каскада для разных величин последовательного выходного резистора при емкостной нагрузке.

Для наглядности некоторые примеры полученных диаграмм Найквиста и Боде показаны на рис.4.12 ÷ 4.15.

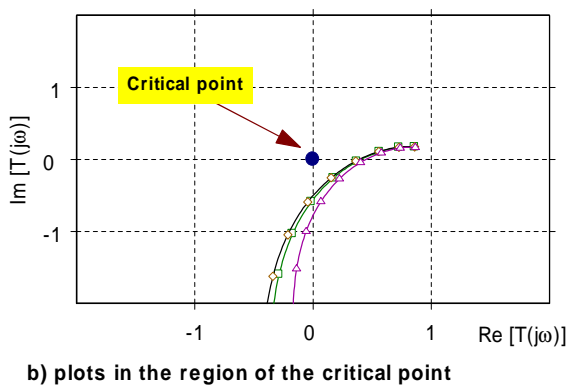
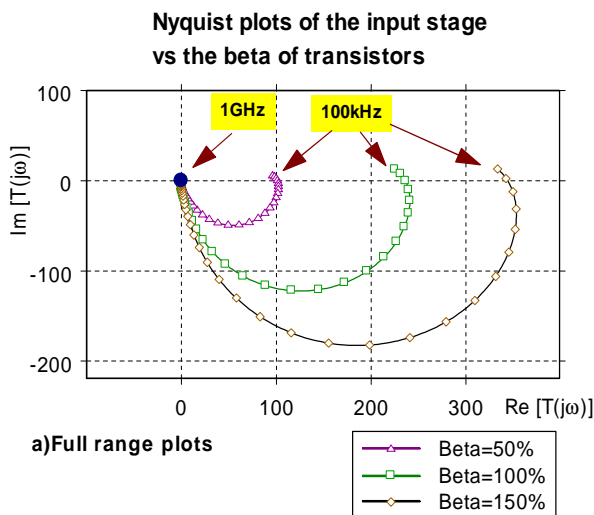


Рис.4.12. Влияние величины коэффициентов усиления бета транзисторов на стабильность первого каскада. Анализ сделан для $C_{load}=10$ пФ, $R_d=0$. Диаграммы не охватывают критическую точку (critical point), поэтому каскад считается стабильным.

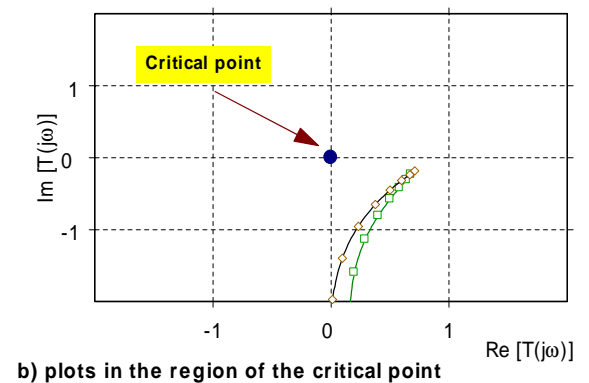
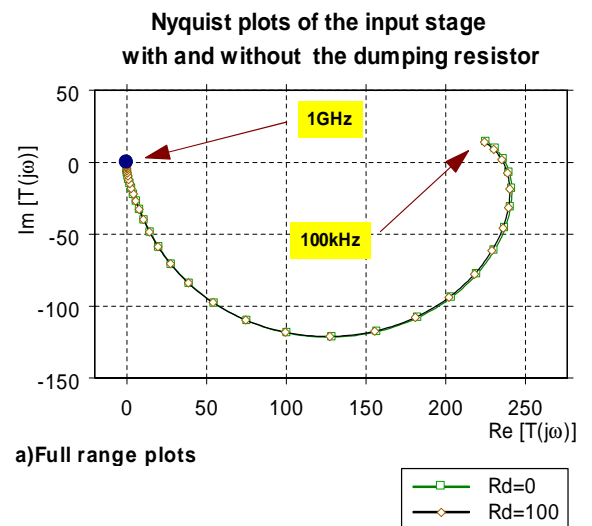


Рис.4.13. Влияние величины балластного резистора R_d на стабильность первого каскада. Анализ сделан для $C_{load}=10$ пФ, транзисторы имеют номинальные параметры. Каскад стабилен с балластным резистором и без него.

Анализируя диаграммы на рис.4.12, можно сделать вывод, что первый каскад остается стабильным для всех декларируемых производителем коэффициентов усиления транзисторов. Из рис.4.13б следует, что установка балластного резистора в каскаде для более стабильной работы не требуется. Анализ второго каскада дал такие же результаты относительно коэффициентов усиления транзисторов и балластного сопротивления, но использование последовательного сопротивления на выходе просто необходимо. Даже резистор маленького номинала позволяет защитить каскад от неустойчивости при емкостной нагрузке. Величина резистора в конечном итоге была выбрана 22 Ом, а не 50 Ом, как предполагалось вначале, для того чтобы уменьшить влияние возможного разброса входного сопротивления основного формирователя на общее амплитудное усиление.

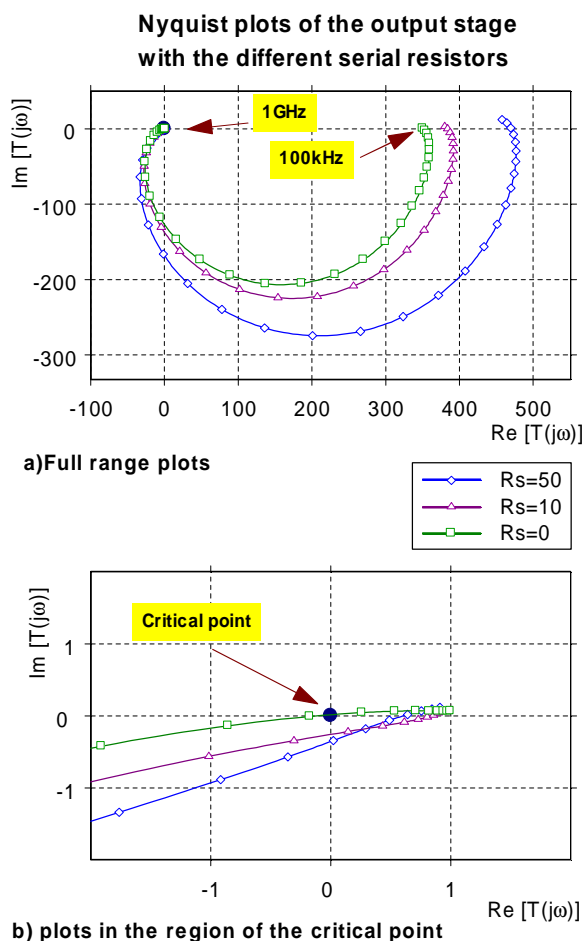


Рис.4.14. Влияние величины выходного последовательного резистора на стабильность второго каскада при емкостной нагрузке. Каскад может быть неустойчивым только при нулевом последовательном резисторе.

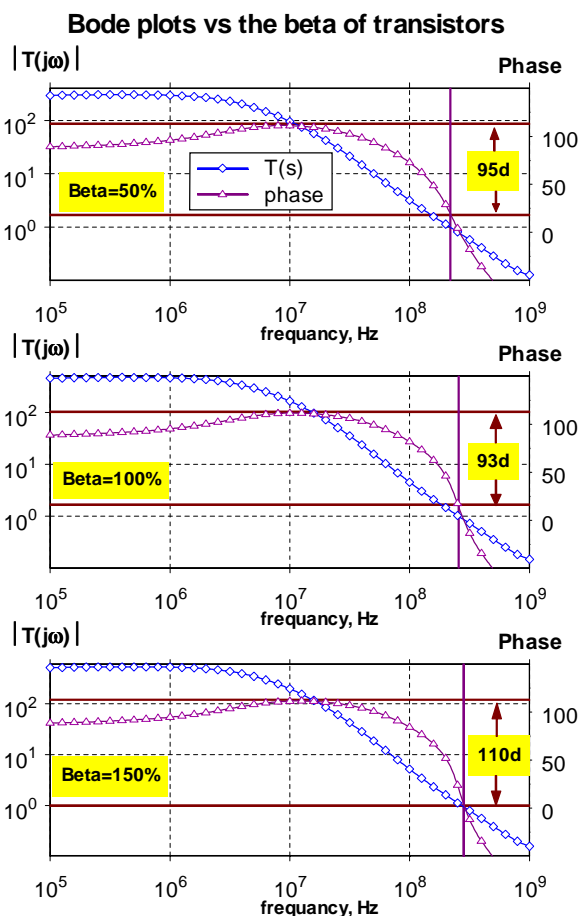


Рис.4.15. Диаграммы Боде для первого каскада при различных значениях величины β транзисторов. Поворот фазы в рабочем диапазоне частот не превышает 110° , что говорит о стабильности работы каскада.

4.3 Результаты лабораторных испытаний

В связи с тем, что требования к предварительным формирователям очень строгие, были произведены тесты всех каналов всех гибридных модулей. Измерения параметров производились на специально созданном стенде, состоящем из импульсного генератора и осциллографа, управляемых компьютером. Задача состояла в измерении откликов каждого канала и последующего их анализа.

Измеренные формы сигналов математически фитировались идеальной передаточной функцией данной цепи:

$$U_{OUT}(s) = \frac{1}{s} \cdot \frac{U_g}{1+s\tau_g} \cdot \frac{1+s\tau_1}{1+s\tau_2} \cdot G_p \cdot \frac{1+s\tau_{pz}}{(1+s\tau_i)(1+s\tau_0)}, \quad (4.5)$$

где: U_g – амплитуда входного импульса от генератора;

τ_g – время нарастания генераторного импульса;

τ_1 и τ_2 – временные константы входного кабеля;

G_p – коэффициент усиления предварительного формирователя;

τ_{pz} , τ_i , τ_0 – временные константы предварительного формирователя.

Задача математического фитирования отклика данной функцией заключалась в подборе наиболее подходящих значений коэффициента усиления и временных констант формирователя. Параметры, полученные из фита, сравнивались с требуемыми величинами и заданными возможными их отклонениями. Значения параметров U_g , τ_g , τ_1 и τ_2 были определены из первоначального измерения выходного прямоугольного импульса от генератора и далее зафиксированы для расчетов. Для упрощения анализа константы τ_i и τ_0 также были зафиксированы как средние величины из предварительных расчетов. Таким образом, подбирались в основном коэффициент усиления и временная константа τ_{pz} .

В идеальном случае, как отмечалось выше, временная константа τ_{pz} должна быть равна временной константе усилителя τ_{pa} . Отклонение от этой величины даст отклонение во времени нарастания сигнала, что зафиксировано требованием SR6. Измеренные значения константы τ_{pz} в зависимости от требуемой величины τ_{pa} приведены на рис.4.16. Прямыми линиями отмечен допустимый диапазон отклонений, где время нарастания сигнала будет отличаться от установленной величины 50 нс не более чем на 1 нс. Такой более жесткий диапазон, чем указан в SR6 ± 2.5 нс, был задан для создания некоего запаса при условии, что остальные компоненты в цепи также могут иметь разброс своих параметров. Время

нарастания сигнала после основного формирователя было посчитано конволюцией измеренного сигнала и функцией идеального $CR\text{-}RC^2$ формирователя.

Важным параметром предварительных формирователей является однородность (повторяемость) коэффициентов усиления между каналами, что сказывается на точности воспроизведения суммарного сигнала для триггера первого уровня. Гистограммы измеренных значений коэффициентов усиления и их однородность приведены на рис.4.17. Абсолютные значения коэффициентов усиления каналов для переднего и заднего колес, указанных в требовании *SR3*, после комплексного тестирования полной цепи считывания с калориметра были изменены и установлены как 6 и 12. Такие значения позволили использовать полный динамический диапазон цепи «предварительный усилитель - основной формирователь». Из приведенных диаграмм видно, что измеренные коэффициенты усиления вполне удовлетворяют требованиям их точности и однородности.

Шумовые характеристики предварительных формирователей были измерены с помощью цифрового осциллографа Tektronix TDS-540 и сравнены со значениями *rms* шума, полученными из моделирования, и расчетными значениями шума усилителей (рис.4.18).

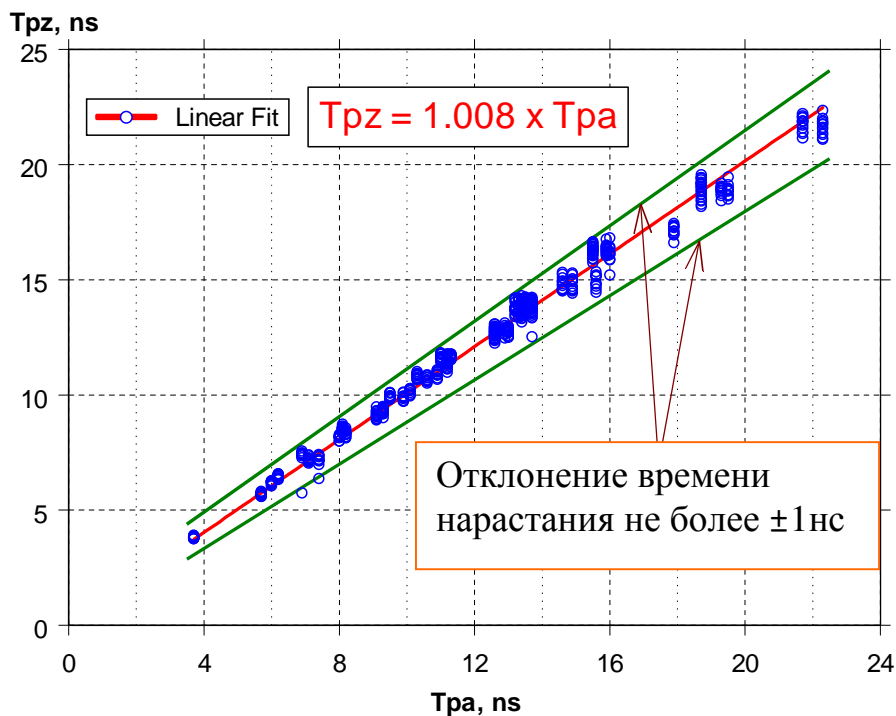


Рис.4.16. Зависимость измеренных значений временной константы τ_{pz} от заданных значений τ_{pa} . Линиями отмечена область максимального разброса константы τ_{pz} , где время нарастания выходного сигнала отклонится более чем на ± 1 нс от требуемой величины 50 нс.

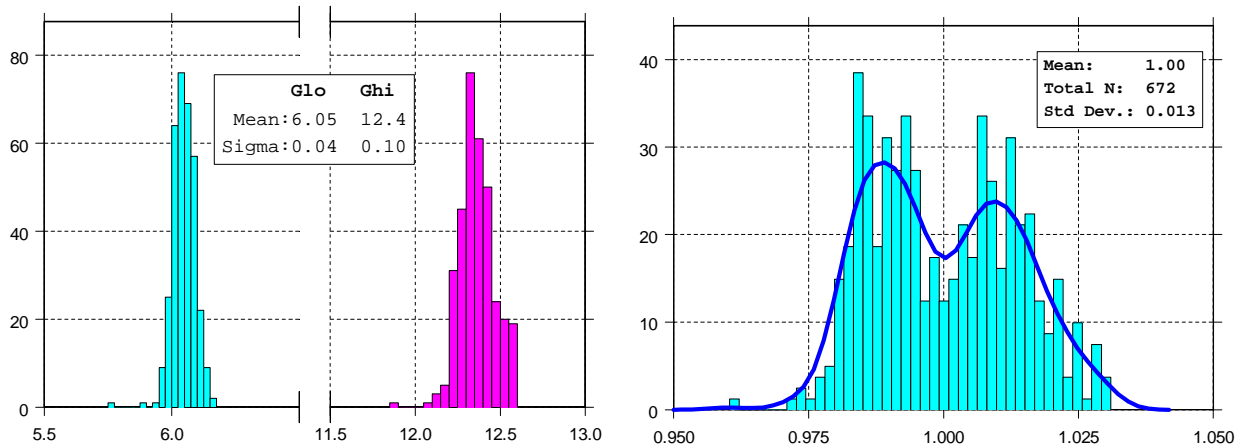


Рис.4.17. Гистограммы измеренных коэффициентов усиления каналов (слева) и однородность этих коэффициентов (справа). Для построения гистограммы однородности значения приводились к среднему значению всех коэффициентов усиления, и коэффициенты каналов с двойным усилением делились соответственно на 2.

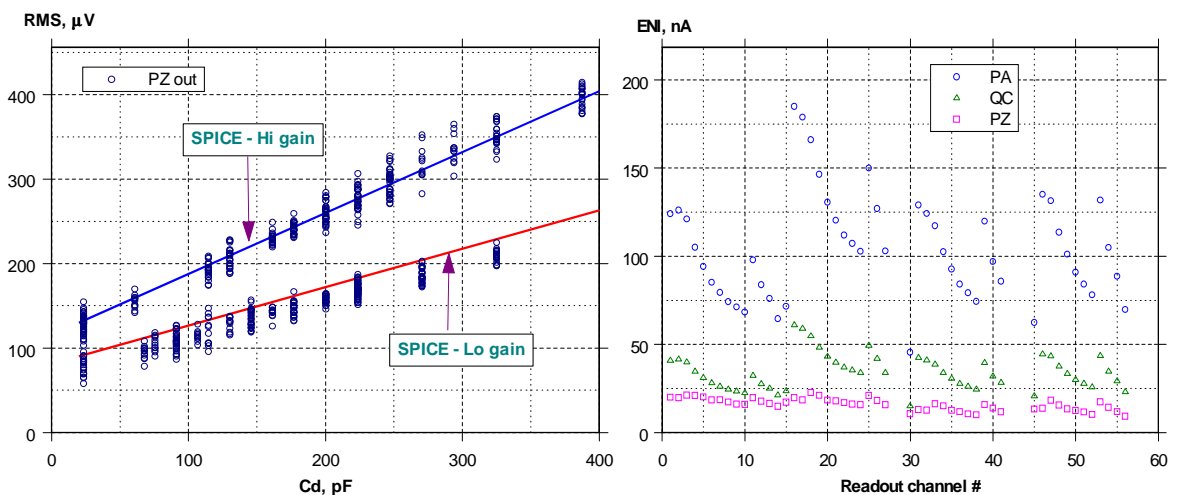


Рис.4.18. Диаграмма слева – измеренный выходной RMS шум предварительных формирователей (точки) в сравнении с расчетными значениями, полученными программой PSPICE (сплошные линии). На правом графике приведены значения эквивалентного шума ENI: PA – шумы усилителей для различных каналов считывания (*Readout channels*); QC – граничные значения шумов формирователей из условия $SR7$; PZ – измеренные шумы формирователей, пересчитанные к входу усилителя.

Реальные шумовые характеристики хорошо согласуются с их расчетными значениями и полностью удовлетворяют требованию, чтобы дополнительный шум от предварительного формирователя не превышал собственный шум усилителей более чем на 5%.

Дальнейшие измерения предварительных формирователей производились с установкой их на модуль FEB. Для измерений использовался опытный модуль, где некоторые

цифровые элементы отличались от окончательной версии, но используемая аналоговая часть модуля считалась полностью законченной. Измеренные характеристики предварительных формирователей совпали с прогнозируемыми, за исключением шумовых свойств, которые стали на 10% хуже. Это отличие полностью объяснялось наличием на модуле FEB незавершенного цифрового управления и источника вторичного питания.

Полный тракт считывания был изучен во время проверки НЕС-модулей на пучке в ЦЕРН. Как и ожидалось, измеренные амплитудные характеристики каналов имеют больший разброс, чем разброс параметров предварительных формирователей. Это обусловлено дополнительным влиянием поверхностного сопротивления резистивных слоев электродов самих модулей НЕС и разбросов входного сопротивления и коэффициента усиления усилителей. Реальный диапазон поверхностного сопротивления составляет $1 \div 10 \text{ Мом}/\square$, а параметры усилителей колеблются в пределах $\pm 5\%$. Таким образом, полученные значения разброса времен нарастания сигналов и амплитудного распределения (рис.4.19) можно считать хорошим результатом.

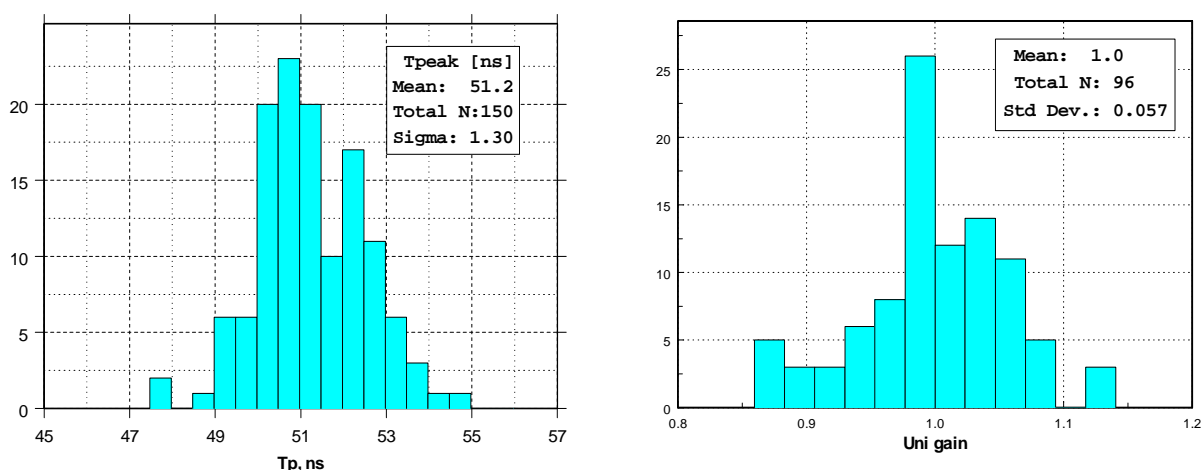


Рис.4.19. Гистограммы времени нарастания сигналов (слева) и коэффициентов усиления (справа) каналов НЕС-модуля, измеренных с помощью калибровочного генератора.

