

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ЯДЕРНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
«МИФИ»

На правах рукописи

Маланкин Евгений Звонимирович



АДАПТИВНЫЕ ТРАКТЫ КМОП ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ ДЛЯ
МНОГОКАНАЛЬНЫХ ГАЗОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УМНОЖИТЕЛЕЙ

Специальность 05.13.05 – Элементы и устройства вычислительной
техники и систем управления

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель

к.т.н., доцент Аткин Э. В.

Москва – 2018 г.

СОДЕРЖАНИЕ

Список сокращений	4
Список обозначений.....	5
Введение	6
Глава 1. Характеристики ГЭУ и современные специализированные интегральные микросхемы для физического эксперимента.....	16
1.1 Газовые электронные умножители в крупных физических экспериментах	17
1.2 Характеристики газовых электронных умножителей	18
1.3 Структуры трактов современных многоканальных СИМС для крупных физических экспериментов	22
1.4 Современные маршруты проектирования многоканальных ИМС для крупных физических экспериментов	35
Глава 2. Адаптивные тракты для считывания и обработки сигналов многоканальных газовых электронных умножителей.....	39
2.1 Базовая структура адаптивного тракта для многоканальных ГЭУ	39
2.2 Критерий оптимизации адаптивного тракта по пропускной способности.....	45
2.2.1 Пропускная способность тракта.....	45
2.2.2 Оптимизация пропускной способности усилителя-формирователя	48
2.2.3 Критерий оптимизации тракта считывания сигналов ГЭУ	53
2.3 Схемотехнические решения для адаптивного тракта считывания сигналов многоканальных ГЭУ.	56
Глава 3 Методика и маршрут проектирования адаптивных трактов для многоканальных газовых электронных умножителей.....	63
3.1 Методика проектирования адаптивных трактов для многоканальных ГЭУ	64
3.2 Маршрут проектирования адаптивных трактов для считывания сигналов многоканальных ГЭУ	66

3.3 Пост-топологический анализ в микросхемах считывания для многоканальных детекторов.....	71
3.4 Практическая реализация адаптивных трактов в составе опытных образцов многоканальных КМОП интегральных микросхем для мюонной камеры эксперимента CBM.....	79
Глава 4 Лабораторные исследования опытных образцов многоканальных микросхем считывания сигналов газовых электронных умножителей.....	87
4.1. Методика и лабораторный стенд для тестирования микросхем считывания сигналов многоканальных газовых электронных умножителей .	87
4.2 Лабораторные исследования 8-канальной интегральной микросхема считывания сигналов газовых электронных умножителей.....	90
4.3 Лабораторные исследования двухканальной микросхемы амплитудно-временных трактов обработки сигналов газовых электронных умножителей	94
4.4 Лабораторные исследования 32-канальной аналого-цифровой СИМС для мюонной камеры эксперимента CBM.....	95
4.5 Сравнение разработанных микросхем с известными аналогами.....	101
Заключение.....	103
Приложение 1. Погрешности приборов контрольно-измерительного стенда	105
Приложение 2. Коды поведенческих моделей адаптивного тракта	108
Список использованной литературы	113

Список сокращений

АЦП	– аналого-цифровой преобразователь
АЧХ	– амплитудно-частотная характеристика
Би-КМОП	– совмещенная биполярная-КМОП технология
ГЭУ	– газовые электронные умножители
ДНЛ	– дифференциальная нелинейность
ЗЧУ	– зарядочувствительный усилитель
ИС	– интегральная схема
ИНЛ	– интегральная нелинейность
КМОП	– комплементарная структура металл-оксид-полупроводник
MIP	– минимально ионизирующая частица (<i>от англ. Minimum ionizing particle</i>)
МЗР	– младший значащий разряд
ОС	– обратная связь
ПД	– пиковый детектор
САПР	– система автоматизированного проектирования
СИМС	– специализированная интегральная микросхема
УВХ	– устройство выборки-хранения
УФ	– усилитель-формирователь (в англ. shaper)
ЦАП	– цифро-аналоговый преобразователь
ЭШЗ	– эквивалентный шумовой заряд
DRC	– проверка на технологические правила (в англ. design rule check)
ENC	– эквивалентный шумовой заряд (в англ. equivalent noise charge)
LVS	– проверка на соответствие топологии схеме (в англ. layout versus schematic)

Список обозначений

$C_{\text{дет}}$ – емкость детектора

$C_{\text{ос}}$ – емкость обратной связи

ENC_i – токовая компонента эквивалентного шумового заряда

ENC_w – тепловая компонента эквивалентного шумового заряда

ENC_f – компонента фликкер шума эквивалентного шумового заряда

I_d – ток стока

I_s – ток истока

K_f – технологический коэффициент фликкер шума

K_u – усиление по напряжению без обратной связи

L – длина канала входного транзистора

Q_{in} – входной заряд

$\tau_{\text{вх}}$ – средняя частота входной загрузки тракта

R_{bias} – сопротивление смещения детектора

R_{fb} – сопротивление обратной связи

V_g – напряжение затвора

V_{th} – пороговое напряжение

W – ширина канала входного транзистора

e^- – заряд электрона

f – частота

g_m – крутизна входного транзистора

k – постоянная Больцмана

Введение

Диссертация посвящена решению актуальной научно-технической задачи разработки адаптивных трактов в составе КМОП интегральных микросхем для многоканальных газовых электронных умножителей.

Актуальность проблемы

Газовые детекторы широко применяются в установках крупных физических экспериментов. Технологии изготовления газовых детекторов постоянно совершенствуются. Появляются новые типы газовых детекторов, уровень быстродействия которых достигает 10 МГц. По координатному разрешению газовые детекторы приблизились к полупроводниковым (пиксельные детекторы – 1 мкм, полосковые детекторы 25 - 50 мкм, 50 - 70 мкм - газовые).

Новые физические эксперименты на ускорителях LHC, FAIR, NICA, ILC диктуют жесткие требования к детекторам и электронике по числу каналов, быстродействию, шумам, потребляемой мощности и площади. Планируется значительное увеличение светимости ускорителей и высокие входные загрузки детекторов (до 10 МГц – FAIR, до 40 МГц – LHC). Для этого требуется существенное увеличение быстродействия детекторов и считывающей электроники.

Новым типом газовых детекторов, отвечающим требованиям современных экспериментов, являются микроструктурные газовые детекторы (МСГД). К МСГД относятся: микрополосковые газовые счетчики, Micromegas и газовые электронные умножители (ГЭУ). Практически все современные детекторные установки крупных физических экспериментов, в частности модернизируемые установки в CERN (ATLAS, CMS, LHCb и ALICE), новые эксперименты CBM на ускорительном комплексе FAIR (Германия) и установки MPD и SPD на коллайдере NICA (Россия) будут включать в себя до нескольких миллионов каналов МСГД.

Среди МСГД наиболее широкое применение в указанных экспериментах нашли газовые электронные умножители (ГЭУ, *англ. GEM – gas electron*

multipliers). ГЭУ обладают наиболее высоким газовым усилением, могут работать при высоких нагрузках и криогенных температурах.

Детекторные установки на основе ГЭУ в экспериментах на ускорителях имеют гранулярную структуру. В пределах одной установки, основанной на ГЭУ, могут использоваться детекторы с различными размерами анодной площадки для оптимизации характеристик установки по критерию быстродействия, шумовых свойств, числу каналов, потребления и т.д. Размер анодной площадки ГЭУ может варьироваться от нескольких миллиметров до нескольких сантиметров. Это означает, что емкость детекторов может иметь разброс большой в пределах от 1 до 150 пФ. Такой диапазон значительно шире, чем у твердотельных координатных детекторов (например, 20-30 пФ для кремниевых микрополосковых детекторов, до 100 фФ – пиксельные детекторы, сотни фФ – кремниевые дрейфовые детекторы). Увеличение эквивалентной емкости приводит к росту собственных шумов электроники и сдвигу оптимальной постоянной времени усилителя-формирователя (УФ) в сторону увеличения, что противоречит необходимости уменьшения постоянной времени вследствие роста входной нагрузки в канале. Поиск оптимального решения по быстродействию и энергетическому разрешению тракта приводит к необходимости применения адаптивного подхода при проектировании трактов считывающей электроники ГЭУ. Под адаптивным подходом здесь понимается способность формирователя варьировать временем формирования сигнала в зависимости от входной нагрузки так, чтобы не пропускать события в периоды пиковых значений входной нагрузки и максимизировать отношение сигнал шум в периоды, когда входная нагрузка не велика.

Данная работа посвящена решению актуальных задач по созданию методики структурного, схемотехнического и топологического проектирования адаптивных трактов считывания сигналов многоканальных газовых электронных умножителей в технологии КМОП. Работа нацелена на

создание считывающей электроники нового поколения для мюонной камеры эксперимента CBM на ускорителе FAIR.

Состояние исследований по теме

В настоящее время большое количество публикаций посвящено тематике проектирования специализированных интегральных микросхем (СИМС, *от англ. ASIC – application specific integrated circuit*) считывания сигналов многоканальных детекторов. Среди множества зарубежных публикаций по рассматриваемой тематике следует отметить работы P. Grybos, R. Szczygiel и M. Idzik (AGH, Польша), M. Bregant (Университет Сан Пауло, Бразилия), A. Marchioro (ЦЕРН, Швейцария), P. Fischer (Гейдельбергский Университет, Германия). В публикациях рассмотрены проблемы проектирования микросхем считывания для различных многоканальных детекторов, но отсутствует описание прямых прототипов предложенного в данной работе адаптивного тракта.

Среди отечественных работ можно выделить учебное пособие «Электронные методы съема, отбора и регистрации данных ядернофизического эксперимента» и публикации «Специализированные интегральные схемы для детекторов ионизирующих излучений» и «Специализированные интегральные схемы в системах радиационных измерений» С. Г. Басиладзе, посвященные аппаратуре физического эксперимента, монографию «Ядерная электроника» А. П. Цитовича, учебное пособие Гаврилова Л. Е. «Основы ядерной электроники» и монографию Казеннова Г. Г. «Основы проектирования интегральных схем и систем».

Выполнен ряд диссертационных работ, близких к данному исследованию по предметной области и тематике. В диссертации В. В. Шумихина «Маломощные амплитудные тракты КМОП интегральных микросхем для микрополосковых детекторов» (НИЯУ МИФИ, 2013 г.) рассмотрены вопросы схемотехнического проектирования и оптимизации потребляемой мощности

амплитудного тракта, но не рассматриваются вопросы оптимизации амплитудного разрешения тракта в условиях повышенной входной загрузки.

В диссертации А. Д. Ключева «Методы и средства обработки сигналов многоканальных детекторов устройствами, управляемыми потоком данных» (НИЯУ МИФИ, 2010 г.) исследованы вопросы уменьшения потерь данных за счет применения алгоритмов дерандомизации, но не исследованы возможности повышения загрузочной способности тракта за счет изменения параметров тракта в зависимости от интенсивности прихода сигналов на входы микросхемы.