Последующие испытания предварительных формирователей с окончательной версией модуля FEB перед их установкой на криостат подтвердили правильность лабораторных измерений. Все параметры соответствовали требуемым значениям: амплитудные отклонения не превысили 2%, а временные константы не вышли за рамки допустимых значений. Необходимо отметить, что измерения проводились с помощью калибровочного генератора,

который формировал импульсы экспоненциальной формы, максимально приближенные к реальному физическому сигналу от частицы.

С использованием предварительных формирователей во время испытаний НЕС модулей на тестовом пучке в ЦЕРН были получены реальные сигналы от частиц. Сигналы от электронов с энергией 119 ГэВ, измеренные в разных каналах модуля, имеют время нарастания в диапазоне $48.1 \div 48.3$ нс. Незначительно меньшее абсолютное значение времени нарастания не влияет на качество суммарного триггерного сигнала, так как выполнено главное требование *SR6* – разброс между каналами не должен превышать ± 2.5 нс. Также в этих измерениях использовались FEB-модули версии 0, где основные формирователи имели постоянную времени немного ниже ожидаемой.

Реальный и ожидаемый сигналы от одного из каналов НЕС-модуля показаны на рис.4.20. Значение импульса тока (I_{exp}), рассчитанное с помощью калибровочных коэффициентов для данного канала, равно $33.7 \mu\text{A}$, что меньше значения, полученного с помощью конверсионного фактора (1.8), на 10%. Такое несовпадение объясняется тем, что часть энергии уходит в соседние ячейки.

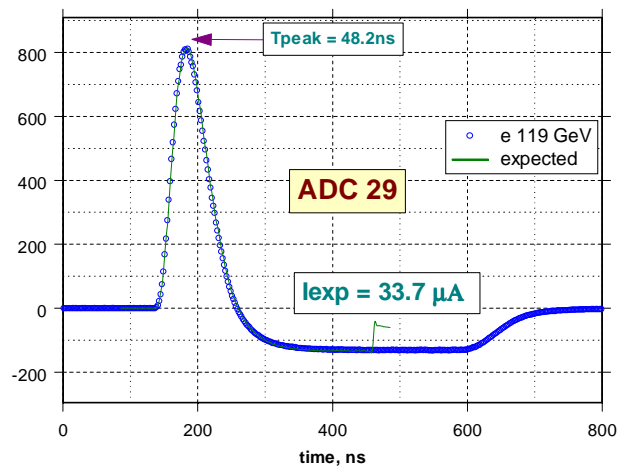


Рис.4.20. Усредненный сигнал от электронов с энергией 119 ГэВ в одном из каналов НЕС-модуля и ожидаемый сигнал (сплошная линия), предсказанный из калибровки.

4.4 Радиационная стойкость предварительного формирователя

Предварительные формирователи располагаются на FEB-модуле, и к ним применимо общее требование по радиационной стойкости, как и ко всем компонентам, находящимся в крейте переднего уровня считывания FEC. В Таблице 4.1 приведены расчетные значения

аккумуляции радиационной дозы за 10 лет для электроники, находящейся в крейте FEC, где SF sim, SF ldr, SF lot – факторы безопасности, RTC – общий уровень дозы.

Таблица 4.1. Расчетные значения аккумуляции радиационной дозы за 10 лет работы ЛНС

	Ожидаемая доза	SF sim	SF ldr	SF lot	RTC
γ , Гр	5	3.5	5	4	350
н/см ²	$1.6 \cdot 10^{11}$	5	1	4	$3.2 \cdot 10^{12}$

Радиационные испытания десяти гибридных модулей предварительных формирователей были проведены в ОИЯИ в 1999 г. на реакторе ИБР-2 на том же испытательном стенде, который описан в [34]. Общая аккумуляция дозы составила $2.7 \cdot 10^{14}$ н/см² и γ – 1200 Гр. Точность измерения дозы составляла $\pm 10\%$.

Для измерения частотных характеристик предварительного формирователя использовался CR-RC² формирователь с различными временными константами. Типичная зависимость амплитуды сигнала от набранной нейтронной дозы показана на рис.4.21, а зависимость времени нарастания сигналов на рис.4.22. Измерения проводились с четырьмя различными временными формированиями, где формирование 25 нс было наиболее близко к нашим рабочим условиям. Из диаграмм следует, что до расчетной для эксперимента ATLAS дозы падение усиления предварительных формирователей не превышает 1% для формирования 25 нс и 3% для самой быстрой формирования 5 нс. В том же диапазоне доз частотные характеристики практически не меняются.

Зависимости линейного диапазона предварительных формирователей и его шумовых характеристик от дозы показаны на рис.4.23 и рис.4.24. Для всех набранных доз динамический диапазон превышает требуемое значение 4 В. Приведенный к входу шум формирователя практически не меняется с учетом погрешности измерения 20%.

Суммируя данные из проведенного радиационного теста, можно сказать, что вплоть до дозы $2.7 \cdot 10^{14}$ н/см² и параллельно набранной γ дозы около 1200 Гр ни один из 40 каналов предварительных формирователей не отказал, их временные и амплитудные характеристики не подверглись значительным изменениям.

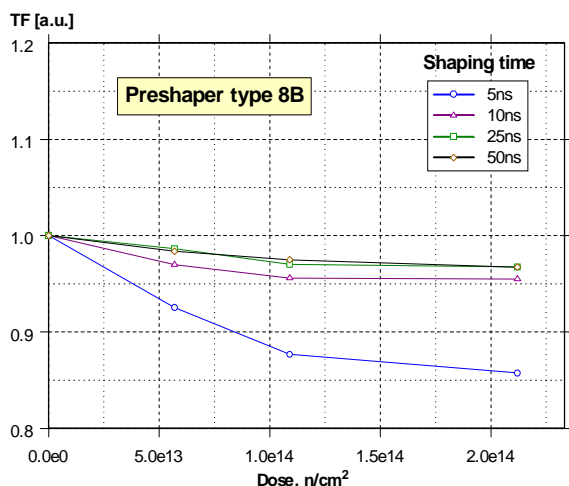


Рис.4.21. Изменение коэффициента передачи (TF) предварительного формирователя в зависимости от аккумулированной дозы нейтронов. Коэффициент передачи приведен к единице.

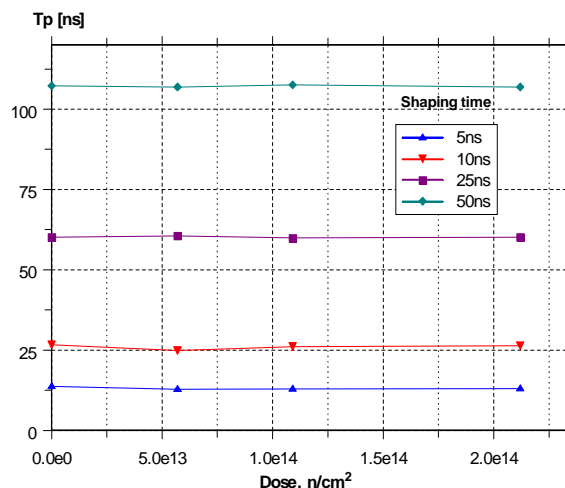


Рис.4.22. Время нарастания сигнала после предварительного формирователя и $CR-RC^2$ формирователя в зависимости от аккумулированной дозы нейтронов.

Последний важный тест, тест на надежность, был проведен, используя рекомендации NASA. Гибридные модули были помещены в термокамеру и выдержаны там при температуре 100°C в течение 168 часов. После этого были измерены их основные характеристики и сравнены со значениями параметров до термического тренинга (рис.4.25). Каких-либо значительных изменений обнаружено не было. Все относительные изменения лежат внутри погрешностей при измерении данных параметров.

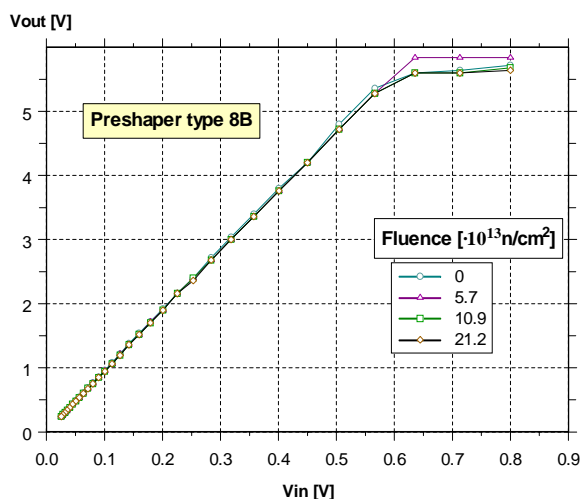


Рис.4.23. Типичное поведение линейности предварительного формирователя в течение полного цикла облучения нейтронами.

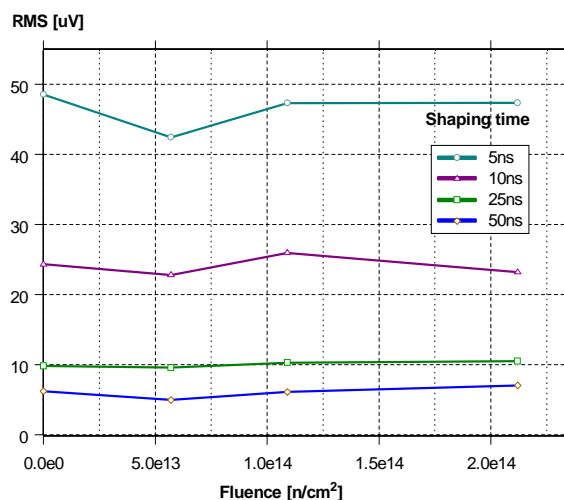


Рис.4.24. Шум предварительного формирователя, пересчитанный к входу, в зависимости от набранной дозы при облучении нейтронами. Шум измерялся с помощью $CR-RC^2$ формирователя для четырех различных временных формировок (Shaping time).

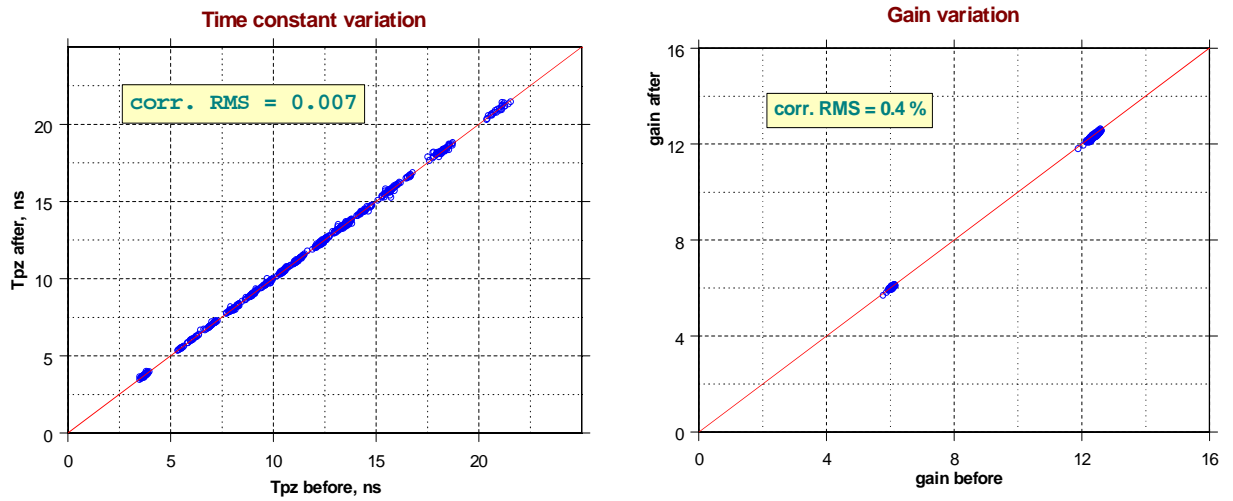


Рис.4.25. Временные и амплитудные характеристики предварительных формирователей до и после термического тренинга.

5. Основной формирователь сигналов

5.1 Теоретическое обоснование применения формирователя

Третьим важным элементом в аналоговой цепи считывания с калориметра НЕС является основной формирователь (далее – формирователь). Его разработка была начата в 1995 г. [40], а окончательный вариант был предложен в 1998 г. [41].

Необходимость использования формирователей, которые представляют собой не что иное, как полосовые фильтры, с одной стороны, объясняется возможностью с их помощью оптимизировать шумовые характеристики детектора, а с другой, они формируют сигналы определенной формы и длительности для упрощения использования цифровых методов фильтрации и восстановления сигналов [42]. В калориметрии ATLAS восстановление сигналов осуществляется по пяти точкам (выборкам), из которых, как минимум, одна должна лежать на пьедестале, а две находиться на переднем фронте (рис.5.1А).

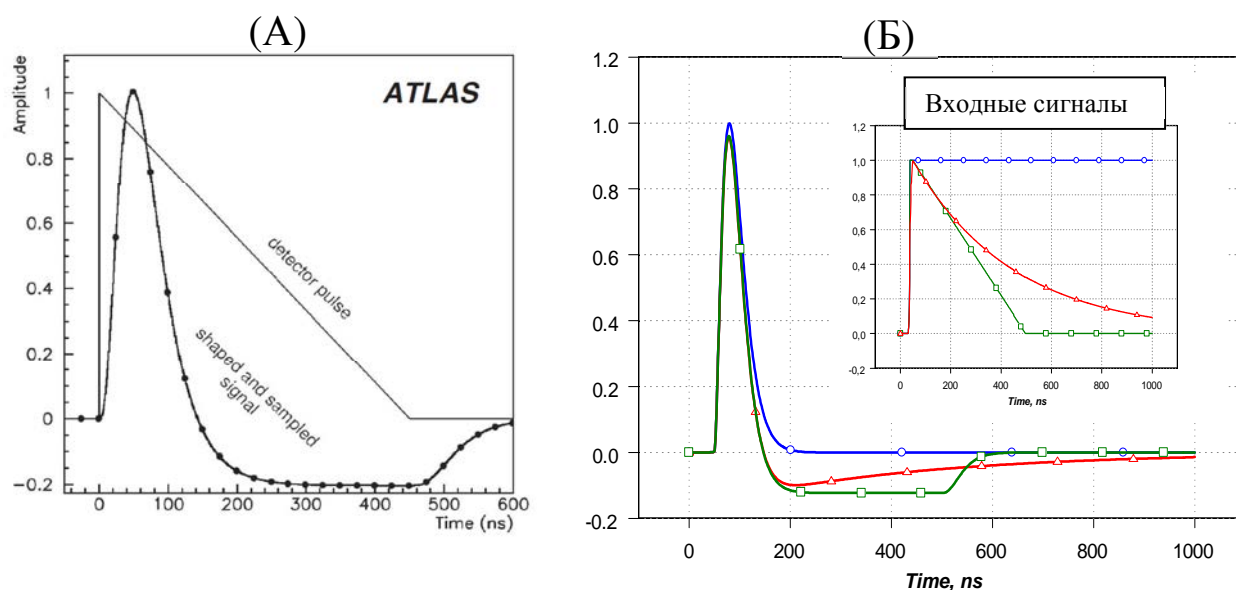


Рис.5.1. Идеальный сигнал от калориметра и сформированный после формирователя (А). Точками обозначены выборки через каждые 25 нс. Отклики формирователя на прямоугольный, треугольный и экспоненциальный входные сигналы, рассчитанные программой PSPICE (Б).

В случае работы на ЛНС при высокой светимости нельзя пренебрегать шумом от наложения событий друг на друга [1]. Шум от наложений увеличивается с увеличением длительности сигнала. Если рассматривать электронный шум, то он уменьшается с

увеличением длительности сигнала. Поэтому необходимо выбирать оптимальную длительность сигнала так, чтобы обеспечить минимум суммарного шума.

Для формирования сигнала с определенной длительностью могут использоваться различного вида формирователи. Но, как правило, это цепи, состоящие из цепей дифференцирования и интегрирования. В общем случае это фильтры $CR^n \cdot RC^m$ типа. Степени n и m у такого фильтра определяют его добротность и обычно выбираются в зависимости от поставленной задачи. Цепь дифференцирования CR^n – это фильтр низких частот, он пропускает высокие частоты и задерживает низкие. Такой фильтр как бы укорачивает сигналы. RC^m -фильтр, наоборот, пропускает низкие частоты и отсекает высокочастотную составляющую, тем самым замедляя входной сигнал. Полосовой фильтр типа $CR^n \cdot RC^m$ можно описать следующей передаточной функцией в представлении Лапласа:

$$H(s) = \left[\frac{\tau \cdot s}{1 + \tau s} \right]^n \cdot \left[\frac{1}{1 + \tau s} \right]^m, \quad (5.1)$$

где $\tau = RC = CR$ – временная константа фильтра.

Для использования в жидкоаргоновой калориметрии установки ATLAS был выбран формирователь $CR \cdot RC^2$ типа с однократным дифференцированием и двукратным интегрированием. Однократного дифференцирования достаточно для преобразования входного однополярного треугольного сигнала, подобного по форме току в жидкоаргоновом зазоре калориметров, в двухполярный сигнал, что минимизирует шум от наложений, а также позволяет уменьшить смещение базовой линии при использовании емкостных развязок. Двукратное интегрирование растягивает передний фронт сигнала и отсекает высокочастотные электронные шумы. Увеличение порядка интегрирования у такого фильтра (RC^m , $m = 3, 4, \dots$) возможно. Более высокий порядок в небольшой степени уменьшает высокочастотный шум на выходе, но не дает ощутимого эффекта [40]. Повышение порядка интегрирования усложняет схему формирователя, так как приводит к увеличению числа каскадов и, соответственно, увеличению потребляемой мощности, поэтому считается неоправданным.

Если не учитывать собственный шум формирователя, величина которого обычно несравнимо меньше, то шум на выходе формирователя $CR \cdot RC^2$ -типа определяется формулой:

$$\sigma^2 = \frac{A^2}{\tau^3} + \frac{B^2}{\tau} + C^2 \cdot \tau, \quad (5.2)$$

где σ – *rms* шума, A – коэффициент последовательного шума, B – коэффициент параллельного шума, C – коэффициент *pile-up* шума, τ – временная константа фильтра. Отсюда легко выводится заключение, что электронный шум будет уменьшаться с увеличением длительности сигнала, а шум от наложений наоборот увеличиваться. Очевидно,

что эта функция имеет минимум, который может быть рассчитан для определенной светимости и определенного местоположения сегмента калориметра.

Оптимальное время нарастания сигнала для электромагнитных калориметров при светимости ЛНС $L=10^{34}$ п/см² рассчитано и лежит для разных η -углов в диапазоне 30÷60 нс [41]. Для НЕС-калориметра эти значения находятся в диапазоне 40÷100 нс в зависимости от месторасположения регистрирующей ячейки [43]. Разработка формирователя с изменяемым временем формирования – достаточно сложная задача. Поэтому было принято решение использовать для всех сегментов жидкоаргоновых калориметров только одно значение формирования, чтобы время нарастания сигнала составило ~50 нс. Длина положительной части сигнала при таком фронте составляет немногим более 100 нс, что при частоте оцифровки 40 МГц позволяет иметь пять точек, включая одну точку на пьедестале сигнала и две на фронте.

Рассмотрим отклики формирователя на различные входные сигналы (рис.5.1Б). Нас интересуют отклики от прямоугольного сигнала (сигнал от лабораторного генератора), треугольного сигнала (физический сигнал от детектора) и сигнала с экспоненциальным спадом (сигнал от калибрационной системы). Необходимо отметить, что экспоненциальный сигнал в качестве калибрационного выбран не случайно, поскольку такая форма наиболее близка к реальному физическому треугольному сигналу от частицы. Используя сигналы от калибрационной системы известной амплитуды, которые в случае НЕС-калориметра инжектируются непосредственно в считывающий электрод, можно рассчитать коэффициенты преобразования энергии в амплитуду выходного сигнала для каждого канала. Как видно из диаграммы, положительная часть отклика от экспоненциального сигнала (с подобранной скоростью спада) повторяет по форме и амплитуде отклик от треугольного сигнала.

5.2 Генератор калибрационных сигналов

Для разработки генераторов сигналов с экспоненциальным спадом существует несколько схемных решений, одним из которых является использование обычной индуктивности. Такое решение было применено для создания калибрационного модуля для жидкоаргоновых калориметров установки ATLAS [44]. Идея (рис.5.2) заключается в том, что энергия от постоянного тока I_p , который регулируется с высокой точностью, запасается в индуктивности L . Далее ключ, через который течет ток в индуктивность, размыкается, и энергия, запасенная в индуктивности, выделяется в виде импульса напряжения во внешнюю цепь. Для уменьшения искажений калибрационные импульсы от генератора подаются прямо

в ячейки калориметра. Сигналы транспортируются по коаксиальному кабелю с волновым сопротивлением $Z_c=50$ Ом и далее инжектируются в ячейку через резистор большого номинала R_{inj} , образуя импульс тока. Для исключения отражений оба конца цепи нагружены на согласующие сопротивления $R_a=R_0=50$ Ом. При таком включении амплитуда калибровочного импульса равна

$$A_c = I_p \cdot (R_a // R_0) \quad (5.3)$$

или $A_c = I_p \cdot 25$, если $R_a = R_0 = 50$ Ом, а экспоненциальный спад описывается как

$$V(t) = -(R_0 // R_a) \cdot I_p \cdot \exp(-t/\tau), \quad (5.4)$$

где $\tau = L / (R_0 // R_a)$.