В работах, посвященных считывающей электронике ГЭУ, недостаточно полно отражены обобщённые данные по методам структурного, схемотехнического и топологического проектирования адаптивных трактов в составе КМОП интегральных микросхем.

Вопросам исследования адаптивных трактов для многоканальных ГЭУ и обобщения методов их проектирования посвящено данное диссертационное исследование

Целью диссертации является создание адаптивных трактов в составе КМОП интегральных микросхем считывания сигналов многоканальных газовых электронных умножителей на основе разработанной методики проектирования, нацеленной на достижение компромиссных по совокупности параметров пропускной способности и энергетического разрешения трактов считывающей электроники.

Для достижения этой цели был использован комплексный подход, включающий решение следующих взаимосвязанных теоретических и экспериментальных задач:

1. Анализ особенностей детекторных систем на основе ГЭУ, а также структурных и топологических решений современных многоканальных микросхем считывания.

2. Разработка базового структурного решения адаптивного тракта для считывания сигналов ГЭУ, позволяющего оптимизировать время формирования в зависимости от уровня входной загрузки.
3. Разработка методики проектирования адаптивных трактов микросхем для считывания и обработки сигналов многоканальных ГЭУ.
4. Создание специализированного маршрута проектирования микросхем с адаптивной структурой тракта для считывания сигналов многоканальных ГЭУ с использованием современных средств микроэлектронных САПР.
5. Апробация разработанных методики и маршрута при проектировании микросхем считывания и обработки сигналов многоканальных ГЭУ.
6. Разработка стенда и проведение лабораторных исследований опытных образцов разработанных специализированных ИМС для многоканальных ГЭУ.

Научная новизна работы:

1. Предложена и обоснована новая адаптивная структура тракта для считывания и обработки сигналов многоканальных ГЭУ, позволяющая повысить пропускную способность тракта до нескольких мегагерц за счет изменения времени формирования, в зависимости от величины входной загрузки.
2. Предложен критерий оптимизации параметров составных блоков адаптивного тракта по пропускной способности, основанный на анализе наложений сигналов и собственных шумов тракта.
3. Разработана методика проектирования адаптивных трактов микросхем считывания для многоканальных ГЭУ, позволяющая оптимизировать энергетическое разрешение и пропускную способность тракта в зависимости от уровня входной загрузки и эквивалентной емкости детектора. За счет применения методики удалось повысить пропускную способность тракта до 2 МГц.
4. Предложен специализированный маршрут проектирования многоканальных микросхем считывания с адаптивными трактами, позволяющий сократить время моделирования в 10 раз за счет использования

модели источника входных сигналов со статистическими разбросами по амплитуде и входной нагрузке и высокоуровневой модели адаптивного тракта, а также учесть влияние на работу канала цифровых помех, распространяемых по подложке кристалла.

Практическая ценность:

1. С использованием предложенного структурного решения разработана и изготовлена 32-канальная специализированная микросхема считывания сигналов многоканальных ГЭУ для мюонной системы международного эксперимента CBM на ускорителе FAIR. За счет применения адаптивного структурного решения удалось достичь уровня пропускной способности трактов 2 МГц.
2. На основе предложенной методики и маршрута разработаны и изготовлены специализированные 8-канальная и 2-канальная микросхемы считывания сигналов многоканальных ГЭУ. С помощью данных микросхем были проведены лабораторные исследования совместно с прототипом мюонного детектора CBM на основе ГЭУ на стенде в ПИЯФ. Получены свидетельства о регистрации топологии.
3. Разработана схемотехническая библиотека электронных узлов, использованная при проектировании адаптивных трактов в составе многоканальных микросхем считывания сигналов мюонных камер международного эксперимента CBM.
4. Разработан стенд для лабораторных исследований и характеристики многоканальных микросхем считывания ГЭУ. Проведены лабораторные исследования опытных образцов, получены экспериментальные характеристики изготовленных микросхем.
5. Получен патент на изобретение РФ Аткин Э. В., Иванов В. В., Маланкин Е. З., Самсонов В. М. // Свидетельство о выдаче патента на изобретение РФ №2564956 от 10 октября 2015 г.

6. Результаты исследований внедрены в учебный процесс. Разработаны новые лабораторные работы по курсу «Основы ядерной электроники» специальности 140306 «Электроника и автоматика физических установок», выпущены учебные пособия:

Э. В. Аткин, Ю. И. Бочаров, В. А. Бутузов, Ю.А. Волков, А. А. Куксов, Е. З. Маланкин, Д. Л. Осипов, А. Б. Симаков. // Проектирование элементов аналого-цифровых интегральных микросхем: Лабораторный практикум – М.: НИЯУ МИФИ, 2012, 56 с.

Э. В. Аткин, Ю.А. Волков, П. Ю. Иванов, Е.З. Маланкин, Д. Д. Норманов, В.В. Шумихин. // Проектирование и анализ аналоговых интегральных схем с использованием САПР Cadence /. – М.: НИЯУ МИФИ, 2017. 67 с.

Результаты, выносимые на защиту:

1. Базовое структурное решение адаптивного тракта микросхем считывания и обработки сигналов многоканальных ГЭУ.
2. Методика проектирования адаптивных микросхем считывания для многоканальных ГЭУ, позволяющая достичь оптимальных параметров пропускной способности и энергетического разрешения при различных уровнях входной загрузки.
3. Маршрут проектирования многоканальных микросхем считывания с адаптивными трактами, позволяющий снизить время проектирования и повысить достоверность результатов моделирования за счет использования модели источника и трактов, написанных на языке Verilog-A, а также за счет анализа распространения помех по подложке кристалла.
4. Практическая реализация адаптивности считывающих трактов в составе специализированных интегральных микросхем для лабораторных исследований прототипов ГЭУ и 32-х канальной микросхемы для мюонной системы эксперимента СВМ (Дармштадт, Германия)
5. Результаты лабораторных исследований опытных образцов многоканальных СИМС для считывания сигналов многоканальных ГЭУ,

подтверждающие целесообразность и эффективность использования примененных при проектировании решений.

Апробация работы

Основные результаты диссертации докладывались и обсуждались на следующих всероссийских и международных семинарах, конференциях и совещаниях:

- XXIV International Symposium on Nuclear Electronics & Computing (2013, Варна, Болгария)
- TWEPP – 2014, Topical Workshop on Electronics for Particle Physics (2014, Экс-ан-Прованс, Франция)
- TWEPP – 2015, Topical Workshop on Electronics for Particle Physics (2015, Лиссабон, Португалия)
- TWEPP – 2016, Topical Workshop on Electronics for Particle Physics (2016, Карлсруэ, Германия)
- 17th International Workshop on Radiation Imaging Detectors - iWorid (2015, Гамбург, Германия)
- 18th International Workshop on Radiation Imaging Detectors - iWorid (2016, Барселона, Испания)
- IEEE Nuclear Science Symposium, NSS/MIC (2016, Страсбург, Франция)
- International Conference on Particle Physics and Astrophysics, ICPPA. (2015, Москва)
- International Conference on Particle Physics and Astrophysics, ICPPA. (2016, Москва)
- Workshop on testing and evaluation results of CBM related ASIC developments, (2017, Дарджилинг, Индия)
- CBM Collaboration meetings (2013 – 2017 гг.)
- Научные сессии НИЯУ МИФИ. (Москва, 2013 – 2015 гг.).

По теме диссертации опубликовано 23 печатные работы в период с 2011 по 2017 гг., , в том числе 17 – в журналах, включенных в базу SCOPUS и/или

Web of Science, 5 из которых включены в список журналов, рекомендуемых ВАК РФ.

Объем и структура диссертации

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, двух приложений и списка литературы. Общий объем диссертации 125 страниц, включая 72 рисунка и 11 таблиц. Список литературы включает 114 наименований.

Во введении обоснована актуальность темы, определена цель диссертации. Приведена постановка задачи и сформулированы основные положения, выносимые на защиту. Изложена научная новизна и практическая ценность диссертации.

В первой главе приведены основные особенности и характеристики ГЭУ, а также проведен обзор структурных решений современных многоканальных микросхем считывания и обработки сигналов детекторов в крупных физических экспериментах. Проведен анализ современных методов проектирования многоканальных микросхем для крупных физических экспериментов.

Во второй главе предложена новая адаптивная структура тракта, позволяющая адаптировать время формирования в зависимости от величины входных загрузок. Рассмотрены проблемы оптимизации тракта считывания сигналов многоканальных ГЭУ по пропускной способности. Проанализировано влияние параметров ЗЧУ и УФ на пропускную способность тракта. Предложен критерий оптимизации параметров составных блоков адаптивного тракта по пропускной способности, основанный на анализе наложений сигналов и собственных шумов тракта. Разработаны схемы блоков, позволяющих реализовывать адаптивную структуру тракта в составе КМОП интегральных микросхем для ГЭУ.

В третьей главе предложена методика проектирования адаптивного тракта в составе КМОП интегральных микросхем, нацеленная на

оптимизацию пропускной способности и энергетического разрешения, в зависимости от уровня входной загрузки и эквивалентной емкости детектора. Разработан специализированный маршрут проектирования многоканальных микросхем считывания, позволяющий значительно сократить время моделирования за счет использования модели тракта и источника входных воздействий, учитывающего вероятностное распределение входных загрузок и амплитуды сигнала в канале. В маршруте применяются различные методы пост-топологического анализа, такие как иерархическая экстракция, анализ шумов подложки, анализ просадок напряжений на шинах питания и эффектов электромиграции.

Приведена апробация разработанной методики, маршрута и адаптивной структуры при проектировании многоканальных микросхем для мюонной камеры эксперимента СВМ. Приведены разработанные тракты микросхем считывания и результаты их моделирования

В четвертой главе приведено краткое описание методики тестирования и контрольно-измерительного стенда. Приведены результаты лабораторных исследований разработанных адаптивных трактов в составе многоканальных СИМС. Произведено сравнение полученных результатов проектирования микросхем с существующими аналогами.

Заключение обобщает основные теоретические и практические результаты работы.

Глава 1. Характеристики ГЭУ и современные специализированные интегральные микросхемы для физического эксперимента

Современные международные физические эксперименты на ускорителях LHC, XFEL, NICA, ILC, FAIR и т.д. предполагают использование сложных детекторных установок для достижения требуемых физических результатов. Каждая экспериментальная установка является многослойной структурой из детектирующих систем различных типов. Наиболее крупным достижением мирового научного сообщества является создание коллайдера LHC (англ. *Large Hadron Collider*; рус. Большой Адронный Коллайдер) в CERN (Швейцария) [1]. На базе этого уникального ускорителя было построено 4 крупнейших экспериментальных установки (CMS[2,3], ATLAS[4,5], ALICE[6], LHCb[7]), реализовавших все новейшие современные разработки по детекторам элементарных частиц, электронике и компьютерной технике. В настоящее время предполагается глобальная модернизация этих установок. В Германии, на базе существующего центра GSI (Дармштадт), начато сооружение нового "Европейского центра по исследованию ионов и антипротонов" (FAIR) [8]. Одним из четырех больших экспериментов, принятых к постановке на будущем ускорительном комплексе FAIR, является эксперимент CBM (Compressed Baryonic Matter) [9], предназначенный для исследования сжатой барионной материи. В ОИЯИ ведется строительство уникального ускорительного комплекса NICA[10] для изучения плотной барионной материи.