После преобразования в ток через инжектирующий резистор

$$I(t) = -(R_0 // R_a) / R_{inj} \cdot I_p \cdot \exp(-t/\tau) \quad (5.5)$$

или

$$I(t) = I_c \cdot \exp(-t/\tau), \quad (5.6)$$

где I_c – амплитуда токового импульса, инжектируемого в ячейку.

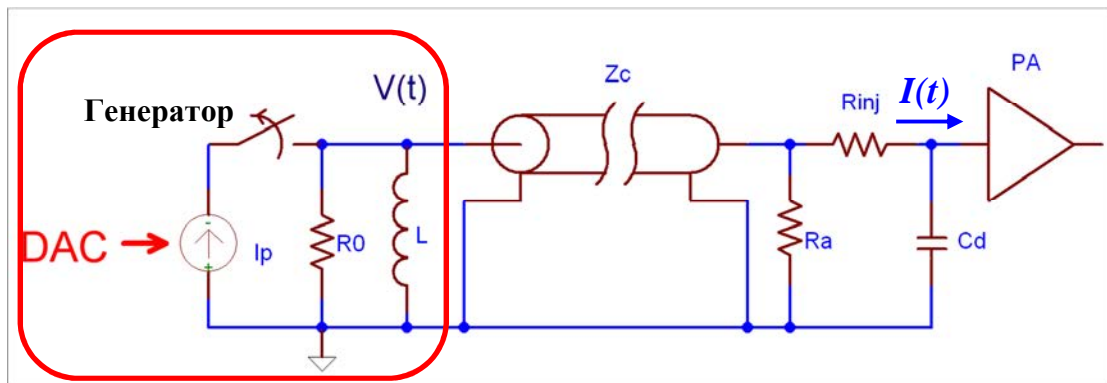


Рис.5.2. Упрощённая схема генератора, используемого для калибровки калориметров, и способ его подключения к ячейке. Высокоточный источник тока I_p управляется с помощью ЦАП (DAC). На рисунке: Z_c – коаксиальный кабель, R_a – согласующий резистор, R_{inj} – инжектирующий резистор, C_d – эффективная ёмкость ячейки, PA – усилитель.

Основную информацию об энергии, поглощенной в калориметре, несёт заряд, образовавшийся в аргоновом зазоре. Заряд, собранный за 50 нс (при условии, что регистрируемый ток имеет треугольную форму), прямо пропорционален полному заряду. Амплитуда сигнала на выходе формирователя пропорциональна заряду, собранному за эти 50 нс.

На рис.5.3 приведено сравнение собранного заряда в случае треугольного сигнала (1.1) и сигнала с экспоненциальным спадом (5.6) в зависимости от времени интегрирования. Из

диаграммы следует, что если начальные значения I_p и I_c выбраны одинаковыми, то отличие собранного заряда от калибровочного сигнала по отношению к собранному заряду от частицы составляет величину менее 0.1% за время интегрирования 50 нс. Таким образом, генератор сигналов с экспоненциальным спадом полностью удовлетворяет возложенной на него задаче калибровки каналов считывания калориметров, что свидетельствует о высокой точности калибровки с помощью экспоненциального сигнала.

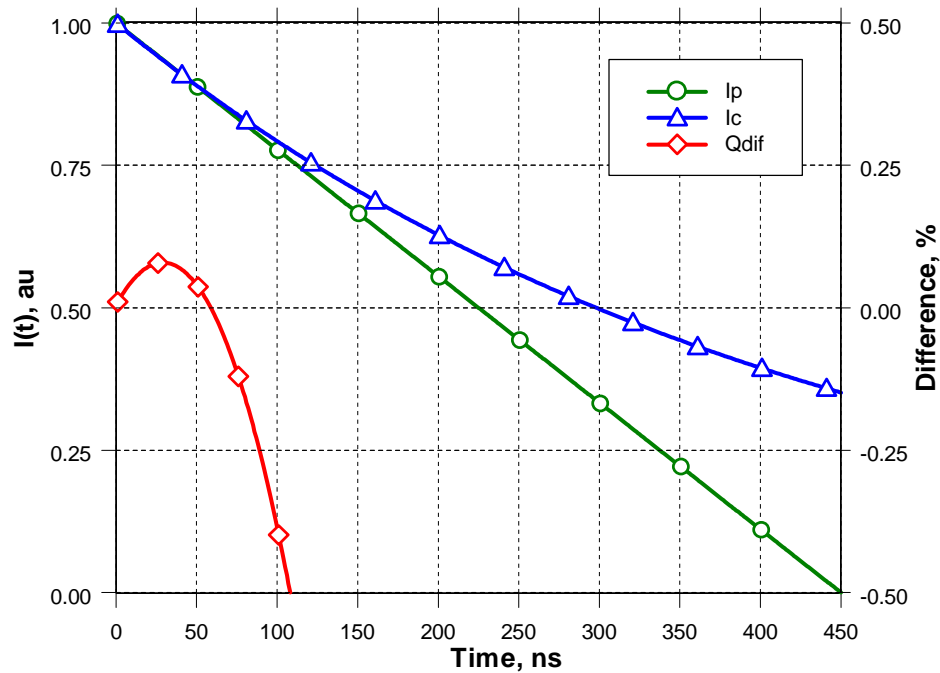


Рис.5.3. Разница количества собранного заряда (Q_{dif}) в зависимости от времени интегрирования для сигнала от частицы (I_p) с временем дрейфа зарядов в зазоре НЕС $T_{dr}=450$ нс и от калибровочного сигнала (I_c) с экспонентой $\tau=430$ нс (среднее измеренное значение сигналов от калибровочного модуля).

5.3 Прототип формирователя для НЕС

Задача разработки формирователя для адронного торцевого калориметра была поставлена еще на этапе проверки опытных образцов модулей калориметра. Было решено разработать и изготовить прототип формирователя в микромодульном исполнении [35].

Исходными параметрами для разработки формирователя $CR-RC^2$ -типа были следующие:

- постоянные времени интегрирования и дифференцирования 20 нс;
- входной сигнал положительной полярности от прототипа предварительного усилителя;

- входное сопротивление 50 Ом для подключения через коаксиальный кабель;
- дифференциальный выходной сигнал для работы на скрученную пару;
- максимальный выходной сигнал не менее 3 В;
- коэффициент усиления по напряжению 12;
- собственные шумы формирователя менее 5% амплитуды сигнала от единичного мюона.

Для того чтобы максимально улучшить скоростные и шумовые характеристики формирователя, в схеме были использованы сверхвысокочастотные биполярные транзисторы BFT92 и BFR92 фирмы PHILIPS. Принципиальная схема формирователя приведена на рис.5.4. В первом каскаде обеспечивается необходимое усиление для уменьшения вклада шумов, возникающих в последующих каскадах. Усиление формирователя рассчитано так, чтобы сигнал, образующийся от минимально ионизирующей частицы и усиленный предварительным усилителем и формирователем, превышал один отсчет АЦП, который равен 1 мВ. Расчетное значение сигнала от МIP в одном зазоре НЕС-модуля составляет 14 нА. При условии, что в переднем модуле калориметра суммируется сигнал от 8 зазоров и коэффициент усиления предварительного усилителя 1 КОм, суммарный минимальный входной сигнал формирователя составляет около 112 мкВ.

Входной каскад формирователя построен как триплет Видлара. Достоинством такого каскада является высокий внутренний коэффициент усиления (усиление без обратной связи), необходимый для обеспечения высокой линейности. Усиление первого каскада по напряжению определяется соотношением резисторов R5 и R4 и равно 12. Первое интегрирование осуществляется на резисторе R9 и конденсаторе C1, после чего используется эмиттерный повторитель для согласования с последующим каскадом. Второе интегрирование совместно с дифференцированием обеспечивается классической схемой полосового RC·CR фильтра, построенного на выходном каскаде. Также, в выходной каскад добавлен токовый инвертор на транзисторе T10. Выходной дифференциальный сигнал снимается с коллекторов транзисторов T9 и T10. Использование коллекторных выходов обусловлено тем, что данный формирователь разрабатывался для работы с быстрыми АЦП, специально разработанными для проверки модулей НЕС на пучке в ЦЕРН. Особенность этих АЦП – очень большой синфазный шум по входу. Было показано с помощью моделирования программой PSPICE и проверено практически, что использование других каскадов значительно ухудшает подавление таких синфазных помех.

Для миниатюризации формирователь изготовлен в виде небольшой гибридной платы с компонентами для поверхностного монтажа (Фото 5.1). Так как в схеме использованы сверхвысокочастотные транзисторы, то была выбрана технология производства модулей на ситалле, который обладает очень хорошими высокочастотными свойствами из-за низкого тангенса угла потерь.

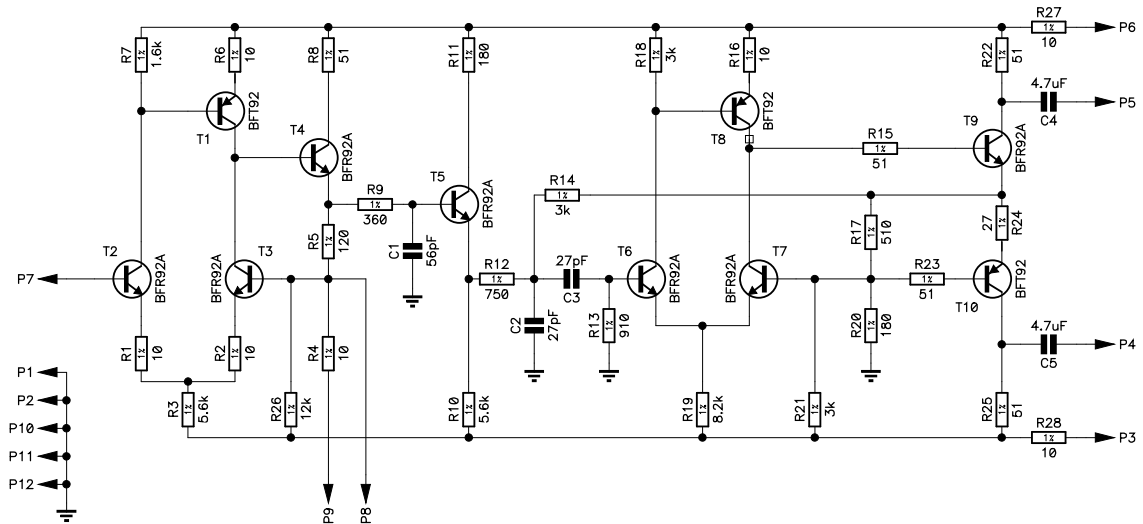


Рис.5.4. Принципиальная схема прототипа формирователя для НЕС-калориметра.

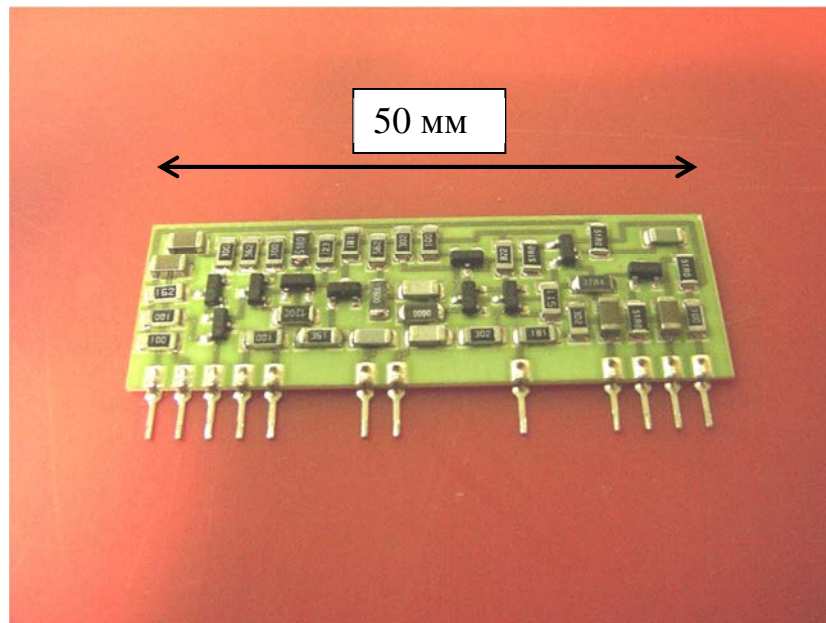


Фото 5.1. Фотография прототипа формирователя для НЕС-калориметра.

Разработанный формирователь использовался на начальном этапе для проведения тестов НЕС-модулей и измерения характеристик разработанных предварительных усилителей. Он показал себя как очень стабильная и устойчивая схема с малыми шумами. Так, измеренные собственные шумы на выходе формирователя составляют не более 150 мкВ, что значительно ниже собственных шумов предварительных усилителей.

В дальнейших тестах модулей был использован прототип FEB-модуля с твердотельными четырехканальными формирователями [41]. Преимущество твердотельного формирователя заключалось, в первую очередь, в большой интеграции. В одном корпусе размещено 4 канала, и каждый канал состоит еще из 3 каналов, которые имеют разные коэффициенты усиления. Это сделано для того, чтобы довести общий динамический диапазон измеряемых сигналов до 16-ти бит с использованием 12-битного АЦП при этом обеспечено энергетическое разрешение лучше 10% с линейностью 0.2% в диапазоне энергий 0.05÷2000 ГэВ [22]. Постоянная времени у формирователя была установлена 15 нс. Такая константа не удовлетворяет требованиям адронного торцевого калориметра, так как время нарастания сигнала составляет менее 40 нс, что не оптимально по отношению к вкладу электронного шума [43]. Поэтому, после ряда испытаний и обсуждений, для достижения времени нарастания сигнала 50 нс, общепринятого для калориметров установки, в предварительный формирователь было решено добавить дополнительное интегрирование (см. главу 4).

5.4 Сумматор сигналов для триггера

Для упрощения получения триггерных сигналов в формирователь [41] был добавлен аналоговый сумматор (линейный миксер LM). Его задача – осуществлять суммирование сигналов от различных сегментов калориметров. В НЕС-калориметре с помощью линейного миксера осуществляется суммирование сигналов от ячеек, входящих в одну триггерную башню (рис.4.1). Линейный миксер – программируемый сумматор. В нем можно выбрать каналы, которые необходимо включить в триггер. Так как миксер в НЕС- структуре располагается после предварительного формирователя, и сигналы, приходящие в него, уже скомпенсированы от емкостной зависимости, то суммарный сигнал с большой точностью пропорционален энергии, выделенной в данной башне.

После ряда испытаний такой 4-х канальный формирователь был изготовлен как серийный образец и теперь используется в модулях FEB на установке.

6. Модули считывания сигналов FEB для НЕС

Важным этапом в подготовке электроники для адронного торцевого калориметра было оснащение универсального модуля FEB специальными микромодулями, с помощью которых он адаптировался для калориметра НЕС. Такими микромодулями являются 4-х канальные предварительные формирователи и платы LSB. Так как каждый модуль FEB отвечает за конкретный регион калориметра (рис.6.1) со своими оригинальными по эффективной емкости ячейками считывания, то необходимо три разных типа модулей FEB для считывания с одного квадранта. Типы модуля определяются разнообразием предварительных формирователей и типом дочерней платы LSB, которые различаются, в основном, коэффициентом усиления.

Оснащение конкретного типа модуля разнообразными дочерними платами приводит к тому, что каждый модуль должен быть проверен на правильность установки и функционирования каждого узла. Поэтому был создан специализированный стенд (рис.6.2), на котором каждый собранный модуль FEB был проверен.

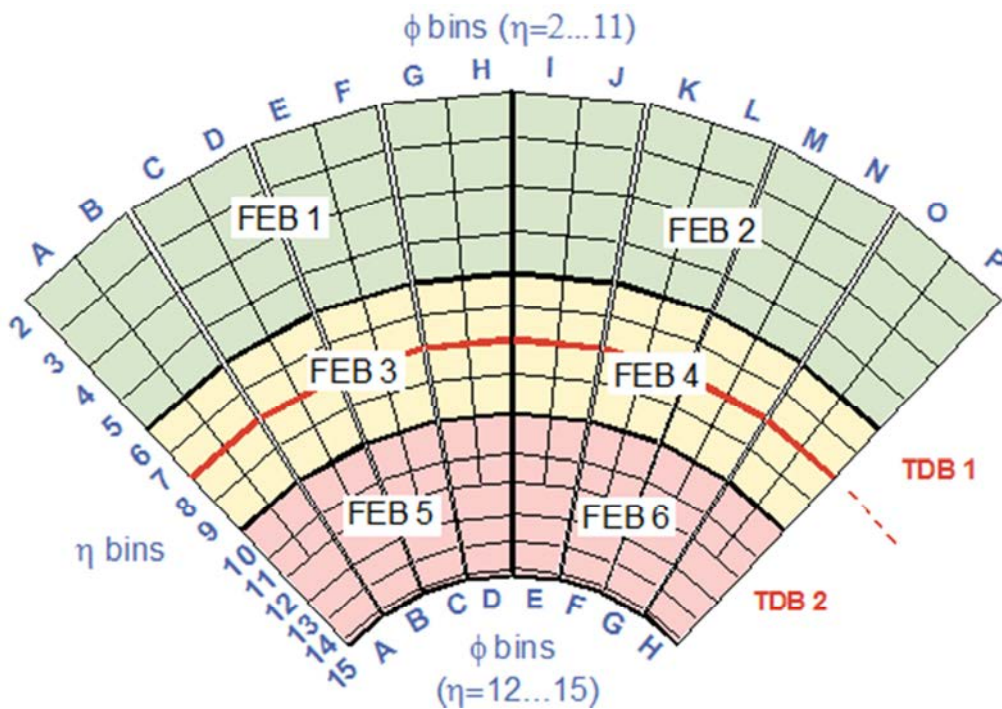


Рис.6.1. НЕС-квадрант с η - ϕ сегментацией. На рисунке указано геометрическое разбиение квадранта на области обслуживания 6 модулями FEB и двумя модулями TDB.

За основу был взят необходимый набор цифровых модулей для управления и считывания FEB (FEC, TTC и BEC). Для имитации входных сигналов использовался управляемый импульсный генератор. Управление цифровой системой и импульсным

генератором осуществлялось двумя персональными компьютерами, между которыми производилась синхронизация. В связи с тем, что лабораторный генератор имел только один выход, а каждый модуль FEB – 128 каналов, то для ускорения тестов было решено подавать сигнал от генератора сразу на 8 каналов FEB через резистивный множитель, который был заранее откалиброван. Таким образом, все 128 каналов одной FEB измерялись за 16 шагов. Во время теста измерялись такие характеристики каналов, как шум, усиление, линейность и также измерялась форма сигнала, по которой позже восстанавливались коэффициенты для математического описания конкретного полного канала следующей формулой в Лаплас-представлении для отклика на прямоугольный импульс:

$$A_{FEB} = A_{PZ} \cdot \frac{1+s \cdot t_z}{(1+s \cdot t_0) \cdot (1+s \cdot t_i)} \cdot A_{SH} \cdot \frac{s \cdot t_{sh}}{(1+s \cdot t_{sh})^3}, \quad (6.1)$$

где A_{PZ} и A_{SH} – коэффициенты усиления предварительного и основного формирователей; t_z , t_0 и t_i – временные константы предварительного формирователя; t_{sh} – временная константа основного формирователя.

Проверка триггерных каналов осуществлялась с помощью цифрового осциллографа и импульсного генератора. При этом проверялась цепочка «предварительный формирователь – линейный миксер – плата LSB». Фитирование триггерных сигналов осуществлялось формулой, подобной (6.1), но уже с учетом особенностей линейного миксера и LSB:

$$A_{TR} = A_{PZ} \cdot \frac{1+s \cdot t_z}{(1+s \cdot t_0) \cdot (1+s \cdot t_i)} \cdot A_{LM} \cdot \frac{s \cdot t_{sh}}{(1+s \cdot t_{sh})^2} \cdot A_{LSB}, \quad (6.2)$$

где A_{LM} и A_{LSB} – коэффициенты усиления линейного миксера и платы LSB, канал линейного миксера построен как $CR \cdot RC$ формирователь.

После фитирования полученные коэффициенты сравнивались с номинальными значениями. При отклонении их от номинальных значений больше установленной величины проводились дополнительные измерения для определения причин этих отклонений.