Каждая детекторная система задействует большое число электронных каналов считывания и обработки сигналов (так, например, эксперимент CMS (LHC) включает более миллиона каналов, эксперимент ATLAS (LHC) – около 90 млн. каналов, CBM (FAIR) - 1,5 миллиона каналов и т.д.). Новые физические эксперименты на ускорителях LHC, FAIR, NICA, ILC[11] диктуют жесткие требования к детекторам и электронике по числу каналов, быстродействию, шумам, потребляемой мощности и площади. Планируется

значительное увеличение светимости ускорителей и высокие входные загрузки детекторов (до 10 МГц – FAIR, до 40 МГц – LHC). Для этого требуется существенное увеличение быстродействия детекторов и считывающей электроники.

1.1 Газовые электронные умножители в крупных физических экспериментах

Газовые детекторы широко применяются в установках крупных физических экспериментов. Технологии изготовления газовых детекторов постоянно совершенствуются. Появляются новые типы газовых детекторов, уровень быстродействия которых достигает 10 МГц. По координатному разрешению газовые детекторы приблизились к полупроводниковым (пиксельные детекторы – 1 мкм, полосковые детекторы 25 - 50 мкм, 50 - 70 мкм - газовые).

Новым типом газовых детекторов, отвечающим требованиям современных экспериментов, являются микроструктурные газовые детекторы (МСГД) [12]. К МСГД относятся: микрополосковые газовые счетчики, Micromegas и газовые электронные умножители (ГЭУ) [13]. Детекторы этого класса обладают существенно более высоким пространственным разрешением и загрузочной способностью наряду с другими типами газовых детекторов. Практически все современные детекторные установки крупных физических экспериментов, в частности модернизируемые установки в CERN (ATLAS, CMS, LHCb и ALICE), новые эксперименты CBM на ускорительном комплексе FAIR (Германия) и установки MPD и SPD на коллайдере NICA (Россия) будут включать в себя до нескольких миллионов каналов МСГД.

Среди МСГД наиболее широкое применение в указанных экспериментах нашли газовые электронные умножители (ГЭУ, *англ. GEM – gas electron multipliers*). ГЭУ обладают наиболее высоким газовым усилением, могут работать при высоких загрузках и криогенных температурах [12]. Газовые электронные умножители были разработаны Ф. Саули в 1996 году [13]. Новые

принципы газового усиления, заложенные в детекторах этого класса, делают их самым распространенным типом газовых детекторов[13].

Множество перспективных применений ГЭУ описаны в обзоре [14]. ГЭУ находят применение в трековых детекторах, быстрых детекторах для триггерных систем, торцевых детекторах для времяпроекционных камер, черенковских детекторах, нейтронных детекторах, детекторах синхротронного излучения, газовых фотодетекторах. Криогенные лавинные детекторы на основе каскадных ГЭУ предполагается применить для регистрации нейтрино, темной материи и когерентного рассеяния нейтрино на ядрах [14]. В частности широкое применение ГЭУ планируется в новых поколениях экспериментов на LHC (Швейцария), а также на ускорительном комплексе FAIR(Германия) и экспериментах на ускорителе NICA (Дубна).

1.2 Характеристики газовых электронных умножителей

Структура пленок ГЭУ видна на изображениях, полученных под электронным микроскопом (см. рис. 1.1). Это металлизированный с обеих сторон пластик, толщиной около 50 мкм с отверстиями примерно того же диаметра. Пленка помещается в газовый объем, к ее металлическим слоям прикладывается напряжение 300-500 вольт.

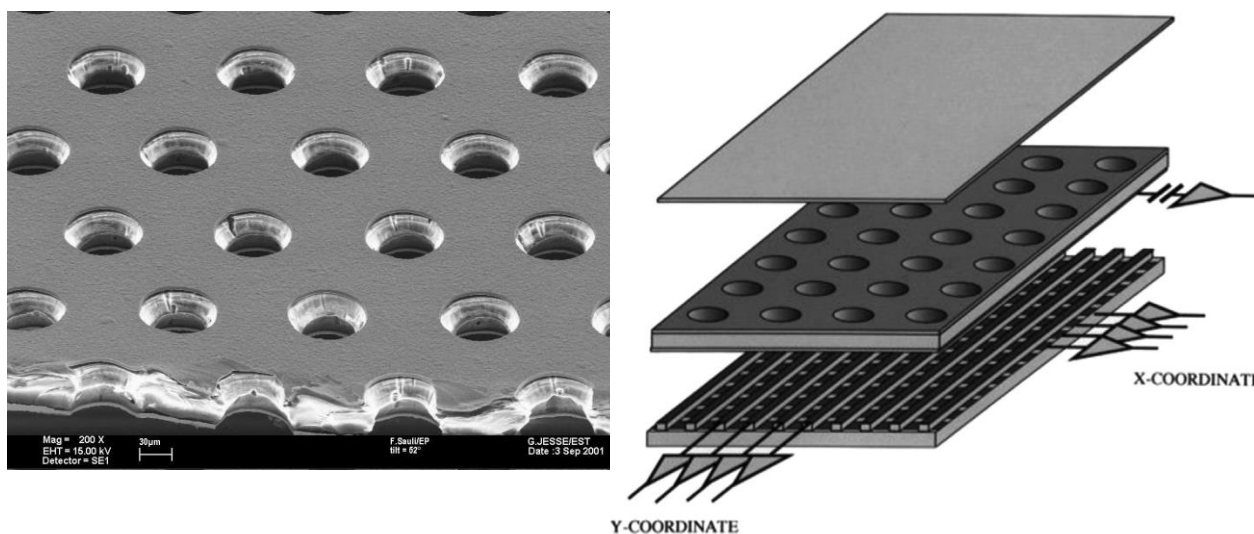


Рисунок 1.1 Конструкция ГЭУ [13, 15]

Чтобы получить требуемое для регистрации сигнала усиление, используется несколько слоев из плёнок ГЭУ. Схема многослойного ГЭУ приведена на рис. 1.2. Первичные электроны образуются в дрейфовом промежутке, затем их число увеличивается при последовательном проходе через отверстия в слоях GEM1 – GEM3, после чего электроны, попадая в промежуток GEM3 – анод, наводят заряд на считывающие электроды. Считывающая электроника усиливает и формирует сигнал детектора и оцифровывает величину наведенного заряда. В результате, положение источника первичной ионизации (трека) можно определить с точностью до 50 микрон (в зависимости от ширины считывающих электродов).

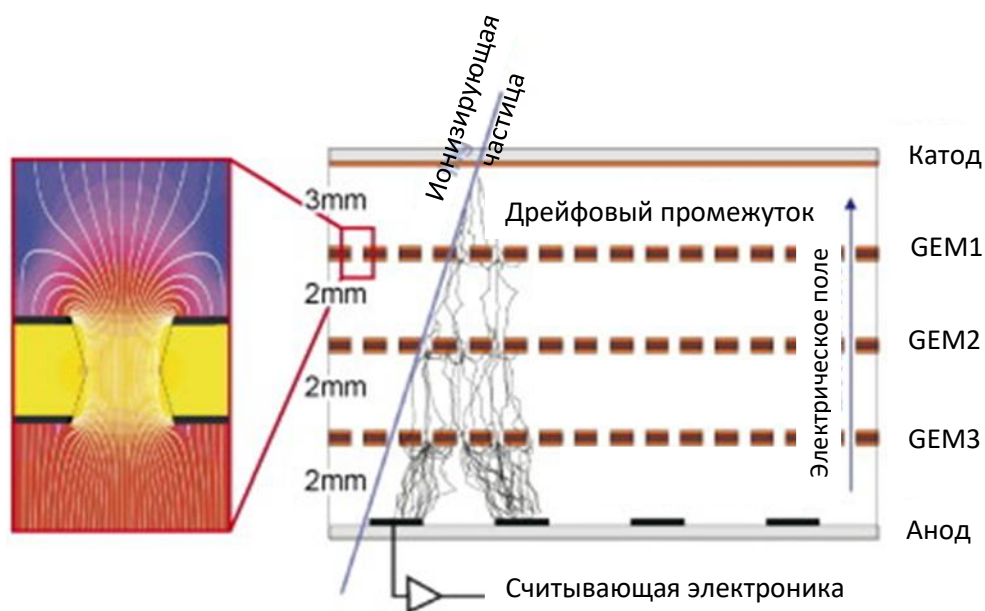


Рисунок 1.2 Схема конструкции детектора на основе трех слоев ГЭУ[24].

Относительно простая технология изготовления ГЭУ позволяет создавать детекторы, имеющие высокую надёжность. Существенным недостатком плёнок ГЭУ является их высокая стоимость. Существенно более дешевым аналогом ГЭУ являются детекторы TGEM [17] (*англ. Thick GEM*), или так называемые «толстые» ГЭУ. TGEM детектор изготавливается на основе стандартной технологии, принятой в производстве электронных печатных плат, и представляет собой плоскую металлизированную с двух сторон текстолитовую пластину толщиной 0,5 – 1 мм, в которой сверлятся отверстия

диаметром 0,3 – 0,6 мм с шагом ~ 1 мм. В рабочей газовой среде при подаче на обкладки пластины необходимой разности потенциалов внутри отверстий, как и в случае обычного ГЭУ, создаются условия газового усиления.

В результате анализа литературных источников и полученных экспериментальных данных[18-22] можно выделить следующие особенности детекторов на основе ГЭУ:

1. Следует отметить высокое быстродействие такого детектора, позволяющее работать при нагрузках $\sim 10^6$ частиц/(см²·сек). Эта характеристика дает возможность использовать эти детекторы при высоких входных нагрузках. Это условие, кроме того, что накладывает определенные ограничения на время формирования сигнала, также предъявляет жесткие требования к стабильности базовой линии формируемых сигналов, а, следовательно, и к схемотехнике формирователя сигналов.
2. Диапазон эквивалентных емкостей детектора для ГЭУ составляет десятки и сотни пикофарад. Такой диапазон емкостей выше, чем у кремниевых микрополосковых детекторов (10 - 20пФ)[23], и значительно выше, чем у пиксельных детекторов (1 пФ)[24] или кремниевых дрейфовых детекторов (~ 100 фФ)[25 - 28].
3. Одной из специфических особенностей установок на основе ГЭУ является то, что считывающие электроды имеют различную гранулярность в центре детектора и на периферии, что обусловлено различным уровнем входной нагрузки. В качестве примера на рис. 1.3 показан сегмент детектора мюонной системы эксперимента СВМ на основе ГЭУ. В центре детектора размеры считывающих площадок 0,5 см x 0,5 см в центре и 2,1 см x 2,1 см на краях детектора. Соответственно, входные емкости детектора будут изменяться в диапазоне от 1 пФ до 100 пФ.

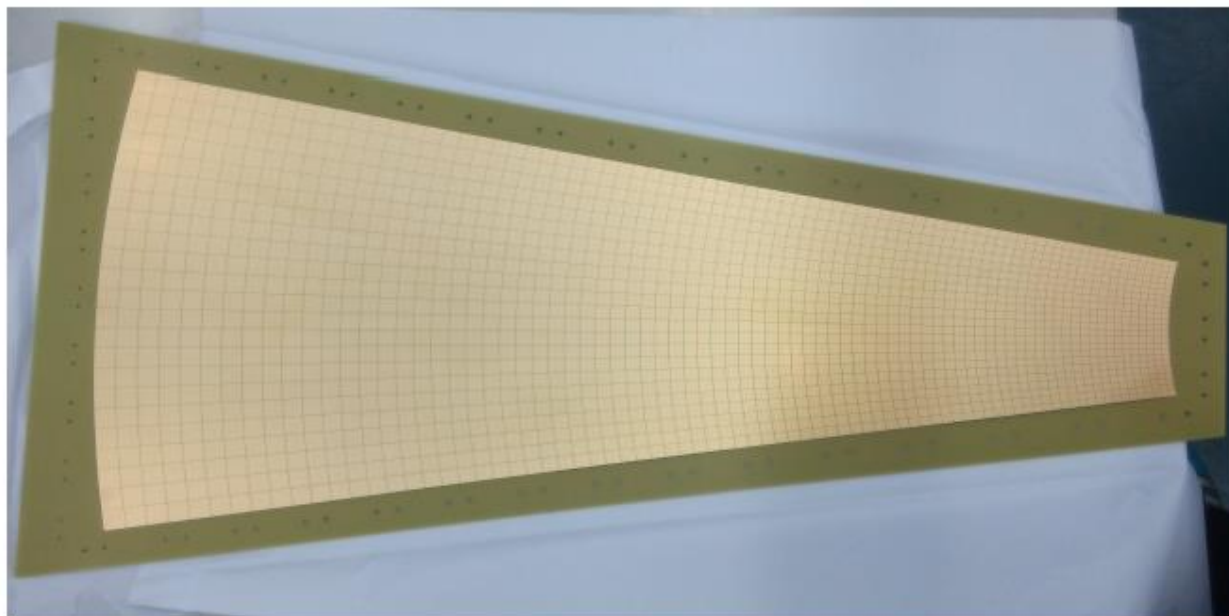


Рисунок 1.3 Сегмент мюонной системы MUCH на основе ГЭУ [29]

4. ГЭУ обладают относительно большим и флуктуирующим временем сбора зарядов, которое может достигать десятков наносекунд (например, для тройного ГЭУ ~ 50 нс). Этим значением время формирования сигнала в тракте ограничено снизу, поскольку при значениях пикового времени меньше 50 нс возникает эффект баллистического дефицита в зарядо-чувствительном усилителе [30]. Это же значение определяет разброс временной отметки сигнала при его дискриминации по порогу, который равен длительности фронта сигнала.

5. Однородность плёнки ГЭУ по толщине определяет достаточно хорошее энергетическое разрешение ($\sigma \sim 10 - 15 \%$).

6. Пространственное разрешение ГЭУ определяется шириной считывающих электродов. При достаточно малой ширине электродов ($\sim 0,2 \div 0,3$ мм) заряд наводится сразу на несколько соседних каналов, в результате чего возникает так называемый кластер сигналов (см. рис. 1.4). По распределению заряда на электродах можно определить положение трека с точностью $0,020 \div 0,050$ мм. Для этого необходимо, чтобы тракты считывающей электроники обладали низким уровнем шума и высокой точностью определения амплитуды сигнала.

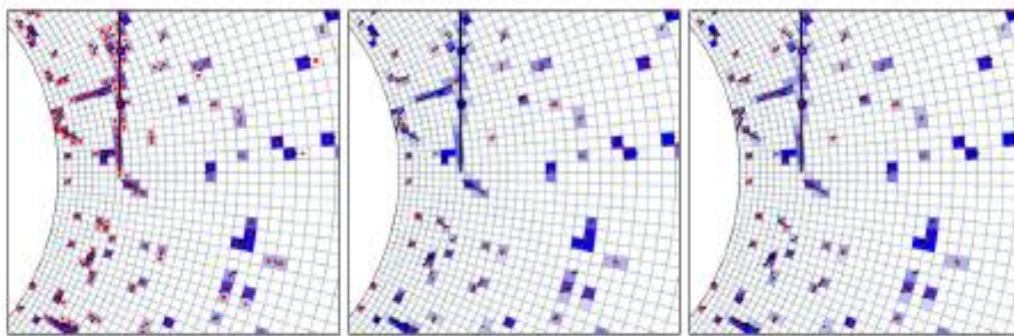


Рисунок 1.4 Кластеризация сигналов в многоканальных ГЭУ

7. Входной шум. При значении среднеквадратичного уровня эквивалентного шумового заряда (ЭШЗ) считывающей электроники равного $1000e^-$ (1000 электрон) порог дискриминации сигналов будет соответствовать значению $6000e^-$ (6σ). С учетом вклада избыточного нестационарного шума, обусловленного паразитными наводками, интерференцией сигналов, шумами источников питания и другими факторами порог дискриминации поднимется на (50 - 100) %, т.е. до 10000 эл. При коэффициенте газового усиления детектора порядка 5000 это будет соответствовать детектированию двух электронов.

Следует отметить также, что измерения, проведенные на тестовых пучках с прототипами детектора, совпадают с приведенными данными [19-22].

1.3 Структуры трактов современных многоканальных СИМС для крупных физических экспериментов

Проектирование считывающей электроники является одной из наиболее актуальных задач при построении аппаратуры, имеющей в своем составе многоканальные детекторы. Считывающая электроника во многом определяет качественные характеристики аппаратуры, такие как амплитудное и временное разрешение, быстродействие, потребляемую мощность, размеры установки.

Развитие детекторной электроники идет по пути увеличения быстродействия и количества обрабатываемой информации. В экспериментах

растет количество детекторных каналов, объем и скорость обработки сигналов с детекторов, что приводит к повышению требований к функциональной интеграции считывающей электроники, загрузочной способности трактов, радиационной стойкости [31] увеличению числа каналов в микросхеме. Применение субмикронных КМОП технологий [32-34] позволяет повышать функциональность микросхем, использовать высокоскоростные интерфейсы, блоки цифровой обработки [35] и т.д.

Специализированные ИМС (СИМС, в англ. ASICs) являются одной из ключевых технологий, доступных для проектирования детекторных установок. Следует отметить, что на данный момент не существует серийно выпускаемых компонентов, удовлетворяющих требованиям какого-либо крупного эксперимента. Поэтому для использования в больших и сложных спектрометрических системах и устройствах, особенно в физике высоких энергий, разработано и продолжает разрабатываться целое семейство многоканальных заказных микросхем на основе последних достижений микроэлектроники.

Современные специализированные интегральные микросхемы включают в себя и электронику считывания, и частично сбора данных [36]. Поколение технологий с проектными нормами ниже 250 нм значительно упростило реализацию микросхем с числом каналов до 128 и сделало возможным и экономически целесообразным реализацию аналого-цифровых (mixed-signal) СИМС. На данный момент реализованы микросхемы, содержащие более чем 16 АЦП на кристалле и имеющие функции цифровой обработки сигналов (ЦОС)[37].

Разработка микросхем для физических исследований осуществляется за рубежом в ведущих научных центрах и университетах, таких как ЦЕРН (Швейцария), BNL (США), RAL (Великобритания), Fermilab (США), AGH (Польша), INFN (Италия). Работы в этих организациях ведутся, в том числе, для экспериментов в ЦЕРН (Швейцария), где проводится модернизация ускорителя LHC и детекторов, а также для новых ускорительных комплексов

FAIR (GSI, Германия). В России разработкой многоканальных микросхем для детекторов крупных физических экспериментов занимается лаборатория проектирования специализированных интегральных микросхем на базе кафедры Электроники НИЯУ МИФИ.

Существует ряд прототипов многоканальных микросхем предназначенных для считывания и обработки сигналов газовых электронных. Примером микросхемы для ГЭУ является 32-канальная КМОП СИМС, созданная для считывания сигналов ГЭУ для мониторинга пучка в установке протонной терапии (Италия). [38] Каналы включают в себя традиционную структуру тракта ЗЧУ [39] +УФ (см. рис. 1.5), дополненную пиковым детектором, который работает как аналоговая память в фазе считывания. Динамический диапазон канала – 80 фКл, усиление 15 мВ/фКл. ENC = 650e⁻ при емкости детектора 10 пФ.

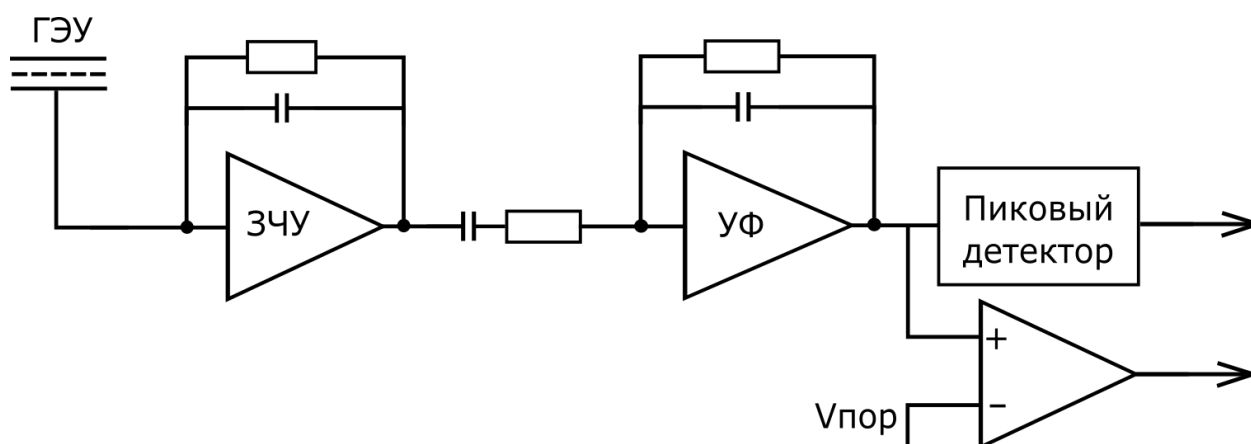


Рис. 1.5 Структура тракта 32-канальной СИМС для ГЭУ

Микросхема GASTONE64 (Италия) [40] - 64-канальная аналого-цифровая микросхема для считывания сигналов внутреннего трекового детектора на основе ГЭУ аппаратуры эксперимента KLOE-2 на ускорителе DAΦNE[41]. Структура микросхемы показана на рис. 1.6.