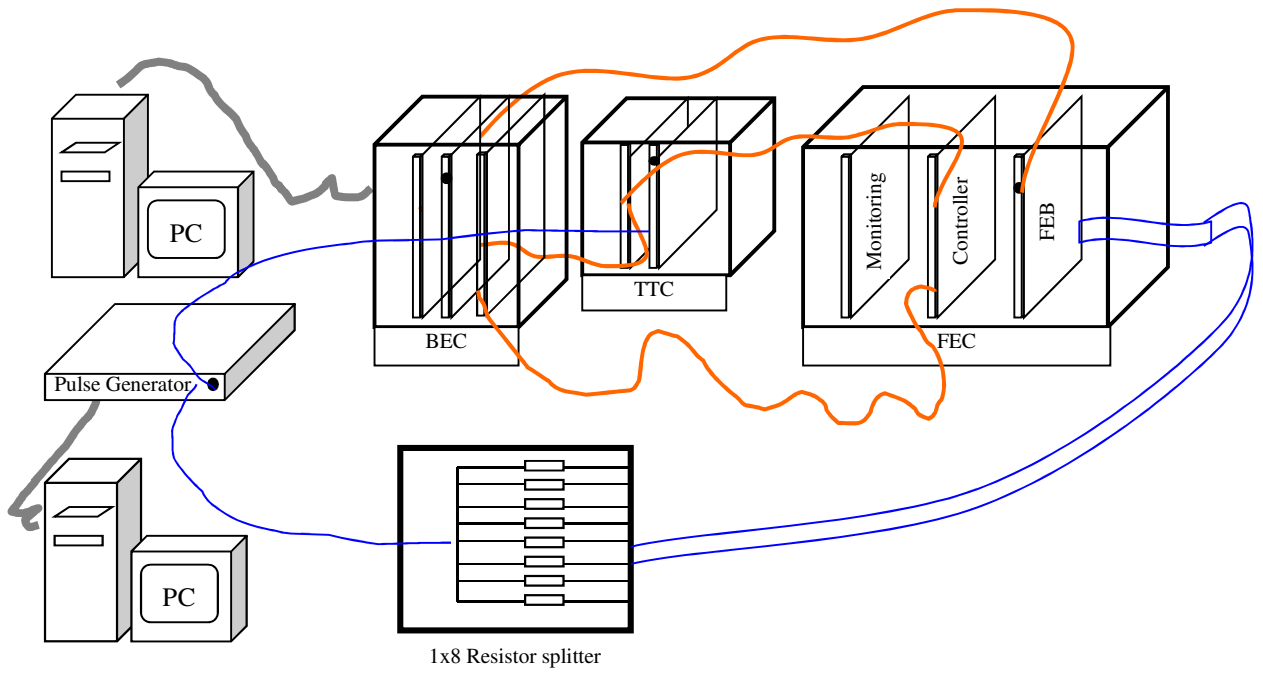


Рис.6.2. Система измерения модулей FEB. Система работала под управлением двух компьютеров, один из которых управлял считыванием оцифрованных сигналов с FEB, а другой управлял импульсным генератором и осциллографом.

7. Повторитель триггерных сигналов TDB

7.1 Принципы построения триггерной системы НЕС-калориметра

Принцип работы триггерной системы для калориметров – это сравнение поперечной энергии, выделенной в одной или нескольких триггерных башнях, с неким энергетическим порогом. В ATLAS принято устанавливать порог в триггере первого уровня в диапазоне 1 ГэВ ÷ 256 ГэВ.

Одно колесо НЕС-калориметра состоит из 32 клиновидных модулей, каждый из которых разбит на 24 ячейки по ϕ и η (см. раздел 1.4). Как было показано на рис.4.2, триггерная башня в НЕС строится из четырех ячеек, находящихся в четырех продольных сегментах калориметра с одинаковыми значениями ϕ и η , с помощью аналогового суммирования сигналов от этих ячеек. Суммирование происходит в линейном миксере LM, находящемся в формирователе (рис.2.4). В электромагнитном калориметре, где размеры ячеек меньше, чем в адронном, для построения триггерной башни необходимо суммирование сигналов в микромодуле LSB на FEB и в специальном модуле построения триггера TBB, где сигналы дополнительно выравниваются по времени и суммируются. В отличие от электромагнитного калориметра, в НЕС-калориметре сигналы уже скорректированы по времени соединительными кабелями и выровнены по форме в предварительном формирователе. Дальнейшее действие – это передача сигналов в систему триггера первого уровня с определенным усилением [45,46]. Коэффициенты усиления в триггерных каналах должны быть выбраны так, чтобы амплитуда приходящего в триггерную систему сигнала от частиц с поперечной энергией $E_T=256$ ГэВ равнялась 2.5 В. Приемники триггерных сигналов TR находятся на расстоянии 70 м от модулей FEB и являются универсальными для всех калориметров. Они обеспечивают плавную регулировку усиления сигналов в диапазоне от единицы до двойки. Изменение усиления осуществляется программным путем.

Цепь прохождения триггерных сигналов из модуля FEB до системы триггера первого уровня приведена на рис.7.1. Выбор сегмента или сегментов, включаемых в триггерную башню, производится программным способом в линейном миксере.

Поперечная энергия для каждой башни рассчитывается умножением величины продольной поглощенной энергии на синус угла η . Из-за большого диапазона углов недостаточно усиления в приемнике, поэтому предусмотрено дополнительное усиление в линейном миксере и на плате LSB. Усиление в линейном миксере устанавливается программным путем (либо 1, либо 3.5), а платы LSB разработаны двух типов с

коэффициентами усиления один и два. Используя комбинацию этих коэффициентов, значение усиления подбирается наиболее близким к необходимому, и далее оно плавно регулируется в приемнике триггерных сигналов.

Использование поканального выравнивания усиления в модуле триггера драйвера также возможно, но это привело бы к исключению универсальности модулей и производству нескольких типов таких модулей, специализированных для конкретного местоположения.

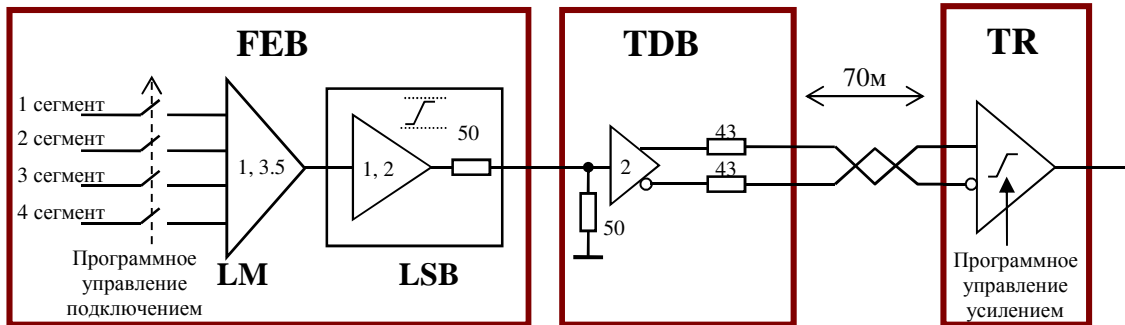


Рис.7.1. Схематическое изображение цепи формирования и передачи триггерных сигналов НЕС-калориметра в систему триггера первого уровня. Величины усиления линейного миксера и модуля LSB выбираются в зависимости от угла η данной триггерной башни. В приемнике триггерных сигналов TR осуществляется плавная регулировка усиления.

На рис.7.2 показано распределение амплитуд сигналов с $E_T=256$ ГэВ для всего диапазона углов η с соответствующим усилением в LM и LSB. Там же показаны необходимые коэффициенты усиления входного триггерного приемника, и они находятся внутри диапазона коэффициентов, разрешенного в приемнике. Видно, что триггерная башня с $\eta=15$ производит недостаточный по амплитуде сигнал, что обусловлено устройством калориметра. Эта триггерная башня состоит только из одной первой ячейки, а вторая и третья ячейки отсутствуют в башне конструктивно (рис.4.2). Основная часть энергии в этой башне выделяется в прилегающем к НЕС переднем калориметре FCAL.

Симулирование развития ливней в калориметре показало, что основная часть энергии будет выделяться в первых трех продольных сегментах НЕС-калориметра, и включение в триггерные башни ячеек из четвертого сегмента приведет только к увеличению шума в триггерном канале. Поэтому четвертый сегмент исключен из суммирования.

В связи с тем, что никакого дальнейшего суммирования и усиления сигналов в цепи НЕС-триггера не требуется, необходимо было разработать модуль, который принимает сигналы от LSB и передает их в систему триггера первого уровня. Поэтому модуль получил

название триггера драйвера TDB. Основное назначение модуля – это преобразовать сигналы из однополярных в дифференциальные и передать их в триггерный приемник по длинному кабелю на расстояние 70 м.

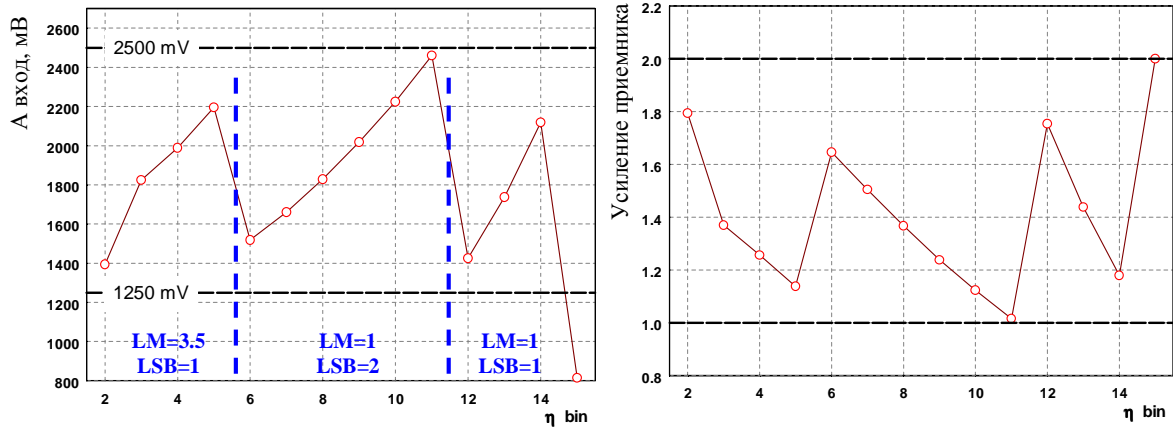


Рис.7.2. Расчетные входные амплитуды сигналов для энергий $E_T=256$ ГэВ для всех углов η с соответствующим значениями усиления в LM и LSB (слева). Требуемые коэффициенты усиления в приемнике TR, чтобы привести эти амплитуды до уровня 2.5 В (справа).

В переднем калориметре FCAL суммирование сигналов также заканчивается на уровне платы LSB, и дальнейшего суммирования не требуется. Поэтому модуль TDB также был выбран и как передатчик триггерных сигналов для калориметра FCAL.

Как уже указывалось в главе 1, одно колесо адронного торцевого калориметра HEC состоит из 32 модулей. Модули объединены в квадранты по 8 модулей в каждом (рис.6.1), и каждый квадрант обслуживается одним FEC-крейтом. В крейте располагаются 6 модулей FEB, один калибрационный модуль, один модуль управления TTC и два модуля TDB. Каждый HEC-модуль разбит на 24 η - ϕ сегмента, то есть имеет 24 триггерных башни, общее число триггерных башен в квадранте составляет 192. С одного модуля FEB выходят 32 триггерных сигнала, и от трех модулей FEB триггерные сигналы собираются на один модуль триггера драйвера TDB, который обслуживает 96 каналов.

7.2 Основные технические характеристики модуля TDB

Основные требования к техническим характеристикам при разработке триггера драйвера были выработаны на основе требований, предъявляемых к характеристикам полной цепи формирования и передачи триггерных сигналов [37]. Эти требования включают в себя как механическую совместимость с другими модулями, расположенными в переднем крейте FEC,

так и электрические характеристики. Основные электрические характеристики должны быть следующие:

- питание модуля от двух напряжений ± 7 В;
- потребляемая мощность не более 15 Вт;
- входное сопротивление 50 Ом $\pm 5\%$;
- частотная полоса пропускания сигналов не менее 500 МГц;
- усиление как отношение амплитуды выходного дифференциального сигнала к амплитуде входного однополярного сигнала $1 \pm 5\%$ на нагрузке 88 Ом;
- разброс усиления между каналами не более 1%;
- интегральная нелинейность каналов 1% в диапазоне амплитуд до 3 В;
- увеличение общего уровня шума триггерных каналов за счет собственного шума не более 5%;
- кросс ток между каналами не более 1%;
- выходное сопротивление каждой линии 43 Ом $\pm 5\%$;
- требование по радиационной стойкости как ко всей электронике, находящейся в FEC ($\gamma = 350$ Гр, нейтроны $= 3.2 \cdot 10^{12}$ н/см²).

Модули TDB построены на основе высокочастотных операционных усилителей AD8001AR/AD, изготовленных по биполярной технологии. Выбор данной технологии определяется требованием радиационной стойкости модулей, так как высокочастотные биполярные транзисторы легче переносят радиационное воздействие (см. раздел 4.1), то есть являются более радиационно-стойкими. Также операционные усилители данного типа обладают большим выходным током, что позволяет им работать на длинную линию без перегрузок.

Схема одного канала модуля TDB приведена на рис.7.3 . Каждый канал состоит из двух операционных усилителей, один из которых работает как инвертирующий усилитель, а второй – как неинвертирующий, для того чтобы трансформировать входной однополярный сигнал в выходной дифференциальный. Оба усилителя обладают абсолютным усилением по напряжению, равным 2, что необходимо для восстановления амплитуды сигналов после деления ее на последовательном резисторе 50 Ом, стоящим на выходе LSB, и входном сопротивлении TDB, равным тоже 50 Ом (рис.7.1).

Использование последовательного резистора на выходе разработанной в Брукхейвенской национальной лаборатории платы LSB для НЕС – факт более исторический, чем принципиальный. Такие резисторы были установлены на все типы LSB. Основная задача такого последовательного резистора в НЕС-цепи – это защита операционного усилителя от

емкостной нагрузки, которая может вызвать нежелательные осцилляции. По той же причине на выходах операционных усилителей в TDB установлены последовательные резисторы 43 Ом.

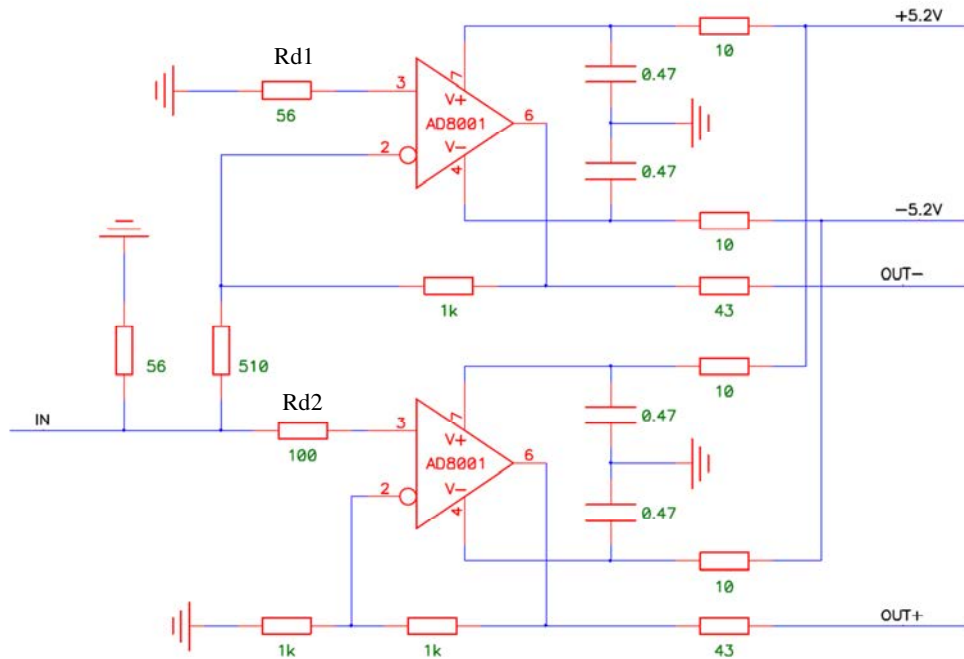


Рис.7.3. Схема одного канала модуля TDB, построенного на операционных усилителях AD8001AR/AD. Питание ± 5.2 В вырабатывается из входных ± 7 В регуляторами напряжения LHC4913 и LHC7913.

Идеология использования последовательного резистора на LSB заключалась в возможности видеть в приемнике неискаженный сигнал, поскольку передатчик сигнала имеет выходное сопротивление, равное волновому сопротивлению линии, а входное сопротивление приемника достаточно велико. Отражения, возникающие на входе приемника, полностью исчезают, возвращаясь на выход передатчика. Такое согласование линии, к сожалению, обладает некоторыми недостатками. Моделирование показало, что из-за невозможности обеспечить идеальное волновое сопротивление линии, а в нашем случае это печатные проводники и контакты разъемов, искажения за счет отражений достигают величин больших, чем в линии, которая нагружена с двух сторон на согласующие резисторы (рис.7.4). Также кросс ток, возникающий между каналами через паразитные емкости, в два раза выше в линии, согласованной с одной стороны (рис.7.5). Поэтому была выбрана комбинация, когда линия согласована с двух сторон, но при этом сигнал делится пополам, а потом усиливается в два раза. Увеличение электронного шума за счет деления сигнала и последующего его усиления операционным усилителем совсем незначительно.

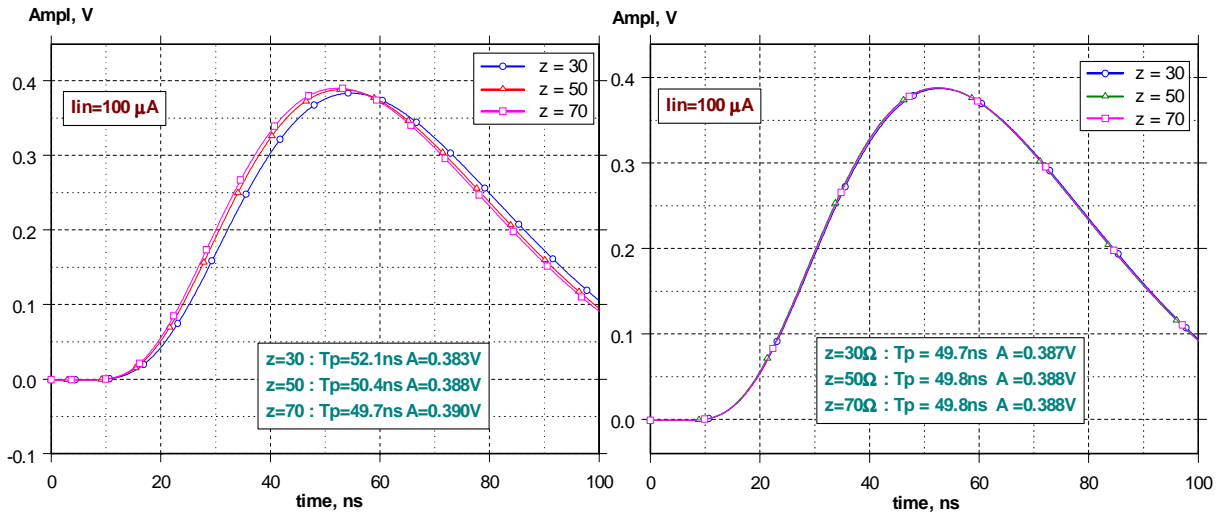


Рис.7.4. Отклики на выходе приемника триггерных сигналов на входной треугольный сигнал, полученные с помощью моделирования, для линии между LSB и TDB, согласованной с одной стороны (слева) и с двух сторон (справа). Моделирование произведено для линий с волновым сопротивлением 30 Ом, 50 Ом и 70 Ом. В случае одностороннего согласования искажения амплитуды достигают величины 1.8%, а смещение пика сигнала составляет 3 нс. В случае согласования линии с обоих концов амплитудные искажения не превышают 0.3%, а сдвиг пика сигнала менее 0.1 нс.

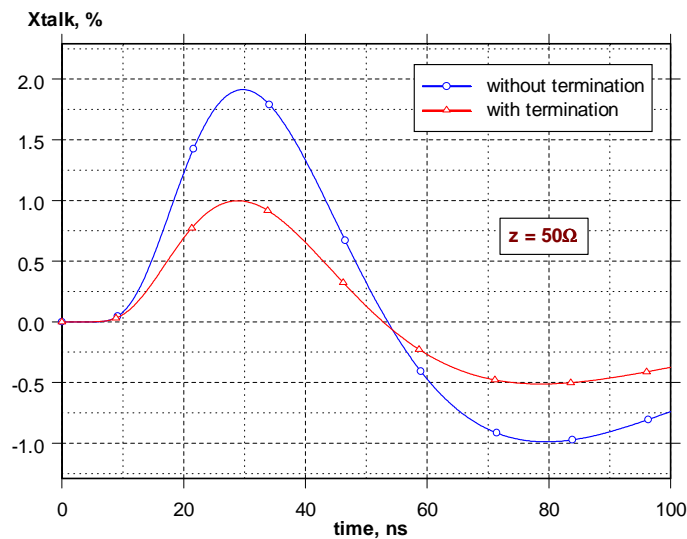


Рис.7.5. Моделирование кросс тока между триггерными каналами при наличии паразитной емкости между ними величиной 10 пФ. Моделирование сделано для волновой линии, когда она терминируется с одной стороны и с двух сторон.

Важной характеристикой усилителей является их устойчивость к самовозбуждению. С помощью программы PSPICE и модели операционного усилителя AD8001AR/AD, опубликованной фирмой производителем Analog Device, были построены диаграммы Боде, по которым можно судить об устойчивости схемы. Как показано на рис.7.6, изменение фазы

не превышает 170° при достижении коэффициента усиления без обратной связи единичного значения, что означает стабильную работу в рабочем диапазоне частот. При моделировании выход усилителя нагружался на емкость 3 нФ для имитации емкости длинного кабеля.