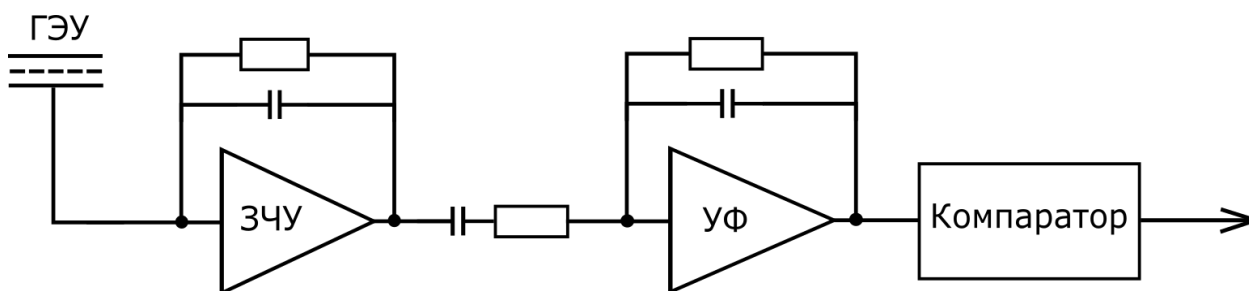


Рис. 1.6 Структура тракта микросхемы GASTONE64

СИМС разработана в КМОП технологии с проектными нормами 0.35 мкм. Каждый аналоговый канал состоит из предусилителя, УФ и дискриминатора. Динамический диапазон канала составляет 40 фКл, зарядовая чувствительность 16 мВ/фКл при эквивалентном шумовом заряде (ENC) $800e^- + 40e^- / \text{пФ}$. Потребляемая мощность 6 мВт/канал.

Следует отметить, что в приведенных выше микросхемах используются формирователи с фиксированными временами формирования. Такая архитектура не позволяет оптимизировать параметры тракта в условиях высоких нагрузок. К тому же на сегодняшний день существует ряд многоканальных микросхем с перестраиваемыми параметрами ЗЧУ и УФ, а также включающие в себя блоки АЦП и цифровой обработки сигнала.

В настоящий момент для задач эксперимента СВМ разрабатывается семейство считывающих микросхем с архитектурой, управляемой потоком данных. Концепции сбора и первичной обработки сигналов во многих современных экспериментах основываются на приеме данных в режиме само-триггирования (*англ. self-triggered*). Концепция само-триггирования требует особого подхода к проектированию структуры тракта. В режиме само-триггирования сигнал запуска в измерительной системе отсутствует, а все регистрируемые сигналы детектируются автономно. При этом, на первом этапе измеряются и записываются в промежуточную память параметры сигналов, включая временную метку (*англ. time stamp*) и амплитуду. Отбор полезных событий производится уже на следующих этапах. Таким образом,

микросхемы считывания управляются потоком данных (*англ. data-driven*), приходящих на вход каналов.

Микросхема STS-XYTER (AGH, Польша) предназначена для кремниевой трековой системы эксперимента (*англ. STS – silicon tracking system*) [42,43]. Физическая программа CBM требует высокой производительности детекторов, а соответственно и считывающей электроники. Предполагаемый диапазон входных загрузок составляет от 10 МГц/см² в центральных областях детектора до 0.1 МГц/см² во внешних областях детекторной станции. [44] Для достижения требуемой эффективности реконструкции треков, необходимо обрабатывать события с эквивалентным шумовым зарядом (ENC) около 1000 эл. СКО, а канал считывания должен обрабатывать события с частотой 250 кГц/канал [45]. Выходной пакет данных о событии должен содержать информацию об амплитуде (5 бит) и временной метке (14-бит) с разрешением 3 нс. На рис. 1.7 показана структура 128-канальной микросхемы STS-XYTER.

Аналоговая часть канала состоит из предусилителя (ЗЧУ) с функцией подстройки коэффициента передачи и импульсного сброса, двух УФ (быстрого и медленного) с функцией перестройки постоянной времени, дискриминатора. Такая конфигурация обеспечивает гибкость с точки зрения компенсации разбросов параметров микрополосковых детекторов и адаптации режима работы микросхемы к различным уровням входных загрузок.

Дополнительно стоит отметить, что микросхема содержит 5-битный АЦП в каждом канале и цифровую часть. В цифровую часть входят блоки цифрового пикового детектора, временной метки, а также интерфейсы [46], совместимые с GBTx [47]. Передача данных осуществляется по стандарту LVDS [48].

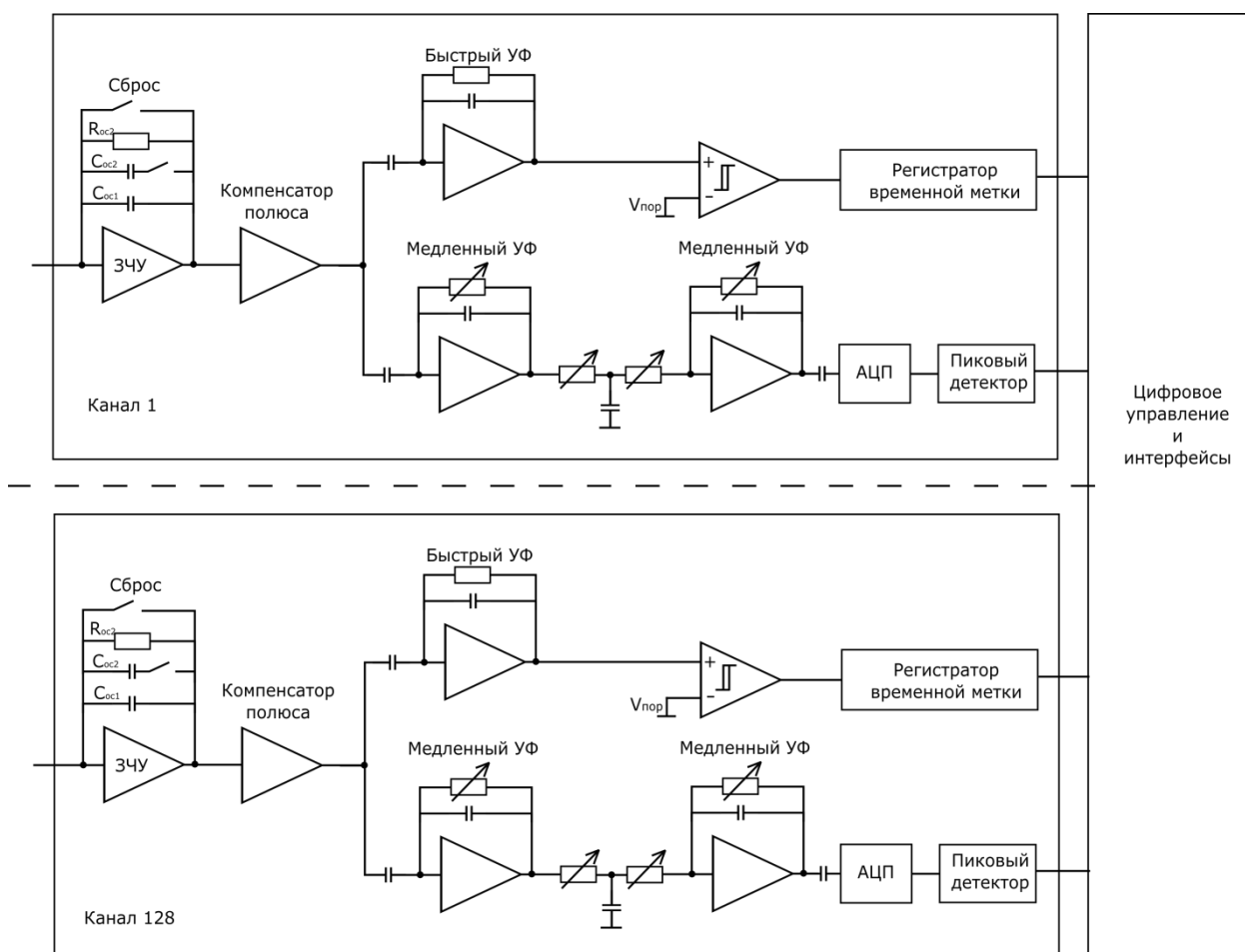


Рисунок 1.7 Структурная схема СИМС STS-XYTER

Микросхема STS-XYTER по совокупности параметров отвечает требованиям современных экспериментов, однако область ее применения ограничена кремниевыми детекторами, поскольку диапазон допустимых эквивалентных детекторных емкостей ограничен величиной 30 пФ.

Примером микросхемы с адаптивным к входной нагрузке временем формирования является СИМС APV25 (ЦЕРН) [49], используемой в спектрометре CMS большого адронного коллайдера в ЦЕРН. Микросхема APV25 включает в себя 128 независимых измерительных каналов. Структура канала показана на рис. 1.8. При этом каждый канал включает в себя формирователь сигнала, который характеризуется тем, что работает с внешним запуском в двух режимах: в оптимальном по шумам режиме, который назван режимом пиковой моды, или оптимальном по пропускной способности режиме, который назван модой обратной свертки. Входные

сигналы формирователя поступают на вход зарядочувствительного предусилителя, с выхода которого сигналы поступают на вход пассивного CR-RC фильтра с постоянной времени 50 нс, а затем на дискретную линию задержки конвейерного типа.