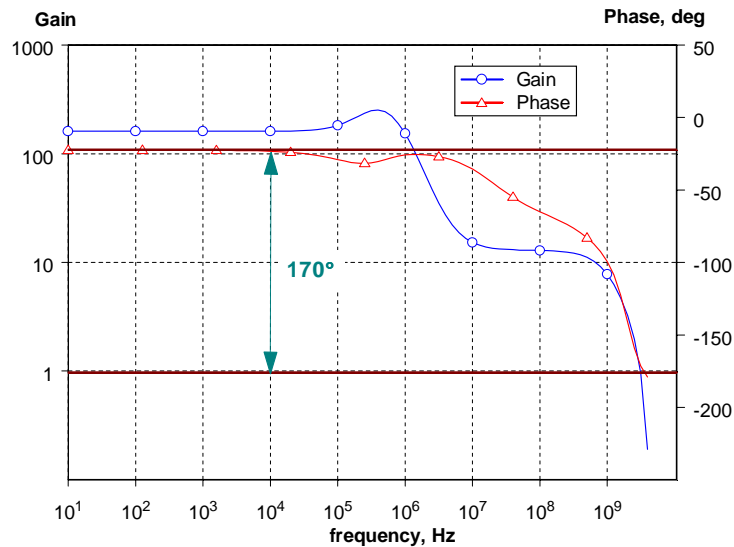


Рис.7.6. Диаграмма Бode усилительного каскада, построенного на операционном усилителе AD8001AR/AD. Поворот фазы не превышает 170° при достижении коэффициента усиления без обратной связи единичного значения.

7.3 Конструкция модуля и результаты измерений

Конструктивно модуль триггера драйвера выполнен как все модули, находящиеся в FEC. Но в связи с тем, что передача сигналов из TDB в триггерную систему осуществляется по шести кабелям с использованием разъемов типа DB37 и вся передняя панель модуля должна быть занята этими разъемами, было принято решение исключить из конструкции модуля принятую в FEC систему охлаждения (рис.7.7). Система охлаждения модулей – немаловажная часть конструкции крейта FEC, поскольку в его достаточно небольшом объеме сконцентрирована значительная потребляемая мощность (около 3 кВт). Вывод тепла из крейта необходим для поддержания рабочей температуры модулей. Потребляемая мощность TDB невелика, она составляет 15 Вт, и по расчетам выделенное тепло может быть удалено радиаторами, расположенными на соседних модулях.

Для того чтобы подтвердить это предположение, был проведен специальный тест, где использовались два модуля FEB с расположенными на них температурными датчиками (по два на каждом модуле) и один модуль TDB, вставленный между модулями FEB. Температура с датчиков считывалась автоматически каждые 12 секунд. Тест проводился в три этапа. На первом этапе питание было подано на все три модуля. В течение второго – модуль TDB был обесточен. После выдержки его без питания в течение 35-ти минут, питание модуля опять было включено. Показания четырех температурных датчиков FEB2_T1, FEB2_T2, FEB3_T1 и FEB3_T2 приведены на рис.7.8. Из рисунка следует, что выделяемое модулем TDB тепло практически не влияет на температурный режим соседних модулей, и модуль может быть использован без радиаторов охлаждения.

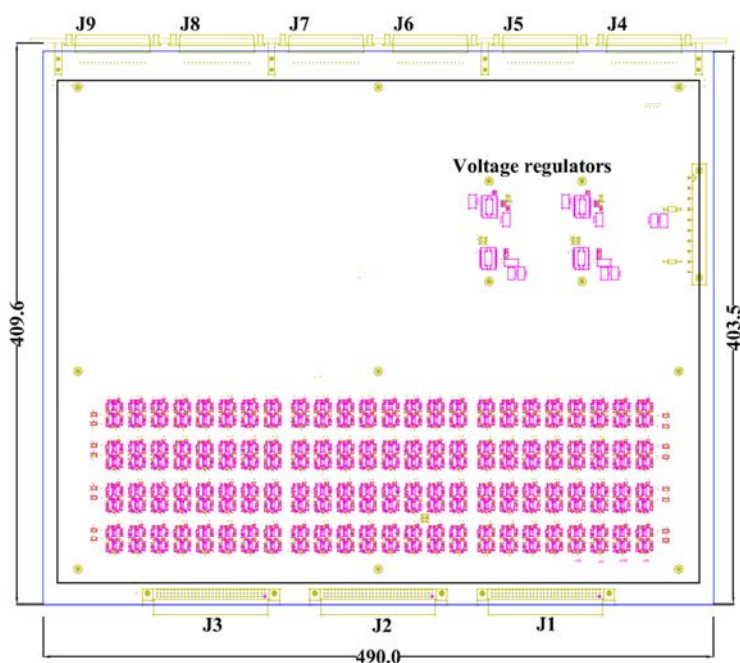


Рис.7.7. Внешний вид модуля TDB. Входные разъемы J4÷J9, выходные разъемы J1÷J3.

Основные электрические характеристики TDB были изучены на стадии проверки первых опытных образцов и после изготовления серийных модулей. К таким характеристикам можно отнести коэффициенты передачи, линейность, частотные и шумовые свойства.

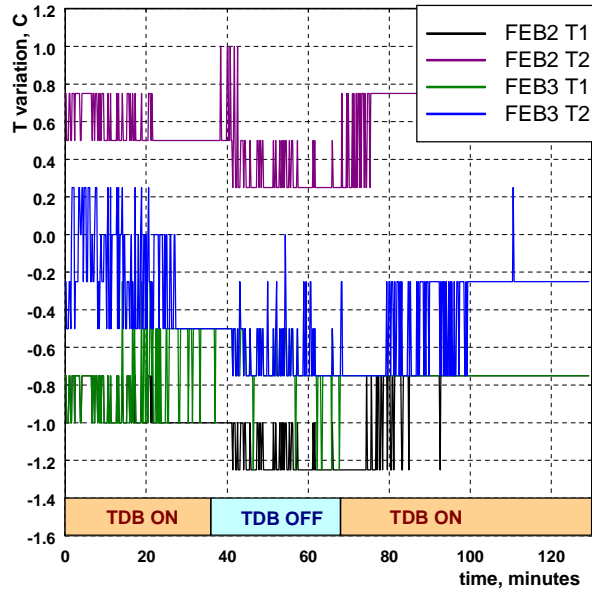


Рис.7.8. Влияние модуля TDB без охлаждения на температурный режим близлежащих модулей FEB. Изменение температуры в модулях FEB находится на уровне точности температурных датчиков.

Для оценки коэффициентов передачи, линейности и частотной характеристики использовалось измерение откликов каналов TDB на прямоугольный сигнал от высокоточного лабораторного генератора цифровым осциллографом. Измеренные отклики фитировались обратным преобразованием Лаплас функции:

$$U_{OUT}(s) = \frac{1}{s} \cdot \frac{U_g}{1+s\tau_g} \cdot \frac{1+s\tau_1}{1+s\tau_2} \cdot G_{TDB} \cdot \frac{1}{1+s\tau_{TDB}}, \quad (7.1)$$

где U_g – амплитуда импульса генератора,

τ_g – время нарастания импульса от генератора,

τ_1 и τ_2 – временные константы входного кабеля,

G_{TDB} – коэффициент передачи канала TDB,

τ_{TDB} – временная константа канала TDB.

Перед фитированием значения U_g , τ_g , τ_1 и τ_2 брались из предварительного измерения импульса от генератора и фиксировались. Полученные два основных параметра, коэффициент передачи и временная константа, приведены на рис.7.9. Величина коэффициента передачи близка к заданному значению, а разброс не превышает 0.3%. Средняя величина временной интегрирующей константы 0.7 ± 0.08 нс, что говорит о минимальном искажении формы сигнала, вносимом модулем TDB. Интегрирование такого порядка несравнимо меньше, чем интегрирование в линейном миксере, который включает в себя цепи однократного

дифференцирования и однократного интегрирования $CR\text{-}RC$ с постоянными времени 15 нс. Далее, в триггерном приемнике сигналы проходят дополнительную формировку на интеграторе с постоянной времени также 15 нс, что, в конечном итоге, полностью соответствует формировке сигнала в основном формирователе типа $CR\text{-}RC^2$. Перенос одного интегрирующего полюса в приемник связано с тем, что интегрирующая цепь работает как фильтр высокочастотных шумов, и, в данном случае, этот фильтр подавляет шумы, которые возникают после линейного миксера LM в цепях LSB, TDB и, в том числе, в длинном кабеле.

Так как TDB – модуль передачи аналоговых сигналов, следующим важным параметром является интегральная нелинейность каналов в полном диапазоне амплитуд. На рис.7.10 приведен пример линейности одного канала TDB и соответствующая интегральная нелинейность в этом диапазоне. Как следует из диаграммы, нелинейность в требуемом диапазоне сигналов до 3 В не превышает 0.1%, что типично для всех каналов TDB.

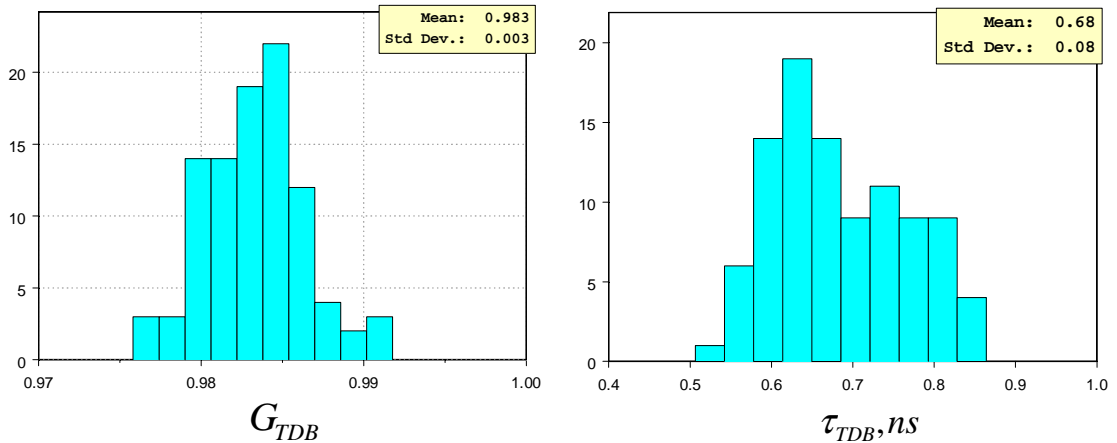


Рис.7.9. Распределение коэффициентов передачи каналов TDB (слева) и временная интегрирующая константа (справа)

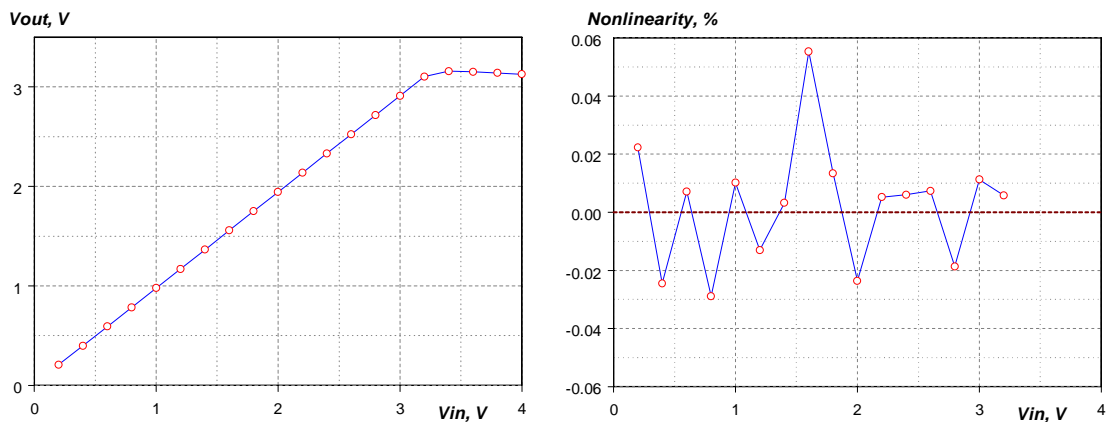


Рис.7.10. Типичный диапазон линейности каналов TDB и интегральная нелинейность в этом диапазоне.

Исследование шумовых характеристик осуществлялось с помощью цифрового осциллографа и спектрального анализатора. Было выявлено, что небольшие осцилляции иногда видны в некоторых каналах на положительных выходах в случае, если входы модуля TDB не нагружены на 50 Ом. Такое поведение высокочастотных операционных усилителей с токовой обратной связью известно на практике. Эти усилители очень чувствительны к дизайну печатной платы и к любым паразитным емкостям на входных и выходных выводах микросхем. Чтобы убрать влияние паразитной емкости линии, подходящей к положительному входу неинвертирующего усилителя, были использованы демпферные резисторы R_{d1} и R_{d2} (рис.7.3), которые полностью исключили осцилляции. Влияние величины демпферного резистора на величину выходного шума и частотную характеристику было изучено. На рис.7.11 показана зависимость выходного шума канала модуля и форма импульса в зависимости от номинала демпферного резистора. Из измерений следует, что демпферный резистор даже малого номинала уменьшает выходной шум усилителя при условии, что входная линия усилителя не нагружена. Выяснено, что увеличение шума происходит за счет наличия небольшой высокочастотной осцилляции, которая полностью исчезает, если входная линия нагружена на 50 Ом. А скоростные характеристики усилителя практически мало меняются с увеличением демпферного резистора.

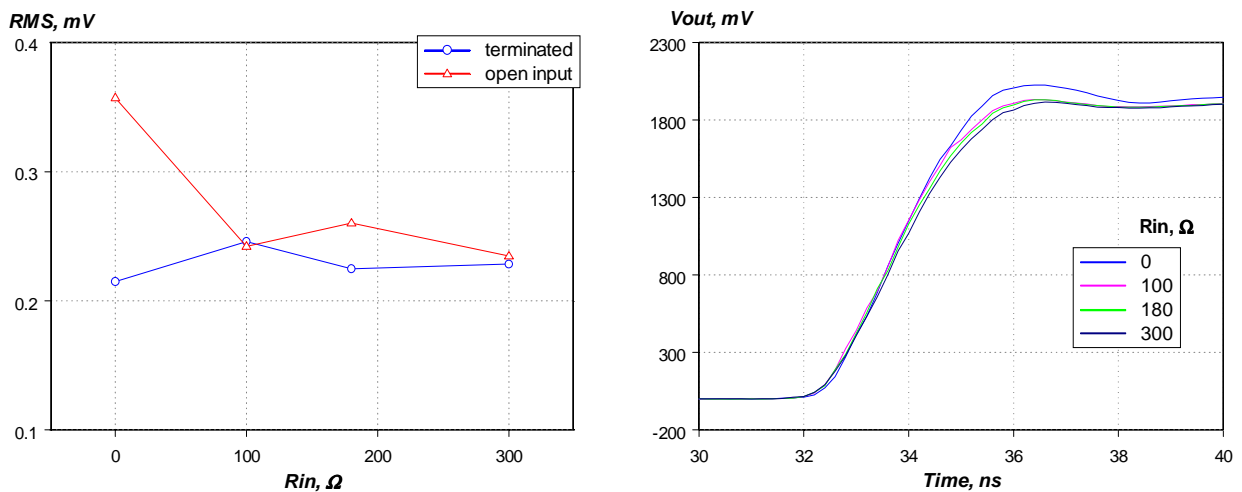


Рис.7.11. Влияние демпферного резистора на выходной шум канала TDB (слева) и на форму переднего фронта выходного импульса (справа). RMS шума измерены, когда входная линия нагружена (*terminated*) и без нагрузки (*open*).

После установки демпферных резисторов типичный собственный выходной шум в каналах модуля TDB был измерен с помощью спектрального анализатора в диапазоне частот 1÷500 МГц. Измеренная спектральная плотность шума составила $2 \cdot 10^{-4}$ мкВ²/Гц, что в

диапазоне частот после $CR \cdot RC^2$ фильтра с $\tau=15$ нс дает шум около 60 мкВ. Для значения шума на выходе LSB на уровне 0.5 мВ, который, в основном, определяется шумом от предварительных GaAs-усилителей, эта величина составляет менее 5%.

7.4 Радиационная стойкость модуля TDB

На модуле TDB используются только два типа активных компонентов – операционные усилители AD8001AR/AD и регуляторы напряжения LHC4913 и LHC7913.

Радиационная стойкость операционных усилителей была изучена группой специалистов при разработке модуля ТВВ для электромагнитного калориметра. Дозы составили $3.2 \cdot 10^{13}$ н/см² и 2180 Гр соответственно для нейтронов и γ , что значительно превышает прогнозируемые уровни доз (см. Таблицу 4.1).

Регуляторы напряжения разрабатывались специально для LHC, и их радиационная стойкость полностью удовлетворяет расчетным дозам в зоне, где находится TDB-модуль.

Используемые пассивные компоненты – керамические конденсаторы и пленочные резисторы, – менее подвержены радиационному воздействию.

8. PSPICE модели НЕС-калориметра

8.1 Электронная модель канала считывания

Немаловажной задачей было создание PSPICE-модели полного канала считывания с калориметра. Используя такую модель, достаточно легко прогнозировать или рассчитывать сигналы в цепи. Основываясь на знаниях моделей каждого отдельного элемента, общая модель была создана (рис.8.1). В нее вошли: модель калибрационного генератора (Cal Gen), модель предварительного усилителя с драйвером (PSB), модель предварительного формирователя (PZ), основного формирователя (SH) и цепи оцифровки (ADC). Дополнительно были включены модели соединительных кабелей, созданные на основе измеренных параметров [47]. Чтобы правильно учесть влияние кабелей на сигналы, каждый кабель представлен как модель коаксиального кабеля с омическими потерями и последующим Лаплас- преобразованием, которое включает в себя два полюса и один нуль и отвечает за частотные свойства кабеля.

Такая упрощенная модель, конечно, не учитывает все параметры цепи, например, кросс ток между ячейками за счет проводимости высоко резистивных слоев на электродах считывания, кросс ток в разъемах и т.д., но в значительной мере правильно описывает сигналы. На рис.8.2 показан пример сигнала от электрона с энергией 148 ГэВ, зарегистрированный в первом сегменте калориметра во время теста на пучке в ЦЕРН, и сигнал, полученный моделированием. Для лучшего совпадения были подобраны значения начального тока I_0 и времени дрейфа заряда в зазоре τ_{dr} . Если использовать коэффициент пересчета тока в энергию (1.8), то получим величину поглощенной энергии в первом сегменте 131.2 ГэВ. Эта величина вполне разумна, так как основная энергия электрона поглощается в первом сегменте, но часть энергии все-таки уходит из него. Также некоторая часть сигнала уходит в соседние ячейки как кросс ток через высоко резистивные слои электродов.

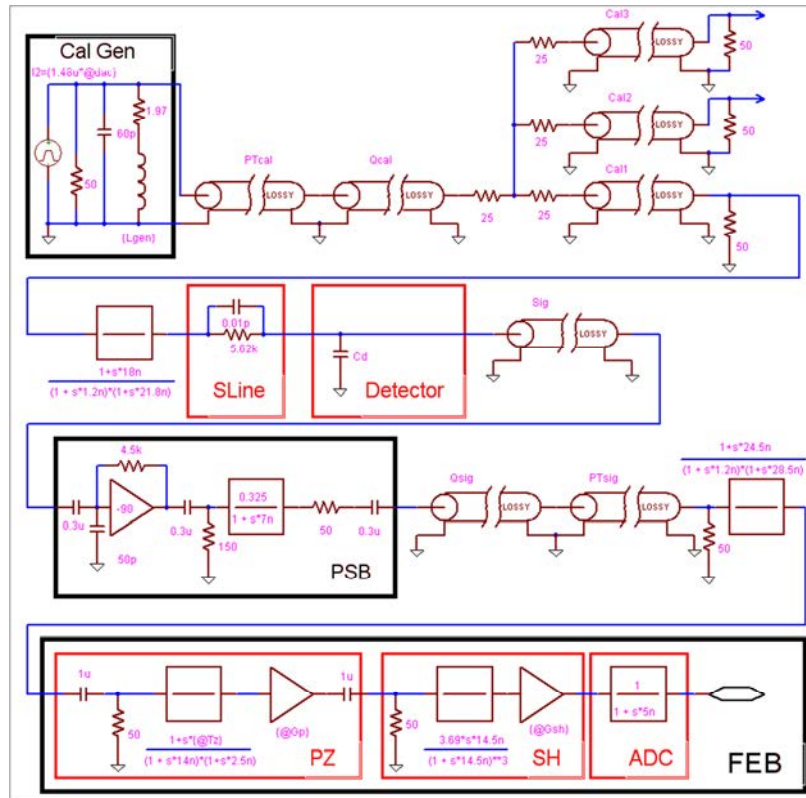


Рис.8.1. PSPICE-модель одного канала считывания с НЕС-калориметра. В модель дополнительно включены модели сигнальных кабелей, предложенных в [47].

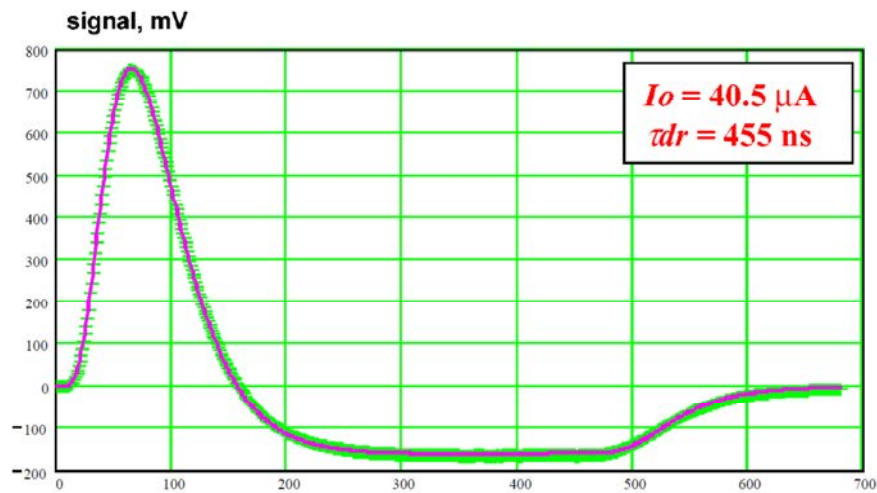


Рис.8.2. Сигнал от электрона 148 ГэВ (сплошная линия) и сигнал, полученный моделированием (кресты). При моделировании были подобраны амплитуда начального тока I_0 и время дрейфа τ_{dr} .

8.2 Модель ячейки калориметра

В электронной модели канала считывания (рис.8.1) сама ячейка калориметра представлена в виде обычной емкости, которую мы называем емкостью детектора. Создание реальной модели ячейки является очень сложным процессом, т.к. необходимо учесть не только влияние резистивных слоев, но и пространственную модель емкостей между всеми элементами. На рис.8.3 схематично показана половина зазора НЕС-калориметра с двумя чувствительными электродами и ее упрощенная плоскостная модель. В реальной разработанной модели количество резисторов и конденсаторов приближается к нескольким сотням, так как она сделана трехмерной. Емкости в модели рассчитаны так, чтобы их суммарная величина составляла величину емкости данной площадки с соответствующим зазором между проводящими слоями. Величина единичного резистора выбирается так, чтобы сопротивление составляло в конечном итоге 1 Мом/□.

Для расчета некоторых сигналов, подобных представленным на рис.8.2, достаточно использовать простую модель, где ячейка представлена в виде одного конденсатора. При изучении более тонких процессов лучше использовать сложную модель чувствительного зазора.

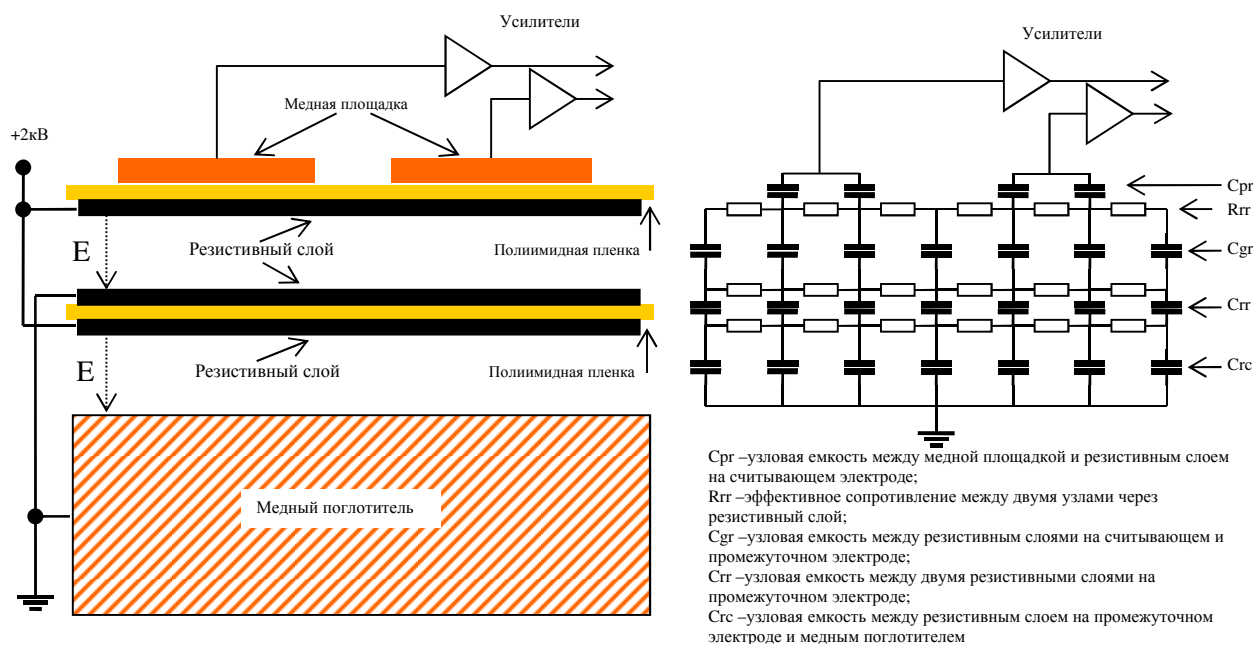


Рис.8.3. Схематичный вид половины зазора со считывающим и трансформирующим электродами (слева) и его упрощенная PSPICE-модель (справа). На рисунке приведен только принцип построения модели.

8.3 Моделирование ложных сигналов в калориметре

Сложная модель ячейки калориметра была использована для моделирования случайных ложных сигналов, обнаруженных в установке после введения ее в эксплуатацию. Сигналы были обнаружены с помощью триггера первого уровня, настроенного на сигналы от калориметра. Эти ложные сигналы достаточно редки (на уровне единиц мГц), имеют отличную от пролета частиц форму, но имеют значительную амплитуду (рис.8.4). Форма сигналов соответствует сигналу с очень быстрым фронтом и коротким экспоненциальным спадом. Встречаются сигналы обратной полярности, но они, как правило, в крайних каналах. Временная константа экспоненты спада быстрых сигналов колеблется в диапазоне $10 \div 50$ нс со средним значением ~ 20 нс (рис.8.5).

Была сделана попытка смоделировать такие сигналы. Для этого идеальный источник импульсного тока подключался к разным узлам модели, и получаемые сигналы сравнивались с сигналами, зарегистрированными в установке. Было выяснено, что сигналы похожей формы могут появляться, если в аргоновом зазоре происходит микроразряд, и в зависимости от местоположения этого разряда могут получаться такой формы сигналы. Так, если разряд происходит между двумя высоко-резистивными слоями вне площади считывающего медного электрода, то на электроде можно зарегистрировать даже сигнал обратной полярности, подобный сигналу на рис.8.4 справа.

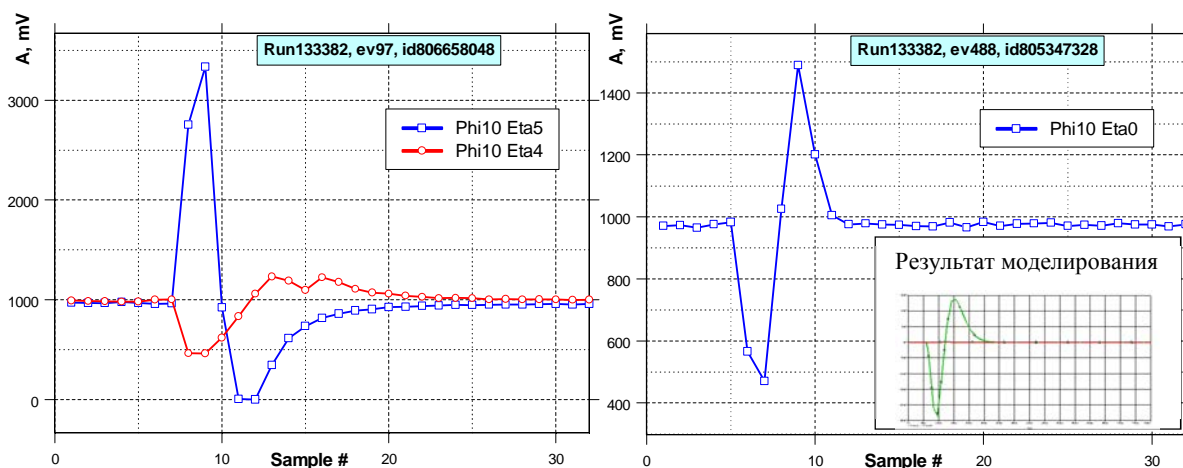


Рис.8.4. Примеры зарегистрированных ложных сигналов: быстрый положительный сигнал в одном канале (Phi10 Eta5) и сопутствующий сигнал в соседнем канале (Phi10 Eta4) – диаграмма слева; одиночный отрицательный сигнал (Phi10 Eta0) – диаграмма справа. В углу на правой диаграмме приведен пример сигнала, полученного моделированием программой PSPICE.

Для исследования в лабораторных условиях процесса возникновения ложных сигналов и проверки модели был создан стенд. В нем использовались электроды, разработанные для мини-модуля НЕС установки HiLumi (см. главу 9) и изготовленные по той же технологии, как в НЕС-калориметре установки ATLAS. Эти электроды имеют четыре чувствительные медные площадки с внешним размером 5.5 см^2 . Разработанная небольшая механическая платформа позволила собирать и испытывать зазор практически любой конфигурации. Были изучены все типы электродов и материалы, из которых они изготовлены. Во время испытаний было подтверждено, что ложные сигналы, подобные обнаруженным в ATLAS, появляются при контакте хоникомба с высоко-резистивным слоем, нанесенным на электроды, при подаче на этот слой высокого напряжения. Дальнейшие исследования показали, что такие же сигналы можно зарегистрировать даже при контакте хоникомба с металлом, но в такой комбинации частота сигналов значительно меньше. После проведения более трехсот опытов выяснилось, что появлению сигналов способствует наличие влаги в хоникомбе, причем установлена строгая зависимость частоты и амплитуды сигналов от влажности хоникомба.

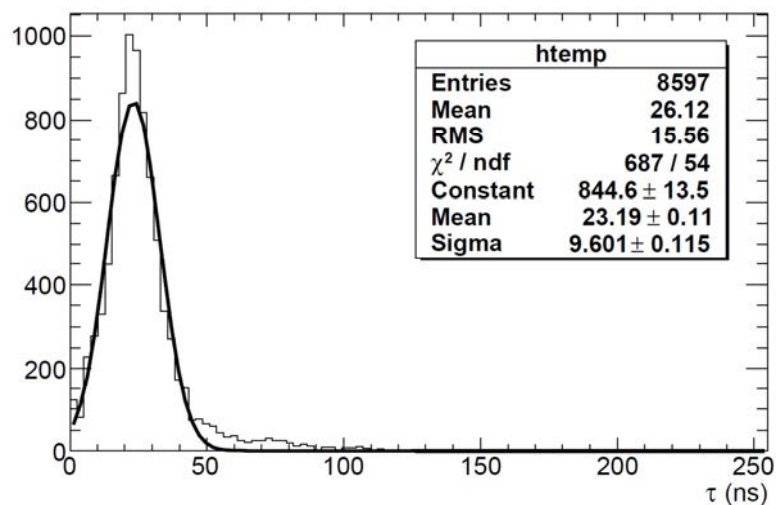


Рис.8.5. Распределение временной константы экспоненциального спада ложных сигналов.

Наибольший интерес для изучения представляла конфигурация, показанная на рис.8.6. В данной конфигурации исследуемый зазор собран из чувствительного электрода с двумя матами хоникомба и все это помещено между двух алюминиевых пластин. Для увеличения поверхности соприкосновения электрода с хоникомбом и, соответственно, увеличения статистики редких сигналов высокое напряжение подавалось на обе стороны электрода. Съем сигналов производился с двух из существующих четырех падков.

Для снятия зависимости скорости появления ложных сигналов от влажности данный исследуемый зазор был помещен в вакуумную камеру, а перед этим хоникомб был насыщен влагой с помощью пара. Далее, создавая вакуум в камере до 1 миллибара и заполняя ее сухим азотом, производилось высушивание объема, в том числе и хоникомба. После каждого этапа высушивания осуществлялась регистрация ложных сигналов. С каждым этапом частота появления ложных сигналов уменьшалась (рис.8.7), что соответствовало постепенному удалению влаги из хоникомба. Этот процесс оказался очень медленным, что объяснялось пористой структурой самого хоникомба.

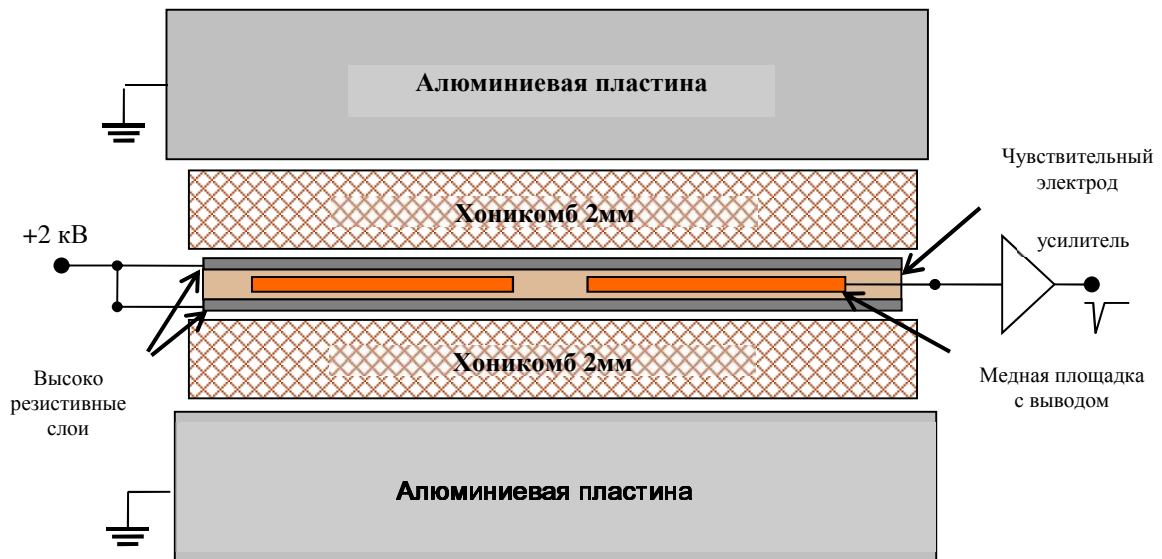


Рис.8.6. Схематичное изображение исследуемого зазора, состоящего из чувствительного электрода и двух пластин хоникомба, помещенных между двух заземленных алюминиевых пластин.

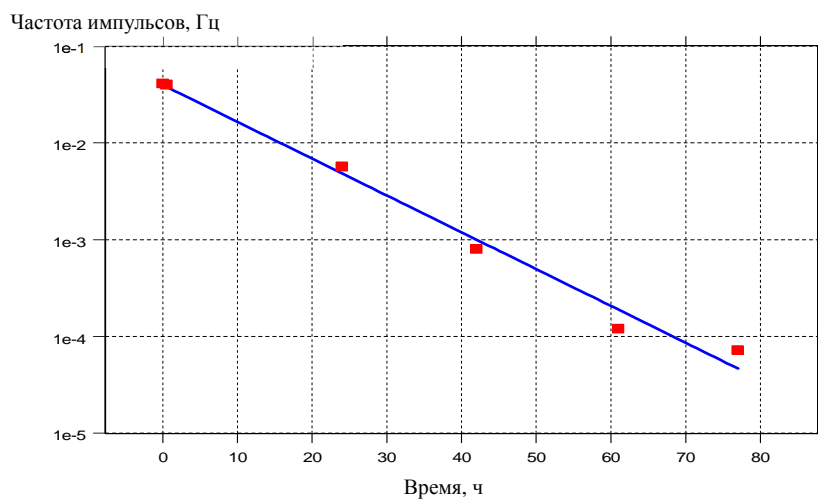


Рис.8.7. Зависимость частоты регистрируемых ложных сигналов в исследуемом зазоре от времени вакуумной откачки, производимой для высушивания объема.

9. Эксперимент с высокой светимостью

Изучение поведения жидкоаргоновых калориметров установки ATLAS является важной задачей для запланированного перехода коллайдера LHC на более высокую светимость HL-LHC (High Luminosity LHC). При этом ожидается увеличение светимости более чем в 10 раз, что может привести к серьезным последствиям в работе калориметров, проблемам с восстановлением сигналов от них и ужесточении требований к радиационной стойкости материалов и электроники. Для оценки поведения калориметров при таких нагрузках была построена установка, названная HiLumi [48,49], на пучке протонов с высокой интенсивностью на ускорителе У-70 ФГБУ ГНЦ ИФВЭ. Максимальная интенсивность этого пучка достигает 10^{13} протонов в секунду (п/с), что превышает расчетную интенсивность в различных калориметрах при запланированной светимости HL-LHC. Маленькие модули каждого типа калориметров были изготовлены и помещены в отдельные криостаты (рис.9.1). Так как каждый калориметр в ATLAS работает с различными частицами и разной поглощаемой энергией, зависящей от радиальной и продольной позиции, элементы абсорберов были использованы для того, чтобы приблизить условия для каждого калориметра к условиям в ATLAS.

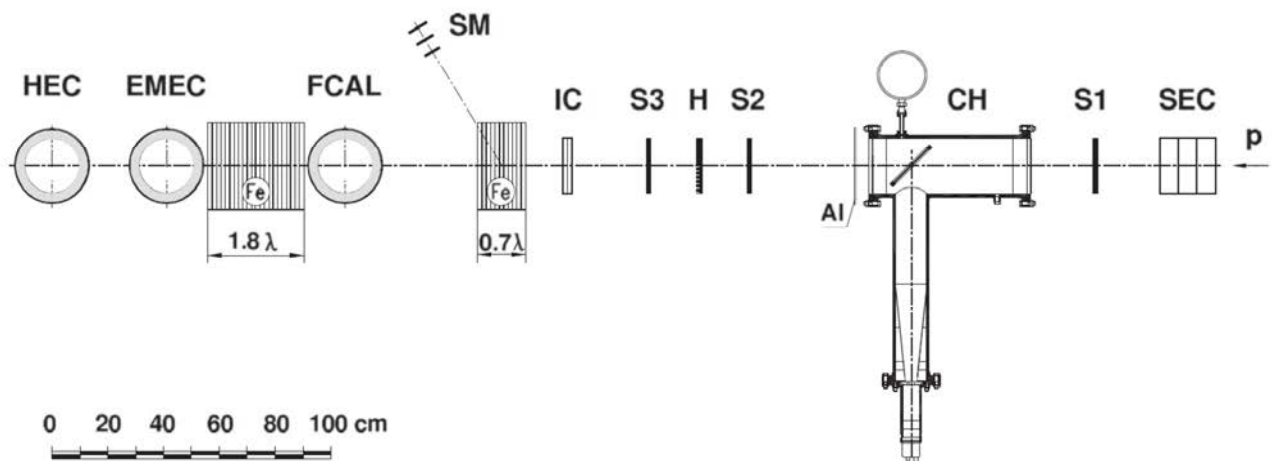


Рис.9.1. Схематическое изображение установки: три криостата с тремя модулями HEC, EMEC, FCAL и соответствующими абсорберами из железа; пучковое оборудование, включающее в себя сцинтилляционные счётчики (S1, S2 и S3) и годоскоп (H). Интенсивность пучка контролировалось камерой вторичной эмиссии (SEC), черенковским счетчиком (CH), ионизационной камерой (IC), сцинтилляционным счетчиком (SM) и алюминиевыми фольгами.

Одной из главных задач установки было оценить влияние объемного заряда, возникающего за счет медленно дрейфующих положительных ионов, на деградацию сигнала. Особое внимание уделялось определению мобильности ионов аргона и скорости

рекомбинации как функции электрического поля при различных интенсивностях пучка. Интенсивность пучка менялась в диапазоне от 10^6 до 10^{12} п/с. Для более детального изучения индивидуальных сигналов пучок от ускорителя банчировался, чтобы уменьшить наложения сигналов друг на друга. Расстояние от отдельно стоящего банча до следующих банчей составляло около 1 мкс, чтобы в это окно полностью уместился сигнал вместе с его спадом. Для мониторинга пучка использовались несколько детекторов. Это связано с тем, что не все детекторы могут работать во всем диапазоне интенсивностей. Так, например, счетчики S1, S2, S3 и годоскоп H использовались только до интенсивностей 10^7 п/с. При больших интенсивностях эти детекторы убирались из пучка и использовались ионизационная камера IC (до $7 \cdot 10^7$ п/с) и камера вторичной эмиссии (выше $3 \cdot 10^{10}$ п/с). Для измерения интегрального потока протонов использовались алюминиевые фольги, которые помещались непосредственно на криостаты.

В начале эксперимента было замечено, что интенсивность пучка меняется от банча к банчу. Чтобы учесть эту корреляцию, был установлен черенковский счетчик СН, который позволил оценивать количество протонов внутри каждого банча с точностью около 10% [50]. Так как измерения проводились в широком диапазоне (от 1 до 10^6 протонов в банче), для каждой интенсивности внутреннее давление в счетчике и величина высокого напряжения на фотоумножителе варьировались. Также внутри счетчика для его калибровки были установлены светодиоды синего и зеленого цвета.

Сигнал от черенковского счетчика оцифровывался двумя каналами АЦП: один был синхронизован с частотой ускорителя и давал информацию об интенсивности внутри всего цикла ускорителя, а второй работал с частотой 250 МГц и позволял видеть ситуацию в банчах. Точность показаний черенковского счетчика в сравнении с показаниями ионизационной камеры, камеры вторичной эмиссии и алюминиевых фольг во всем диапазоне интенсивностей составила около 20%.

Для эксперимента были изготовлены мини-модули калориметров по технологии, по которой были изготовлены модули для установки ATLAS. Исключение составило использование двух типов модулей калориметра FCAL. Для установки ATLAS калориметр был изготовлен с размером зазора жидкого аргона величиной 269 мкм, а для данного эксперимента использовались два типа зазоров 119 мкм и 269 мкм. Уменьшение зазора приводит к укорачиванию сигнала и, соответственно, уменьшению вероятности наложений сигналов друг на друга. Одновременно с этим уменьшается расстояние, которое должны проходить ионы аргона до обкладок.