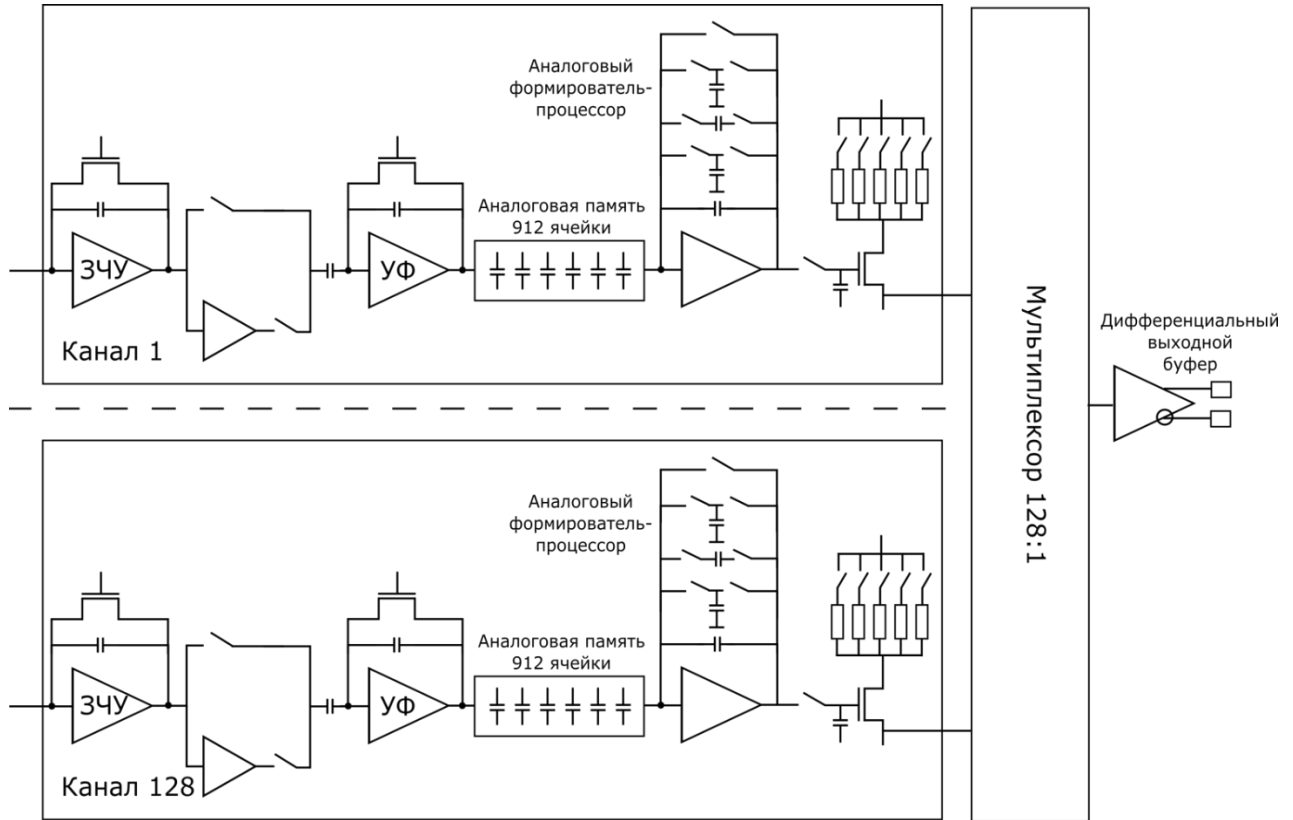


Рисунок 1.8 Структура канала микросхемы APV-25

Линия задержки содержит 192 ячейки коммутируемых конденсаторов, которые переключаются с шагом дискретизации 50 нс. Такая структура обеспечивает в режиме внешнего запуска эффективную обработку в реальном времени пачки входных сигналов длительностью 4 мкс. Обработка сигналов осуществляется сигнальным процессором, работающим в двух модах. В пиковой моде, на выходе процессора формируются сигналы со значением пикового времени формирования $T_m = 50$ нс и длительностью по основанию $T_w = 300$ нс. В моде обратной свертки формируется укороченный сигнал, длительность которого по основанию T_w равна постоянной времени RC фильтра τ , которая равна 50 нс. Моде обратной свертки реализуется путем взвешивания трех последовательных выборок сигнала. Интервал дискретизации нормализован относительно постоянной времени CR-RC

фильтра. Коэффициенты передачи формирователя в обоих режимах равны. Следствием такой операции укорачивания сигнала является увеличение эквивалентного шумового заряда. В моде обратной свертки шум более чем в 1.6 раза больше, чем в оптимальной по шумам пиковой моде. В пиковой моде $ENC = 246 \text{ e} + 36 \text{ e/pF}$; в режиме обратной свертки: $ENC = 396 \text{ e} + 60 \text{ e/pF}$.

В условиях пульсирующих входных загрузок работа с формирователем микросхемы APV25 возможна с внешним управлением модами формирования сигнала. При временных интервалах, когда плотность потока входных сигналов не велика, включается пиковая мода, характеризующаяся минимумом ENC, а во время максимального потока входных сигналов включается мода обратной свертки, и время формирования сигнала уменьшается для обеспечения максимальной пропускной способности.

Недостатком формирователя сигнала микросхемы APV25 является то, что он не способен работать в режиме само-триггирования, а работает лишь в режиме внешнего запуска. Размер обрабатываемой пачки событий ограничен временным интервалом равным 4 мкс. Это значит, что он обеспечивает высокую пропускную способность только в течение интервала времени равного 4 мкс, а затем требуется дополнительное или защитное мертвое время на подготовку к следующему циклу измерений. Серьезным недостатком является также то, что переключение между модами формирования сигнала осуществляется по внешней команде, т.е. формирователь не способен самостоятельно адаптировать свои параметры к изменяющейся входной нагрузке.

Одним из примеров последнего поколения СИМС для физического эксперимента является микросхема SAMPA (Бразилия) для эксперимента ALICE[50]. Микросхема находится на данный момент на стадии прототипирования и предназначена для считывания сигналов время-проекционной камеры (TPC) и мюонной камеры (MCH) эксперимента ALICE. Два детектора устанавливают разные требования к считывающей микросхеме.

В таблице 1.1 указаны основные технические требования к микросхеме для время-проекционной камеры и для мюонной системы.

Таблица 1.1 Параметры трактов микросхемы SAMPA

Параметры	ТРС	МСН
Напряжение питания	1.25 В	1.25 В
Полярность	Положительная /отрицательная	Положительная /отрицательная
Емкость детектора	18.5 пФ	40 пФ – 80 пФ
Время формирования, τ_{ϕ}	80 нс or 160 нс	300 нс
Порядок фильтров	4 ^й	4 ^й
Эквивалентный шумовой заряд	< 600e @ τ_{ϕ} = 160 нс	< 950e @ $C_{\text{дет}} = 40$ пФ < 1600e @ $C_{\text{дет}} = 80$ пФ
Максимальный входной заряд	100 фКл или 67 фКл	500 фКл
Зарядовая чувствительность	20 мВ/фКл или 30 мВ/фКл	4 мВ/фКл
Нелинейность канала ЗЧУ+УФ	< 1%	< 1%
Межканальные наводки	< 0.3 % @ $\tau_{\phi} = 80$ нс or < 0.2 % @ $\tau_{\phi} = 160$ нс	< 0.2 % @ $\tau_{\phi} = 300$ нс
Разрешение АЦП	10 бит	10 бит
Частота выборки АЦП	10 Мвыб/с	10 Мвыб/с
Потребляемая мощность	< 15 мВт	< 15 мВт

СИМС SAMPA включает в себя 32 канала и состоит из аналоговой фронтальной части (front-end), АЦП и цифрового процессора (см. рис. 1.9). Микросхема SAMPA [51 - 53] включает в себя зарядочувствительный

усилитель (ЗЧУ), способный усиливать сигналы как положительной, так и отрицательной полярности. К выходу ЗЧУ подключены два усилителя-формирователя (УФ) и неинвертирующий усилитель. Далее последовательно включен блок компенсации нуля полюсом (PZC – pole-zero cancellation), фильтр высоких частот, два Т-мостовых фильтра нижних частот, неинвертирующий каскад, как видно из рис. 1.10.

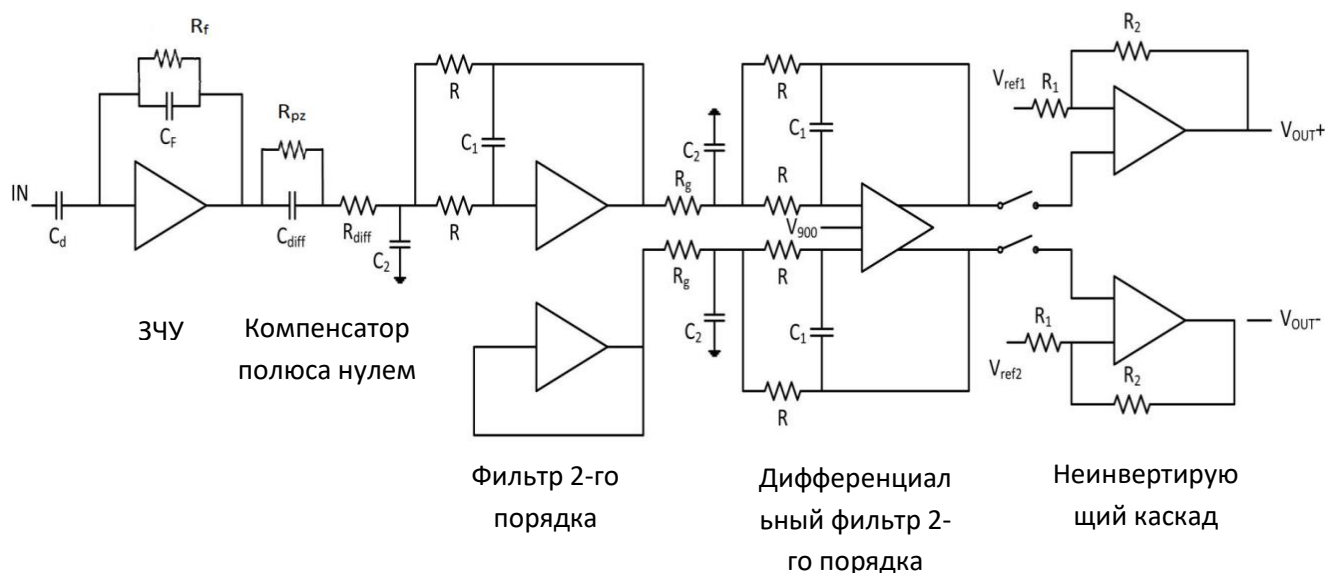


Рис. 1.9 Структурная схема канала СИМС SAMPA

Такая структура, помимо усиления и предварительной фильтрации входного сигнала, преобразует парафазный сигнал в дифференциальный. Это целесообразно с точки зрения подавления синфазных наводок, а также дает возможность использовать полный динамический диапазон АЦП. Каждый канал SAMPA имеет в своем составе 10-битный АЦП последовательного приближения (SAR - successive-approximation register), оптимизированный для работы с частотами выборки до 20 МВывб/с[54].

Цифровой сигнальный процессор (DSP) состоит из нескольких блоков:

- цифровые фильтры. Их функция – коррекция базовой линии, цифровое формирование [57-61],
- формирование выходных пакетов данных,
- интерфейс e-link [55, 56],
- тактовые частоты,

- медленное управление по I2C.

Микросхема изготовлена по 130 нм КМОП технологии компании TSMC. Здесь стоит отметить тренд на стандартизацию КМОП процессов для разработки и изготовления СИМС для физики высоких энергий. Это факт может быть обусловлен чисто экономическими факторами. Требования к микросхемам во многом определяются детекторной установкой. На практике это означает, что каждый детектор требует уникальной СИМС. В крупных научных центрах, таких как CERN или FAIR для каждого эксперимента разрабатывается целое семейство СИМС. Удешевить процесс можно за счет многократного использования отдельных IP-блоков в составе СИМС. Так, например, ЦЕРН использует в качестве стандарта две технологии: TSMC 130 нм для фронтальных аналоговых и смешанных микросхем, IBM 65 нм – цифровые СИМС.