Для изучения медленных процессов от ионов важно знать чистоту аргона в течение эксперимента, потому что рекомбинация электронов на любых примесях происходит так же, как на ионах аргона. Поэтому каждый криостат был оснащен системой измерения чистоты аргона. Измерение чистоты осуществлялось двумя способами: приборами измерения чистоты жидкого аргона, разработанными специально для эксперимента ATLAS и помещаемыми внутрь криостатов, и прибором измерения чистоты аргона в газообразной фазе – газовым анализатором. Чистота газообразной фазы контролировалась постоянно в течение всего эксперимента, а измерители чистоты жидкого аргона включались только на начальной стадии. Это обусловлено тем фактом, что эти измерители основаны на измерении количества заряда, образовавшегося в аргоне от воздействия α и β излучения, и они не могут работать после активации жидкого аргона и самих модулей, происходящей в криостатах после первых же облучений пучком. Уровни чистоты, измеренные двумя типами измерителей, отличались друг от друга не более чем на 0.1 ppm.

Активация самого аргона была оценена с помощью облучения протонным пучком с энергией 50 ГэВ в сосуде Маринелли [51]. Интегральная доза от протонного пучка, набранная в специальном тесте, была измерена с помощью алюминиевой фольги и составляла $8.8 \cdot 10^{14}$ протонов. После облучения в аргоне были обнаружены следующие радионуклиды: ^{24}Na , ^{28}Mg , ^{38}S , ^{38}Cl , ^{39}Cl и ^{41}Ar с временами полураспада от нескольких десятков минут до нескольких часов, что подтвердило невозможность во время облучения использовать электронный измеритель чистоты аргона.

В установке была использована в основном электроника, разработанная для тестов модулей НЕС на пучке в ЦЕРН [13], но специально переработанная автором для данного эксперимента. Вместо холодных GaAs-усилителей было решено использовать 50-омную версию OT усилителей, что позволило однотипно считывать информацию с всех трех калориметров. На рис.9.2 приведено схематичное изображение цепи считывающей электроники с одного канала НЕС-калориметра. Схема считывания с ЕМЕС-калориметра полностью совпадает со считыванием с НЕС-калориметра. Отличие цепи FCAL-калориметра состоит в том, что калибрационные сигналы подаются не непосредственно на модуль, а на вход усилителей, расположенных на FEB. Такое подключение калибрационных сигналов приводит к появлению отражений, которые искажают форму сигнала, но методика обработки таких сигналов уже была разработана на установке ATLAS.

Использование двух линейных драйверов одного и того же сигнала в системе считывания обусловлено тем, что можно использовать два модуля АЦП с тактовой частотой 40 МГц и получить временное разрешение 12.5 нс вместо 25 нс. Для этого на второй модуль

АЦП подается тактовая частота со сдвигом на 12.5 нс. Такое увеличение тактовой частоты АЦП необходимо для более точной реконструкции формы сигналов при изучении тонких процессов.

В жидком аргоне скорость дрейфа электронов при умеренной напряженности электрического поля пропорциональна величине этой напряженности:

$$v_{-} \cong \mu \cdot E , \quad (9.1)$$

где μ – подвижность электронов, E – напряженность электрического поля.

Для напряженности поля около 1 кВ/мм скорость дрейфа электронов в жидкоаргоновом зазоре НЕС равна примерно 5 мм/мкс и подвижность ~ 50 см²/(В·с). Подвижность положительных ионов аргона значительно меньше и обычно оценивается величиной $\mu_{+}=1.0 \cdot 10^{-3}$ см²/(В·с), что означает прохождение зазора в 2 мм за 20 мс. Таким образом, при большой интенсивности положительные ионы накапливаются внутри зазора и искажают как внутреннее электрическое поле, так и увеличивают скорость рекомбинации электронов. По мере увеличения количества положительных ионов в аргоне, наступает критическое состояние, когда суммарный заряд ионов достигает величины заряда на обкладках, задающих поле в зазоре. Можно говорить о критической скорости ионизации объема D_c , когда скорость ионизации D_i достигает величины скорости ухода ионов из объема. Отношение скорости ионизации к критической скорости принято называть режимом ($R= D_i / D_c$). Так, для установки ATLAS при светимости 10^{34} см⁻²с⁻¹ рабочие режимы калориметрических ячеек оцениваются как $R < 0.2$ для ЕМЕС, $R < 0.067$ для НЕС и $R < 0.12$ для FCAL. Очевидно, что при $R > 1$ произойдут серьезные нарушения в форме и амплитуде сигналов, и информация о поглощенной энергии в калориметре станет недостоверной.

Математическое описание процессов в жидком аргоне, связанных с образованием положительных ионов, и влияния рекомбинации на форму сигнала были представлены в [15,52,53]. Расчетные формы токовых сигналов в зазоре ЕМЕС-калориметра и соответствующие формы сигналов после формирователя при различных интенсивностях показаны на рис.9.3. Из рисунка следует, что при интенсивностях более 10^8 п/с форма сигнала от калориметра начинает заметно меняться и из треугольной превращается в сигнал с экспоненциальным спадом. При дальнейшем увеличении интенсивности амплитуды сигнала и отклика после формирователя падают, что приводит к ошибке измерения энергии.

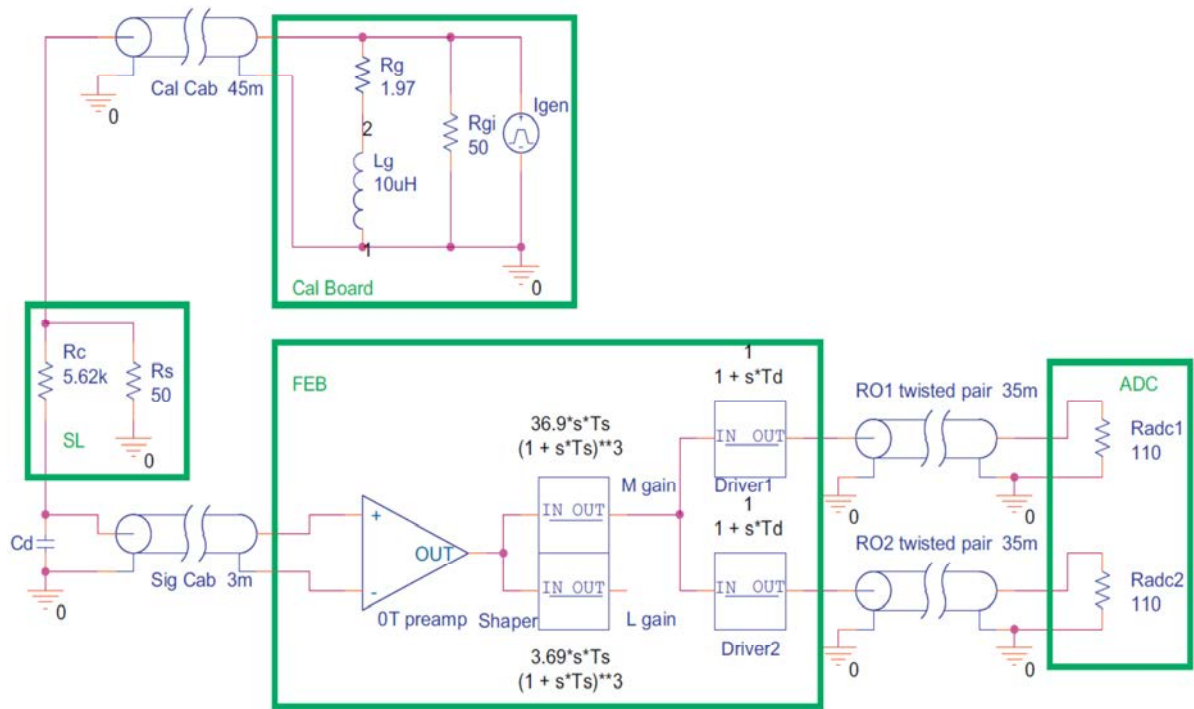


Рис.9.2. Схематичное изображение считывания с одного из каналов НЕС-калориметра на установке HiLumi. Здесь Cal Board – это калибрационный модуль, который вырабатывает калибрационные сигналы, приходящие в ячейку модуля калориметра (Cd) через 45-метровый кабель. Сигнал с детектора подается на предварительный усилитель 0Т, расположенный на модуле FEB, по коаксиальному 3-метровому кабелю, где он формируется в формирователе (Shaper) и с помощью двух линейных драйверов передается на модуль АЦП (ADC).

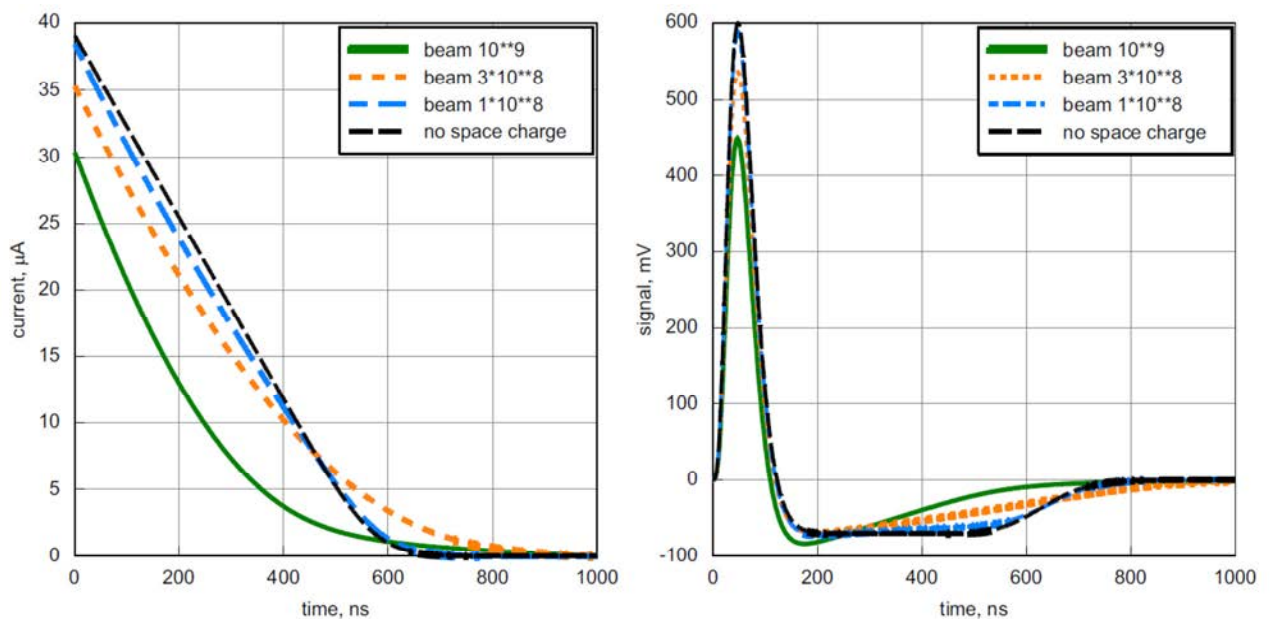


Рис.9.3. Расчетная форма токовых сигналов в зазоре ЕМЕС-калориметра (слева) и соответствующие сигналы на выходе формирователя при разных интенсивностях протонного пучка для напряжения в зазоре 1200 В.

На рис.9.4 приведены измеренные нормализованные сигналы с ЕМЕС-калориметра для двух различных напряжений в зазоре. При низкой интенсивности (<25 п/банч) легко прослеживается зависимость скорости дрейфа от напряженности поля в зазоре по длине отрицательной части сигнала. При больших интенсивностях, за счет рекомбинации электронов на ионах аргона, сигнал от калориметра из первоначального треугольного превращается в сигнал с экспоненциальным спадом, и на выходе формирователя зависимость отрицательной части сигнала от напряженности поля практически не прослеживается. Следует отметить, что в других калориметрах искажения сигналов аналогичны искажениям сигналов, приведенным для ЕМЕС.

Зависимость амплитуды сигналов от интенсивности для всех калориметров также были изучена и результаты приведены на рис.9.5. На диаграммах величина амплитуды представлена в виде количества отсчетов АЦП, деленного на количество протонов в секунду. Из-за неопределенности в фитировании (результат фита – зеленые линии) не использовались данные при очень низкой и очень высокой интенсивности. Симулирование с помощью метода Монте-Карло показало, что при низкой интенсивности неопределенность в поглощенной энергии достигает 46% , при этом стабильность интенсивности пучка не превышает 20%. При очень больших интенсивностях неопределенность возникает из краткосрочного насыщения электронных цепей считывания.

С помощью фитирования определены критические интенсивности. Для калориметров НЕС и ЕМЕС критическая интенсивность практически одинакова и равна $\sim 1.7 \cdot 10^8$ п/с, что легко объяснимо, так как напряжения в зазоре (1.2 кВ) и величины зазоров (2 мм) в том и другом случае равны. Для калориметров FCAL269 и FCAL119 критическая интенсивность значительно выше, так как аргоновые зазоры меньше и составляют соответственно 269 мкм и 119 мкм.

Если рассматривать критическую интенсивность для калориметра ЕМЕС по отношению к условиям LHC, то при светимости $10^{34} \text{ см}^{-2} \text{ с}^{-1}$ интенсивность пучка должна быть $8.9 \cdot 10^7$ п/с. Учитывая, что ЕМЕС в ATLAS работает при напряжении в зазоре 2 кВ, что увеличивает критическую интенсивность до $4.6 \cdot 10^8$ п/с, а это выше рабочей зоны ЕМЕС-калориметра. Такая же ситуация и для НЕС-калориметра: при светимости LHC $10^{34} \text{ см}^{-2} \text{ с}^{-1}$ интенсивность пучка должна составлять $4.8 \cdot 10^7$ п/с, и, с учетом рабочего напряжения НЕС в ATLAS (1.8 кВ), критическая интенсивность для НЕС составит $\sim 4.0 \cdot 10^8$ п/с. В случае FCAL при светимости $10^{34} \text{ см}^{-2} \text{ с}^{-1}$ интенсивность достигнет величины $6.7 \cdot 10^8$ п/с и приблизится к критической интенсивности калориметра, так как в ATLAS используется передний калориметр с зазором 269 мкм. Поэтому в ATLAS обсуждаются планы о замене переднего

калориметра на калориметр с меньшим зазором, например 119 мкм, у которого критическая интенсивность значительно выше.

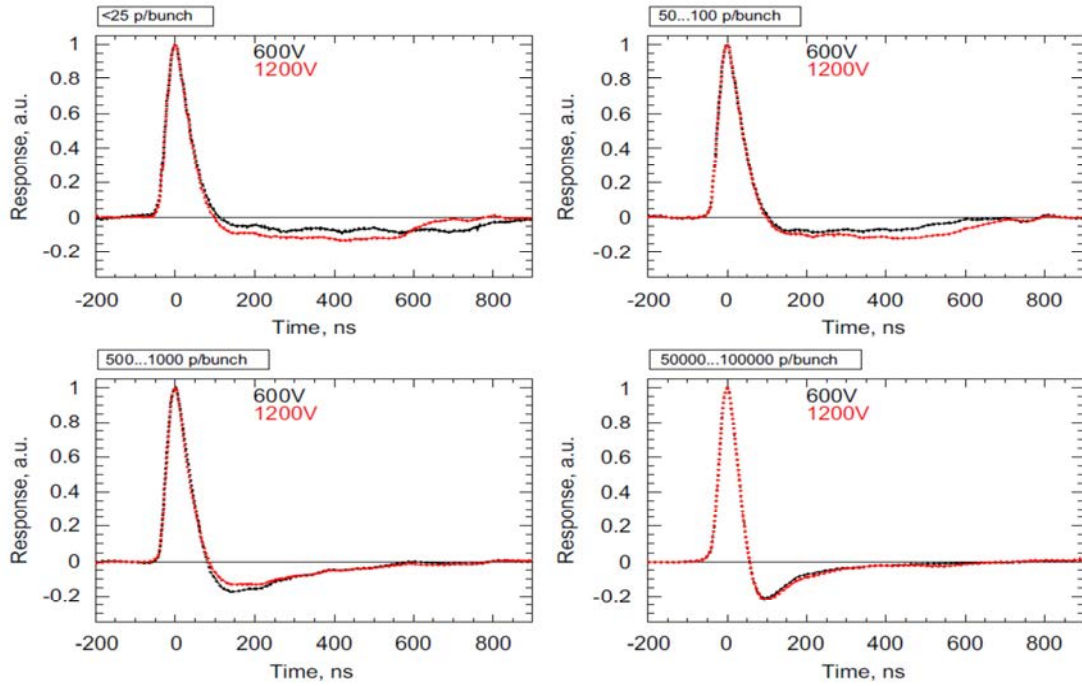


Рис.9.4. Формы сигналов от ЕМЕС-калориметра при разных интенсивностях протонного пучка для двух напряжений в зазоре 600 В и 1200 В.

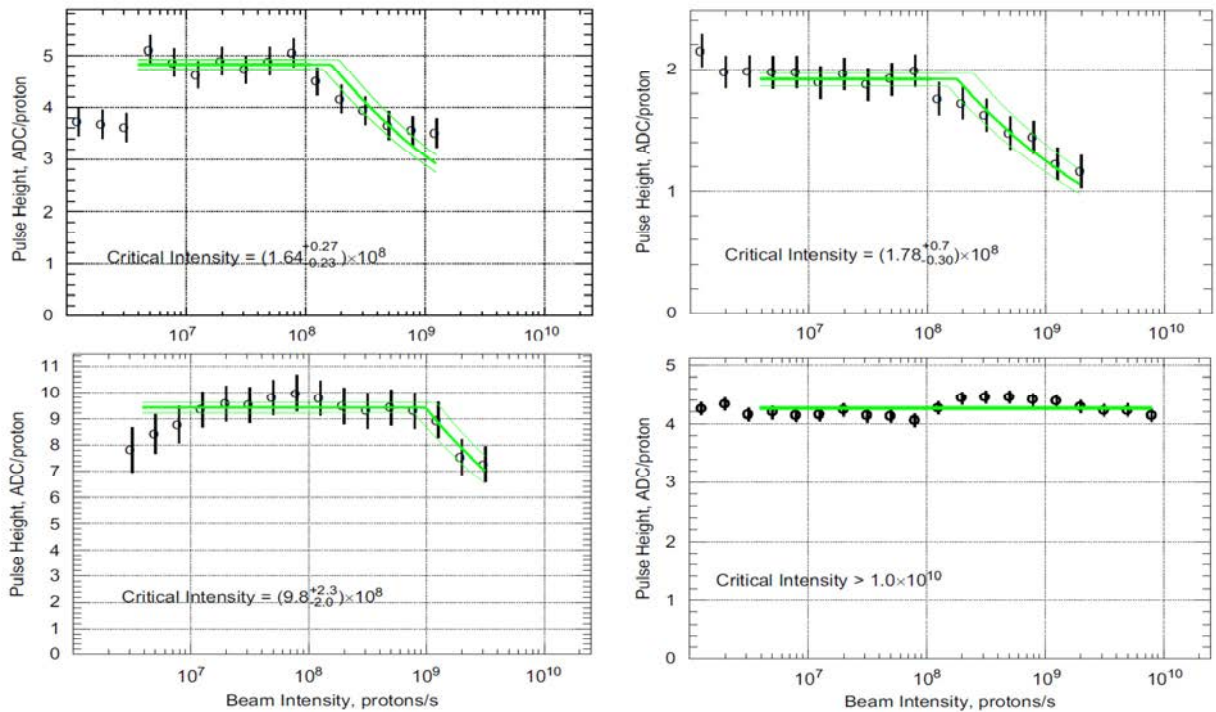


Рис.9.5. Зависимость амплитуды сигналов калориметров от интенсивности (вверху слева и справа ЕМЕС и НЕС соответственно при напряжениях 1.2 кВ, внизу слева и справа FCAL269 и FCAL119 соответственно при номинальном напряжении 250 В и 100 В). Сплошными линиями показаны результаты фитирования.

Заключение

Данная диссертационная работа посвящена разработке и созданию торцевого адронного калориметра НЕС и, в первую очередь, регистрирующей электроники для него. Калориметр НЕС является важной частью установки ATLAS для экспериментальных исследований на LHC. Основные характеристики калориметра, полученные при проведении тестов на пучке в ЦЕРН, и характеристики действующей экспериментальной установки ATLAS опубликованы в [54-57]. Точность определения энергии адронных струй, измеренных в установке ATLAS, согласуется с Монте-Карло симуляцией с 10 % точностью. Неопределенность энергетической шкалы в центральной области псевдобыстрот $|\eta| < 0.8$ для струй с поперечным импульсом $60 \div 800$ ГэВ/с составляет величину менее 2.5% и возрастает в передней области, достигая $4 \div 8\%$ при быстротах $2.1 \div 2.5$ [58].

Основные результаты диссертационной работы состоят в следующем:

- Создан торцевой адронный калориметр НЕС и регистрирующая электроника для него, которая позволила успешно включить НЕС в общую структуру калориметрии установки ATLAS. С помощью установки ATLAS при энергиях протон-протонных взаимодействий 7-8 ТэВ и светимости LHC $\sim 7 \cdot 10^{33}$ см⁻² сек⁻¹ удалось осуществить поиск новой элементарной частицы – так называемого «бозона Хиггса». Высокая разрешающая способность калориметра и его высокая надежность достигнута в основном за счет применения надежной регистрирующей электроники, которая осуществляет считывание, усиление, формирование и передачу сигналов с калориметра в систему считывания установки. О Стабильности работы регистрирующей электроники можно судить по стабильности коэффициентов усиления и пьедесталов. В течение года их отклонения зафиксированы на уровне 0.25% и 0.3%, соответственно. О надежности говорит тот факт, что за пять лет работы калориметра на LHC не зафиксировано ни одной поломки в каналах регистрации НЕС-калориметра.

С непосредственным участием автора данной диссертационной работы созданы следующие электронные узлы для НЕС:

- **Предварительные усилители.** Для создания усилителей, способных устойчиво работать при низких температурах, была выбрана полупроводниковая технология на основе арсенида галлия, GaAs. Разработанный многоканальный усилитель показал очень хорошие характеристики и полностью удовлетворил всем предъявленным к

нему важным требованиям: устойчивая и безотказная работа как при температуре жидкого аргона, так и при комнатной температуре. Эти усилители совместно с примененным в калориметре методом электростатического трансформатора позволили получить очень хорошее соотношение сигнал-шум. Средний эквивалентный электронный шум (ENI) ячейки калориметра с эффективной емкостью 200 пФ составляет всего 100 нА. В рамках этой работы разработана методология моделирования поведения характеристик GaAs-усилителя при воздействии на него радиационного поля. Используя такое моделирование, можно заранее корректировать схемотехнику усилителей, изготавливаемых по данной технологии.

- **Предварительные формирователи** формируют не зависящие от емкости ячейки сигналы от калориметра, что значительно упрощает получение триггерных сигналов, которые образуются теперь прямым аналоговым суммированием. Такая методика заметно улучшила точность выработки триггера первого уровня.
- **Гибридный прототип формирователя.** С помощью этих прототипов были проведены тесты предварительных усилителей и модулей калориметра на тестовом пучке в ЦЕРН.
- **Электронный модуль передачи триггерных сигналов** позволяет передавать аналоговые триггерные сигналы на расстояние 70 метров без искажений. Данный модуль используется в триггерных системах калориметров HEC и FCAL.
- В процессе создания электроники для HEC разработаны электронные модели ячеек калориметра и отдельных узлов системы считывания с него.
 - С помощью этих моделей можно легко сравнивать результаты измерений с результатами моделирования.
 - Показано как с помощью программы PSPICE можно заранее смоделировать и оценить основные характеристики узлов, в том числе устойчивость усилительных каскадов к самовозбуждению.
 - Метод представления ячейки калориметра как сложной RC- структуры позволил смоделировать ложные сигналы, обнаруженные в калориметре.
- Разработаны методы тестирования, позволяющие обеспечить долговременную безотказную работу созданной электроники и стойкости ее к радиационным воздействиям.
- На базе электроники, разработанной диссертантом для тестов модулей калориметра на пучке в ЦЕРН, создана система считывания тестовых модулей эксперимента HiLumi, с целью изучить поведение калориметров при высокой нагрузке (в том числе, влияние

медленных ионов аргона, образующихся в зазорах калориметров, на форму считываемых сигналов).

Первые результаты, полученные на установке ATLAS, показали, что задачи, возложенные на установку, могут быть успешно решены. Задача создания установки по современной технологии с использованием новых решений при создании детекторов и электроники считывания с этих детекторов была решена на высоком уровне.

В связи с предполагаемым переходом коллайдера LHC на повышенную светимость начаты работы по модернизации некоторых узлов установки. Программой модернизации установки ATLAS предусмотрена замена части электроники НЕС, где в полной мере уже востребован накопленный автором опыт.

Автор глубоко благодарен своему научному руководителю к.ф.-м.н Чеплакову А.П. за научное руководство, внимание к работе, ценные советы и постоянную поддержку. Также хочу выразить особую признательность соавторам - членам эксперимента ATLAS – д.ф.-м.н. Русаковичу Н.А.; д.ф.-м.н., профессору, действительному члену РАН Денисову С.П.; к.ф.-м.н. Казаринову М.Ю., к.ф.-м.н. Кухтину В.В., к.ф.-м.н. Курчанинову Л.Л., к.ф.-м.н. Ярославу Бану, к.ф.-м.н. Павлу Стриженецу, доктору Хорсту Оберлаку и Вольфу Цвинку – за неоценимую помощь и неоднократные полезные обсуждения, моим коллегам - Снесареву А.А., к.ф.-м.н. Чекулаеву С.В., к.ф.-м.н. Козелову А.В., Лазареву А.Б., Какурину С.И., Обудовскому В.П., участвовавшим в процессе создания и испытаний торцевого калориметра и электроники для него.

Список сокращений и условных обозначений

- ADC – analog to digital converter (АЦП)
- ATLAS – A Toroidal Lhc ApparatuS (АТЛАС)
- BEC – Back End Crate (крейт приемник информации)
- DAC – Digital to Analog Converter (ЦАП)
- EMB – ElectroMagnetic Barrel calorimeter (бочкообразный электромагнитный
- EMEC – ElectroMagnetic End Cap calorimeter (торцевой электромагнитный калориметр)
- ENI – Equivalent Noise current (эквивалентный шумовой ток)
- EST – electrostatic transformer (электростатический трансформатор)
- FCAL – Forward CALorimeter (передний калориметр)
- FEC – Front End Crate (крейт для передней электроники)
- FEE – Front End Electronic (электроника считывания)
- HEC – Hadronic End Cap calorimeter (адронный торцевой калориметр)
- калориметр)
- HiLumi – High Luminosity (установка изучения поведения модулей калориметров при высокой светимости)
- HL-LHC – High Luminosity LHC (высокая светимость на LHC)
- LHC – Large Hadron Collider (БАК – большой адронный коллайдер)
- LM – Linear Mixer (смеситель аналоговых сигналов)
- LSB – layer summing board (плата послойного суммирования)
- NIEL – Non Ionizing Energy Loss (неионизирующие потери)
- PA – preamplifier (предварительный усилитель)
- PAD – sensitive area (чувствительная площадка, пад)
- PSB – preamplifier summing board (плата усилителей с суммированием)
- PZ – Preshaper (предварительный формирователь сигналов)
- ROC – readout crate (крейт считывания)
- RTC – Radiation Tolerance Criteria (критерий радиационной стойкости)
- SF sim – simulation Safety Factor (фактор безопасности для симуляции)
- SF ldr – low dose rate Safety Factor (фактор безопасности от дозы с малой скоростью)
- SF lot – lot-to-lot Safety Factor (фактор безопасности для разных лотов)
- SEE – Single Event Effect (эффект от одиночных событий)
- SH – Shaper (формирователь сигналов)
- Tile – бочкообразный адронный калориметр

TDB – Trigger Driver Board (модуль передачи триггерных сигналов)

TBB – Trigger Builder Board (модуль построения триггерных сигналов)

TID – Total Ionizing Dose (полная ионизационная доза)

TTC – Trigger Timing Control (модуль выработки триггерного сигнала)

Словарь используемых терминов:

крейт – корзина для размещения электронных узлов и модулей определенного механического стандарта

пад – чувствительная площадка в детекторе

хоникомб – ячеистый материал

Список литературы

- [1] **ATLAS Liquid Argon Calorimeter: Technical Design Report** /ATLAS Collaboration// Geneva: CERN. – 1996. – CERN/LHCC/96-41. – 606 p.
- [2] **Expected Performance of the ATLAS Experiment: Detector, Trigger and Physics** / ATLAS Collaboration // Geneva: CERN, – 2009, – 3v. CERN-OPEN-2008-020
- [3] **J.Colas, The electrostatic transformer** / J.Colas, M.Prinsein, W.A.Wenzel // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. – 1990. – A294. – Pp.583-590
- [4] **P.William, Absolute Energy to Produce an Ion Pair by Beta Particle from S³⁵** / P.William, P.Jessi, J.Sadaukis // Physical Review. – 1957. – Volume 107, Number 3. – 6 p.
- [5] **R.T.Scalettar, Critical test of geminate recombination in liquid argon** / R.T.Scalettar, P.Doe, H.Mahler, H.Chen // Physical Review A. – 1982. – Volume 25, Number 4. – 4 p.
- [6] **C. Amsler, Review of particle physics** / Particle Data Group // Physics Letters. – 2008. – B667, 1-6.
- [7] **D.W.Swan, Drift velocity of electrons in liquid argon, and the influence of molecular impurities** / D.W.Swan // London: Queen Mary College, Proc. Phys. Soc. – 1964. – Volume 83. – Pp.659-666
- [8] **B.Halpern, Drift Velocity and Energy of Electron in Liquid Argon** / B.Halpern, J.Lekner, S/Rice, R.Gomer // Physical Review. – 1967. – Volume 156, Number 2. – Pp.351-352
- [9] **J.Thomas, Recombination of electron-ion pairs in liquid argon and liquid xenon** / J.Thomas, D.A.Imel // Physical Review A. – 1987. – Volume 36, Number 2. – Pp.614-615
- [10] **A.M.Kalinin, Temperature and electric field strength dependence of drift velocity in liquid argon** / A.M.Kalinin , Yu.Potrebennikov, A.Gonldec, D.Schinzel // Geneva: CERN. ATLAS Internal Note. – 1996. – LARG-NO-058
- [11] **W. Walkowiak, Drift Velocity of Free Electrons in Liquid Argon** / W. Walkowiak // Geneva: CERN. ATLAS Internal Note. – 1999. – ATL-LARG-99-008
- [12] **L.S.Miller, Charge Transport in solid and liquid Ar, Kr and Xe** / L.S.Miller, s.Howe, W.Spear // Physical Review. – 1968. – Volume 166, Number 3, – Pp.871-878
- [13] **B. Dowler, Performance of the ATLAS hadronic end-cap calorimeter in beam tests** / B. Dowler, J.Pinfold, E.Ladygin, et al. // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. – 2002. A 482, – Pp.94-124
- [14] **A.Kiryunin, EM Cell Level Calibration of the HEC** / A.Kiryunin et al. // ATLAS Calorimetry Calibration Workshop. Spain: Costa Brava. – 2006. September 5-8

- [15] J.P.Rutherford, **Signal degradation due to charge buildup in noble liquid ionization calorimeters** / J.P.Rutherford // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. – 2002. – A482, – Pp.156-178
- [16] W.Scandale, **Scenarios for sLHC and vLHC** / W. Scandale, F. Zimmermann // Nuclear Physics B (Proc. Suppl.). – 2008. – 177-178, – Pp. 207–211
- [17] J.Engler, **A liquid-argon ionization calorimeter for detection of electromagnetic and hadronic showers** / J.Engler, B.Friend, W.Hofmann, et al. // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. – 1974. – 120, – Pp.157-162
- [18] D.M.Gingrich, **Construction, assembly and testing of the ATLAS hadronic end-cap calorimeter** / D.M.Gingrich, G. Lachat, E.Ladygin et al. // Journal of Instrumentation. – 2007. – JINST 2 P05005
- [19] A.Kiryunin, **Optimization of the Hadronic End-Cap Calorimeter of ATLAS from the Point of View of Jet Energy Measurement** / A.Kiryunin // Geneva: CERN. ATLAS Internal Note. – 1996. – Cal-NO-083
- [20] A.Kiryunin, **Ionization Signals in August-2000 Electrons Energy Scan** / A.Kiryunin, L.Kurchaninov, P.Strizenec // Geneva: CERN. ATLAS LARG week Apr. 2001
- [21] A.Bazan, **ATLAS liquid argon calorimeter back end electronics** / A. Bazan, F. Bellachia, J.Colas et al. // Journal of Instrumentation. – 2007. – JINST 2 P06002
- [22] N.J. Buchanan, **ATLAS liquid argon calorimeter front end electronics** / N.J. Buchanan, L. Chen, E.Ladygin et al. // Journal of Instrumentation. – 2008. – JINST 3 P09003
- [23] R. L. Chase, **Experimental results on cable-coupled preamplifiers (0T)** / R.L. Chase, C. de La Taille, N. Seguin-Moreau // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. – 1994. – A343. – Pp.598-605
- [24] J. Colas, **Specification requirements of warm preamplifiers** [Электронный ресурс] / J.Colas, C. de La Taille, V. Radeka // Geneva: CERN. ATLAS Internal Note. – 1997. – ATL-AL-ES-0011. v.1 – Режим доступа: <https://edms.cern.ch/file/110979/1/specif.ps>
- [25] G. Battistoni, **Stability of a line receiver (0T) preamplifier, connected to a capacitive detector via a transmission line** / G. Battistoni, D.V. Camin, N. Fedyakin, P. Ramaioli, R. Shuvalov // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. – 1999. – A424. – Pp.533-544
- [26] N.J. Buchanan, **Radiation qualification of the front-end electronics for the readout of the ATLAS liquid argon calorimeters** / N.J. Buchanan, L. Chen, E.Ladygin et al. // Journal of Instrumentation. – 2008. – JINST 3 P10005
- [27] H.Brettel, **Timing Adjustment for the HEC signals** / H.Brettel, L. Kurchaninov, E. Ladyguine // Geneva: CERN. ATLAS Internal Note. – 1998. – ATLAS-HEC-Note-073

- [28] J.Ban, **Cold electronics for the liquid argon hadronic end-cap calorimeter of ATLAS** / J. Ban, H. Brettel, E. Ladygin et al. // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. – 2006. – A556. – Pp.158-168
- [29] C. Berger, **Study of a novel electromagnetic liquid argon calorimeter — the TGT** / C. Berger, W. Braunschweig, E. Ladygin et al. // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. – 1995. – A357. – Pp.333-343
- [30] W Braunschweig et al., **Performance of the TGT liquid argon calorimeter and trigger system** / W. Braunschweig, E. Geulig, E. Ladygin et al. // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. – 1996. – A378. – Pp.479-494
- [31] H. Brettel, **Spark discharge in normal and high resistive coated electrodes** / H. Brettel, D. Kalkbrenner, P. Schacht // Geneva: CERN. ATLAS Internal Note. – 1996. – LARG Note-46
- [32] G.R.Stevenson, **New Dose Calculations for LHC Detectors** / G.R.Stevenson // Contribution to Large Hadron Collider Workshop, v.3. Germany: Aachen, 4 - 9 Oct 1990, – Pp.566-583
- [33] A.Cheplakov, **Radiation Hardness of GaAs Preamplifiers for Liquid Argon Calorimetry at LHC** / A.Cheplakov, V.Golikov, E.Ladygin et al. // Preprint of the Joint Institute for Nuclear Research. – 1996. – JINR-E13-96-358, MPI-PHE-96-15, – Pp.13. *Prepared for 6th International Conference on Calorimetry in High-energy Physics (ICCHEP 96), Rome, Italy, 8-14 Jun 1996. Published in *Frascati 1996, Calorimetry in high energy physics* 893-902*
- [34] J.Ban, **Radiation hardness tests of GaAs amplifiers operated in liquid argon in the ATLAS calorimeter** / J.Ban, H.Brettel, E.Ladygin et al. // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. – 2008. – A594. – Pp.389-394
- [35] **ATLAS Liquid Argon Calorimeter Collaboration Meeting on HEC Electronics**. Germany: Munich. – 1997. February 19 – 21. (ATLAS HEC Note-028)
- [36] H.Brettel, **Timing Adjustment for the HEC signals** [Электронный ресурс] / H.Brettel, L.Kurchaninov, E.Ladyguine // Geneva: CERN. – 1998. – ATLAS-HEC-Note-073. – Режим доступа: https://wwwatlas.mpp.mpg.de/HEC_notes/hec073.ps.gz
- [37] **Level-1 Trigger, Technical Design Report** / ATLAS Collaboration // Geneva: CERN. – 1998. – ATLAS-TDR-12 ; CERN-LHCC-98-014. – 500 p
- [38] E.Ladygin, **Preshaper for the Hadron End-Cap Calorimeter, Design Review** [Электронный ресурс] / E.Ladygin, W.-D.Cwienk, L.Kurchaninov et al. // Geneva: CERN. ATLAS Internal Note. – 2000. – ATLAS-HEC-Note-094. – Режим доступа: <https://edms.cern.ch/file/342086/1/hec094.pdf>

- [39] E.Ladygin, **Preshaper for the Hadron End-Cap Calorimeter, Production Readiness Review** [Электронный ресурс] / E.Ladygin, W.-D.Cwienk, L.Kurchaninov et al. // Geneva: CERN. ATLAS Internal Note. – 2002. – ATLAS-HEC-Note-124. – Режим доступа: <https://edms.cern.ch/file/341938/1/hecl24.pdf>
- [40] R.L Chase, **A fast monolithic shaper for ATLAS E.M. Calorimeter** / R.L Chase, C. de La Taile, J.P.Richer et al. // Geneva: CERN. ATLAS Internal Note. – 1995. – LArG-No-10
- [41] J.Collot, **THE LAr TRI-GAIN SHAPER** / J.Collot, D.Dzahini, C. de La Taile et al. // Geneva: CERN. ATLAS Internal Note. – 1995. – LArG-No-92
- [42] W.E. Cleland, **Signal processing considerations for liquid ionization calorimeters in a high rate environment** / W.E. Cleland, E.G. Stern// Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. – 1994. – A338. – Pp.467-497
- [43] A.Kiryunin, **Study of Optimum Integration Times for the ATLAS Hadronic End-Cap Calorimeter** / A.Kiryunin, M.Lefebvre, C.J.Oram et al. // Geneva: CERN. ATLAS Internal Note. – 1994. – CAL-NO-062
- [44] J. Colas, **Electronics calibration board for the ATLAS liquid argon calorimeters** / J. Colas, N. Dumont-Dayot, J.F. Marchand et al. // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. – 2008. – A593. – Pp.269-291
- [45] E.Ladygin, **Tower Driver Board for the ATLAS Hadronic End-Cap and Forward Calorimeters, Design Review** [Электронный ресурс] / E.Ladygin, L.Kurchaninov // Geneva: CERN. ATLAS Internal Note. – 2002. – ATLAS-HEC-Note-127. – Режим доступа: <https://edms.cern.ch/file/582407/1/hecl27.pdf>
- [46] E.Ladygin, **Tower Driver Board for the ATLAS Hadronic End-Cap and Forward Calorimeters, Production Readiness Review** [Электронный ресурс] / E.Ladygin, L.Kurchaninov // Geneva: CERN. ATLAS Internal Note. – 2003. – ATLAS-HEC-Note-153. – Режим доступа: <https://edms.cern.ch/file/582420/1/hecl53.pdf>
- [47] L. Kurchaninov, **HEC Cold Cables. Signal Shape Analysis** [Электронный ресурс] / L. Kurchaninov // Geneva: CERN. ATLAS Internal Note. – 1998. – ATLAS HEC-Note-066. – Режим доступа: https://wwwatlas.mpp.mpg.de/HEC_notes/hecl066.ps.gz
- [48] A.Glatte, **Liquid argon calorimeter performance at high rates** / A. Glatte a, M.Kobel, E.Ladygin et al. //Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. – 2012. – A669. – Pp.47-69
- [49] A. Afonin, **Relative luminosity measurement of the LHC with the ATLAS forward calorimeter** / A. Afonin, A.V. Akimov, E.Ladygin et al. // Journal of Instrumentation. – 2010. – JINST 5 P05005

- [50] S.P. Denisov, **Cherenkov counter for bunch intensity measurement** / S.P.Denisov, V.N.Evdokimov, A.V.Kozelov et al. // Journal of Instrumentation. – 2010. – JINST 5 P10012
- [51] И.Л. Ажгирей, **Активация ядер аргона протонами энергией 50 ГэВ** / И.Л. Ажгирей, С.П. Денисов, Г.И. Крупный и др.// препринт ИФВЭ. – 2009. – ИФВЭ ОРИ 2009-20
- [52] L. Kurchaninov, **High Rate Effects in the ATLAS HEC Calorimeter** / L. Kurchaninov [Электронный ресурс] // Geneva: CERN. ATLAS Internal Note. – 2009. – ATLAS HEC-Note-170. – Режим доступа: https://wwwatlas.mpp.mpg.de/HEC_notes/hec170.pdf
- [53] L. Kurchaninov, **Electron Induced Signal in LAr gap** / L. Kurchaninov [Электронный ресурс] // Geneva: CERN. ATLAS Internal Note. – 2009. – ATLAS HEC-Note-171. – Режим доступа: https://wwwatlas.mpp.mpg.de/HEC_notes/hec171.pdf
- [54] C. Cojocaru, **Hadronic calibration of the ATLAS liquid argon end-cap calorimeter in the pseudorapidity region $1.6 < |\eta| < 1.8$ in beam tests** /C. Cojocaru, J. Pinfold, E.Ladygin et al.// Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. – 2004. – A531. – Pp. 481-514
- [55] J. Pinfold, **Evaluation of the local hadronic calibration with combined beam-test data for the endcap and forward calorimeters of ATLAS in the pseudorapidity region $2.5 < |\eta| < 4.0$** / J. Pinfold, J.Soukup, E.Ladygin et al. // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. – 2012. – A693.– Pp. 74-97
- [56] H. Abreu, **Performance of the electronic readout of the ATLAS liquid argon calorimeters** / H. Abreu, M.Aharrouche, E.Ladygin et al.// Journal of Instrumentation. – 2010. – JINST 5 P09003
- [57] **The ATLAS Experiment at the CERN Large Hadron Collider** / ATLAS Collaboration // Journal of Instrumentation. – 2008. – JINST 3 P08003
- [58] **Jet energy measurement with the ATLAS detector in proton-proton collisions at $\sqrt{s} = 7$ TeV**/ ATLAS Collaboration // Geneva: CERN. CERN Note. – 2011. CERN-PH-EP-2011-191