Для оценки актуальных значений параметров современной компонентной базы для физического эксперимента на основании анализа источников [31-75] приведена сводная таблица (Таблица 1.2) параметров наиболее перспективных микросхем, выпущенных и разрабатываемых в последние годы.

Таблица 1.2 Параметры микросхем считывания

Микросхема / параметры	Тип детектора	Структура тракта	Шум, ENC, $C_{\text{дет. макс}}$	Динамический диапазон	Пропускная способность формирователя, макс., МГц	Мощность мВт/канал	Число каналов	Технология
STS-XYTER (AGH, Краков) [44-46]	Кремниевые микрополоск овые	Перестраив аемая	$ENC \approx 1500e$ при $C_{\text{дет. макс}} \approx 30$ пФ.	0–12 фКл	0,15	10,0	128	UMC CMOS MMRF 180 нм
SPADIC (Гейдельберг, Германия) [62- 64]	Детектор переходного излучения	Неперестра иваемая	$387e + 11 e/\text{пФ}$	75 фКл	0,30	3,8	32	UMC CMOS MMRF 180 нм
SAMPA (Сан- Пауло, Бразилия)[51]	ГЭУ	Перестраив аемая	$1600e/80$ пФ	500 фКл	0,1	10,0	32	CMOS TSMC 130 нм
n-XYTER[65] (Германия)	ГЭУ	Неперестра иваемая	$12.7e/\text{пФ} + 233 e$ ($C_{\text{дет.м}} = 30$ пФ)	20 фКл	1,0	21,0	128	AMS 0.35 мкм CMOS
AGET[66] (Франция)	Время- проекционн ые камеры	Перестраив аемая	$850e$ $C < 30$ пФ	120 фКл	0,001	10,0	72	AMS BiCMOS 350 нм
GASTONE64[4 0] (Италия)	ГЭУ	Неперестра иваемая	$800e + 40 e/\text{пФ}$	50 фКл	0,030	6,0	64	0.35 нм CMOS

32-канальная СИМС [38] (Италия)	ГЭУ	Неперестра иваемая	ENC = 650e	80 фКл	-	-	32	0.35 нм CMOS
ASD-8 [67] (США)	Газовый трубчатый детектор	Неперестра иваемая	850e + 78e/пФ Сдет. макс $\approx$ 30 пФ.	100 фКл	2	18,0	8	Tektronix, ,биполярная
ABCD (ЦЕРН) [69]	Кремниевая микрополоск овая система	Неперестра иваемая	900e + 35e/ пФ	10 фКл	25 нс	2,5	128	DMILL радиационно- стойкая Би- КМОП
APV25 [49] (ЦЕРН)	Кремниевая микрополоск овая трековая система	Адаптивная	430e + 61e/пФ	20 фКл	0.5	2	128	0.25 мкм КМОП
ASDBLR (США) [68]	Детектор переходного излучения	Неперестра иваемая	900e + 35e/ пФ	200	40 нс	30	8	DMILL радиационно- стойкая Би- КМОП
Многоканальн ый предусилитель (FermiLab, США) [70]	Проволочны е камеры с временной проекцией	Неперестра иваемая	860e + 47e/пФ	От -400 фКл до 20 фКл	Длит импульса 40 нс	10	6	Биполярная Tektronix

1.4 Современные маршруты проектирования многоканальных ИМС для крупных физических экспериментов

Общий подход к проектированию СИМС описан в источниках [76, 77]. Разработка специализированных ИМС для крупных физических экспериментов имеет много особенностей, которые требуют особого подхода к процессу разработки. Специализированные ИМС для аппаратуры физического эксперимента выпускаются мелкими сериями. Такие объемы не могут сочетаться с масштабами промышленной микроэлектроники. Кроме того, каждый эксперимент устанавливает индивидуальные требования к параметрам фронтальных ИМС (низкий уровень шума, динамический диапазон, высокая радиационная стойкость, размещение, энергопотребление, надежность и т.д.).

Сложные архитектуры интегральных схем такого рода требуют комплексного подхода к их проектированию. Проектирование должно осуществляться «сверху-вниз» [76] (см. рис. 1.010). Маршрут должен быть построен на основе соответствующих САПР и инструментов, с помощью которых можно получать точные результаты моделирования [78,79].

Технические характеристики возникают из моделирования детектора и физических процессов (например, в GEANT, Fluka). На основании моделирования задаются требования к геометрии, сегментации, технической реализации, мощности, размещению, стоимости и т.д. Затем с использованием модели детектора, определяется спецификации электроники (количества каналов, потребляемой мощности, скорости, динамический диапазон, и т.д.).

На основе этих входных данных разрабатывается один или несколько вариантов архитектуры. Все архитектурные идеи должны быть смоделированы на виртуальных элементах (например, поведенческие модели на Verilog-A) Использование набора инструментов Cadence Design Systems, подключение модели детектора и физического моделирования загрузки

электроники дает поправку к требованиям и отношению точности, затрат и сроков.



Рис. 1.10 Маршрут проектирования многоканальных СИМС для физических экспериментов

На основе первых виртуальных моделей устанавливаются спецификации к отдельным блокам. Блоки разрабатываются на уровне транзисторов и заменяют соответствующую поведенческую часть в модели всей системы. Когда поведенческая модель блока заменяется на транзисторную, осуществляется моделирование и сравнение параметров с поведенческим моделированием.

Наконец, собирается схема всей ИМС на транзисторном уровне. На этом этапе можно проверить правильность работы всей системы, исправить ошибки функционирования и сделать необходимые коррекции.

Экстракция паразитных элементов кристалла, включая элементы корпуса и печатной платы и пост-топологическое моделирование являются еще одним важным шагом в разработке СИМС. Эти расчеты могут дать наилучшее приближение проекта к реальным условиям. Этот этап характеризуется следующими типами анализа и моделирования:

- моделирование с паразитными элементами;
- Монте-Карло моделирование вариаций процесса;
- корнер-анализ
- падение на шинах питания по всему кристаллу;
- моделирование задержек вентиляей;
- проверка целостности сигналов (*англ. integrity*).

Маршрут завершается генерацией файлов для производства.

Существующие маршруты позволяют проектировать многоканальные СИМС для считывания сигналов детекторов с высокой точностью. Однако, развитие средств проектирования на сегодняшний день позволяет учитывать при проектировании СИМС такие эффекты, как ненулевое сопротивление подложки (эффект не учитывается при стандартной экстракции паразитных элементов), эффекты электромиграции и просадки напряжений по шинам питания. Все эти эффекты могут критически влиять на производительность этого класса микросхем.

Выводы

- 1) Современные физические эксперименты развиваются по пути увеличения интенсивности работы ускорителей и увеличения объемов и скорости обрабатываемых данных, что требует разработки новых подходов к проектированию трактов, способных обрабатывать сигналы с высоким быстродействием (до 40 МГц).
- 2) Газовые электронные умножители – новый тип детекторов, широко применяющийся в экспериментальной физике. Использование большого числа каналов ГЭУ (до нескольких миллионов) планируется в новых крупных физических установках на ускорителях LHC, NICA, FAIR т.д.
- 3) Актуальность применения и ряд особенностей ГЭУ (гранулярная структура, эквивалентная емкость 1 – 100 пФ, входная загрузка до десятков мегагерц, многоканальность и т.д.) требует развития оригинальных подходов проектирования многоканальных микросхем считывания для этих детекторов.
- 4) Современные СИМС для аппаратуры физического эксперимента имеют высокую функциональную интеграцию, применяются архитектуры управляемы потоком данных. Существующие прототипы многоканальных микросхем для ГЭУ не оптимальны для современных детекторных установок, т.к. не оптимизированы для работы в условиях высоких нагрузок в тракте и для работы с емкостью ГЭУ до 100 пФ и выше.
- 5) Усложнение моделей трактов и микросхем, а также влияние паразитных процессов в КМОП технологиях требуют развития системного подхода к проектированию СИМС, а также развития новых маршрутов, повышающих скорость моделирования и достоверность получаемых при моделировании результатов.

Глава 2. Адаптивные тракты для считывания и обработки сигналов многоканальных газовых электронных умножителей

В главе 1 был произведен анализ основных параметров ГЭУ, тенденций в развитии аппаратуры для физических экспериментов построенных на ГЭУ. Входные загрузки в канале до 40 МГц, 32-128 каналов в микросхеме, потребляемая ~10 мВт на канал, уровень шума меньше 1000 эл. и диапазон детекторных емкостей ГЭУ 1 – 100 пФ требует развития оригинальных подходов повышения пропускной способности тракта.

Применение систем обработки асинхронного типа и использование в таких экспериментах архитектуры трактов с само-триггированием, высокие уровни загрузки, наряду с перспективами широкого применения ГЭУ в детекторных установках новых поколений требует развития оригинальных структурных решений для трактов считывания ГЭУ.

Поиск оптимального решения по быстродействию и энергетическому разрешению тракта приводит к необходимости применения адаптивного подхода при проектировании трактов считывающей электроники ГЭУ. Под адаптивным подходом здесь понимается способность формирователя варьировать временем формирования сигнала в зависимости от входной загрузки так, чтобы не пропускать события в периоды пиковых значений входной загрузки и максимизировать отношение сигнал шум в периоды, когда входная загрузка не велика.

2.1 Базовая структура адаптивного тракта для многоканальных ГЭУ

На сегодняшний день в технике широко применимы цифровые и аналоговые адаптивные фильтры. Адаптивный фильтр – это фильтр с изменяемой в процессе работы передаточной функцией[80]. Критерием выбора передаточной функции, как правило, является критерий минимальной ошибки между требуемым и полученным сигналом. Для определения целевой функции минимизации адаптивного фильтра существуют различные

алгоритмы, такие как: среднеквадратической ошибки, наименьших квадратов, взвешенных наименьших квадратов, квадрата мгновенной ошибки. Как правило, эти целевые функции реализуемы в виде цифровых схем. Несмотря на развитие полупроводниковых КМОП процессов, для специализированных микросхем считывания и обработки сигналов многоканальных детекторов физического эксперимента на сегодняшний день стандартом де-факто являются технологии уровня 350 -130 нм. Такие технологии не позволяют реализовывать сложные адаптивные структуры, работающие с требуемым для современных экспериментов быстродействием.

Функционирование тракта при высоких нагрузках, различная гранулярность детектора на основе ГЭУ приводит к решению следующих задач:

- выделение полезных сигналов и минимизации их потерь,
- минимизация ложных срабатываний
- оптимизация энергопотребления на канал и площади занимаемой трактом на кристалле.

Решение задачи оптимизации тракта по указанным выше параметрам приводит к адаптивному подходу при построении трактов считывания сигналов ГЭУ.

Мною в соавторстве разработана адаптивная схема чтения сигналов ГЭУ, которая позволяет решить указанные задачи (см. рис. 2.1). Схема защищена патентом РФ [81].

Архитектура тракта включает в себя ЗЧУ, быстрый и медленный УФ. Медленный УФ обладает оптимальными с точки зрения отношения сигнал-шум параметрами, что обеспечивает максимальную разрешающую способность тракта. Быстрый канал обладает оптимальными характеристиками по пропускной способности. Быстрый и медленный пиковые детекторы фиксируют максимальную амплитуду формирователей. Амплитудный и временной дискриминаторы используются для определения наложений сигналов, а также для фиксации временной метки сигнала. Выбор

времени формирования осуществляется инспектором наложений и мультиплексором.

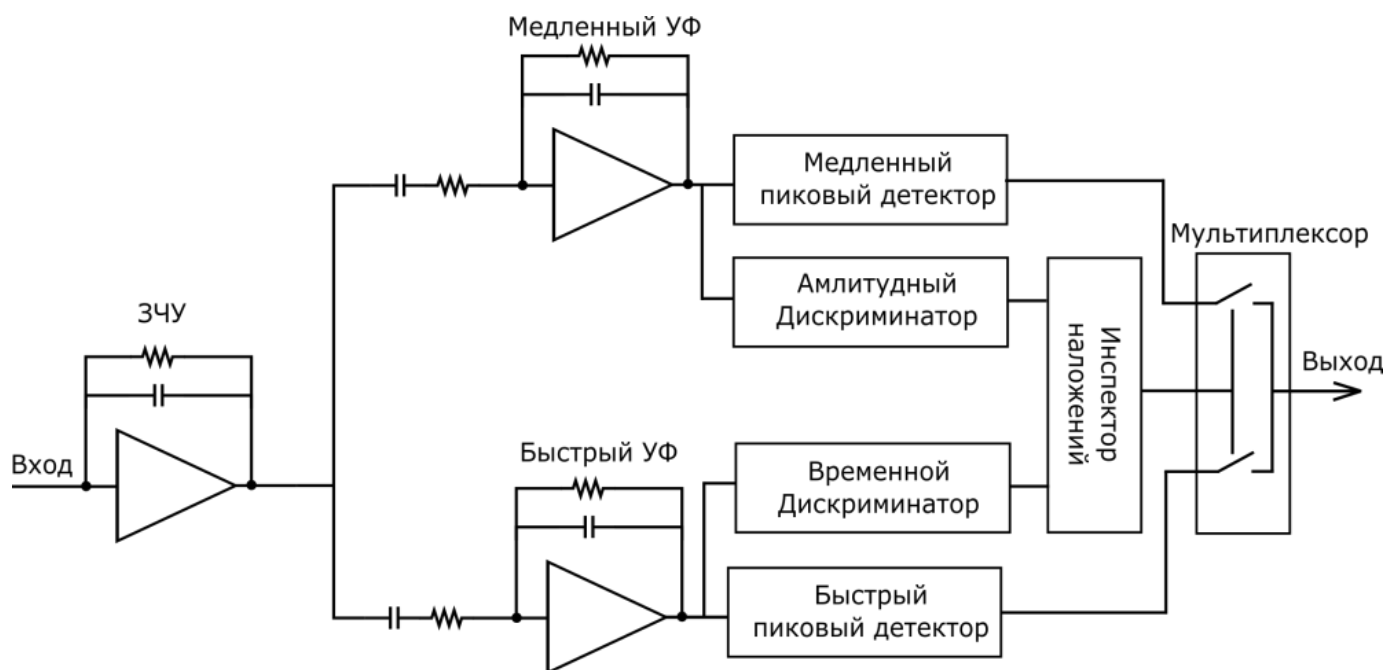


Рисунок 2.1 Структура канала с адаптивным формирователем сигнала

В случае отсутствия наложений выходных сигналов медленного УФ (3) (рис. 2.2а) на выход формирователя передается пиковая амплитуда сигнала, зафиксированная медленным пиковым детектором (10). В случае обнаружения наложения на фронт (рис. 2.2б) на выход тракта передается амплитуда сигнала, которая зафиксирована быстрым пиковым детектором (9). В случае наложения на спад (хвост) сигнала (рис. 2.2в), формируемого медленным УФ, на выход тракта передается сначала амплитуда сигнала с выхода медленного пикового детектора, а затем амплитуда наложенного на спад сигнала с выхода быстрого пикового детектора.

При появлении сигнала на выходе одного из дискриминаторов, инспектор наложений формирует сигнал (6) длительности равной пиковому времени медленного УФ. В течение длительности этого импульса производится инспекция наложений на фронт, которая состоит из проверки количества импульсов, поступающих с выхода временного дискриминатора (4). Если в результате инспекции будет обнаружен только один импульс, то принимается решение, что наложения на фронт не зафиксировано, если же за

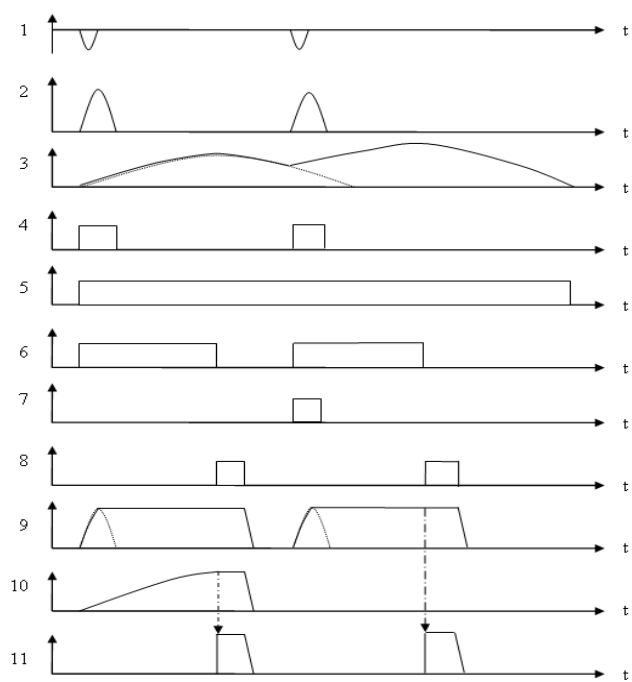
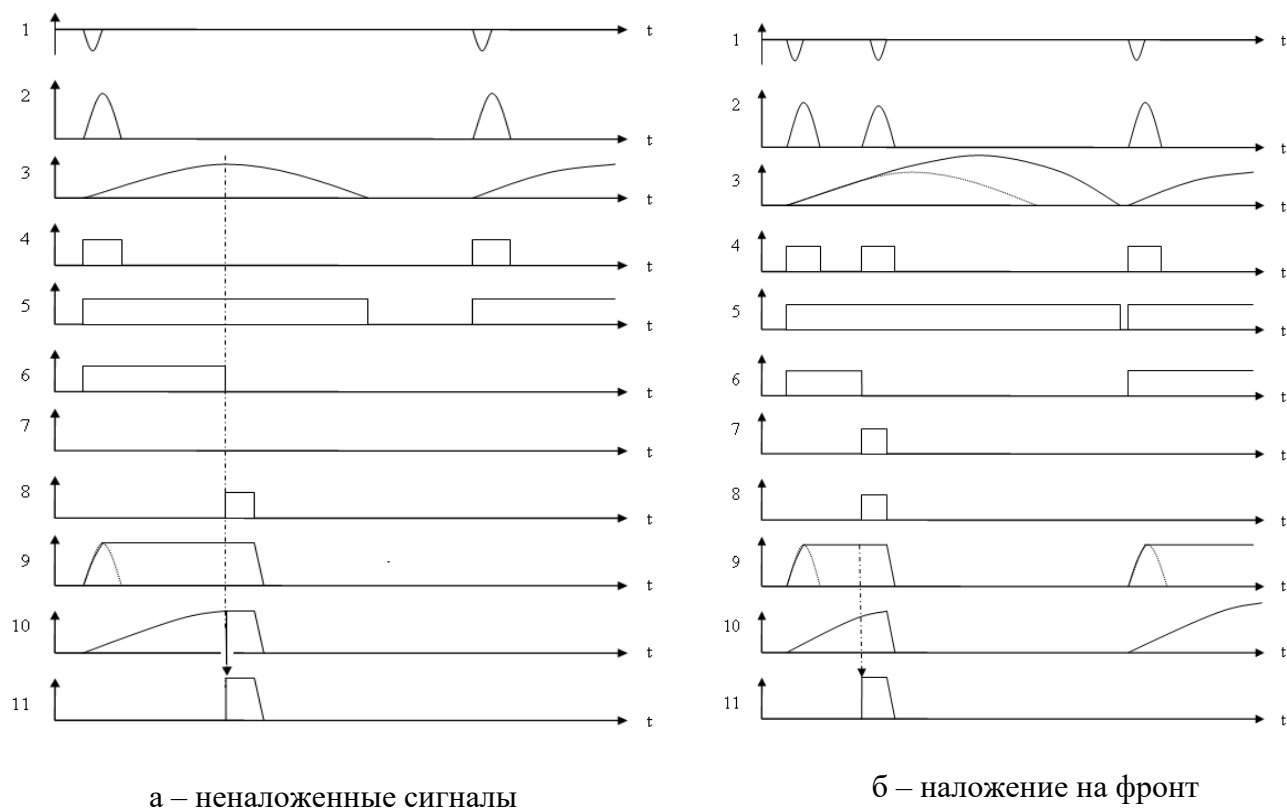


Рисунок 2.2 Эпюры поясняющие принцип работы адаптивного тракта. 1 – выход ЗЧУ, 2 – выход быстрого УФ, 3 – выход медленного УФ, 4 – выход временного дискриминатора, 5 – выход амплитудного дискриминатора, 6 – импульс разрешения инспекции наложения, 7- индикация наложений, 8 – сигнал управления мультиплексором, 9 – быстрый пиковый детектор, 10 – медленный пиковый детектор, 11 – сигнал на выходе мультиплексора

время действия эталонного импульса с выхода временного дискриминатора будут обнаружены два и более импульса, то принимается решение, что зафиксировано наложение на фронт, и вырабатывается сигнал “наложение” (7) и передается соответствующий сигнал управления мультиплексором (8). Инспекция наложений производится также и по наложениям на хвост сигнала, формируемого медленным УФ. Для этого инспектор наложений проверяет количество импульсов эталонной длительности за время длительности импульса с выхода амплитудного дискриминатора (5). В условиях различной гранулярности падов газонаполненных детекторов, а также различной степени загрузки в различных координатах детектора, параметры канала могут быть оптимизированы динамически, в зависимости от входной загрузки.

Сравнительная характеристика пропускной способности архитектуры с временно независимыми постоянными времени УФ и адаптивной архитектуры приведена на рис. 2.3.

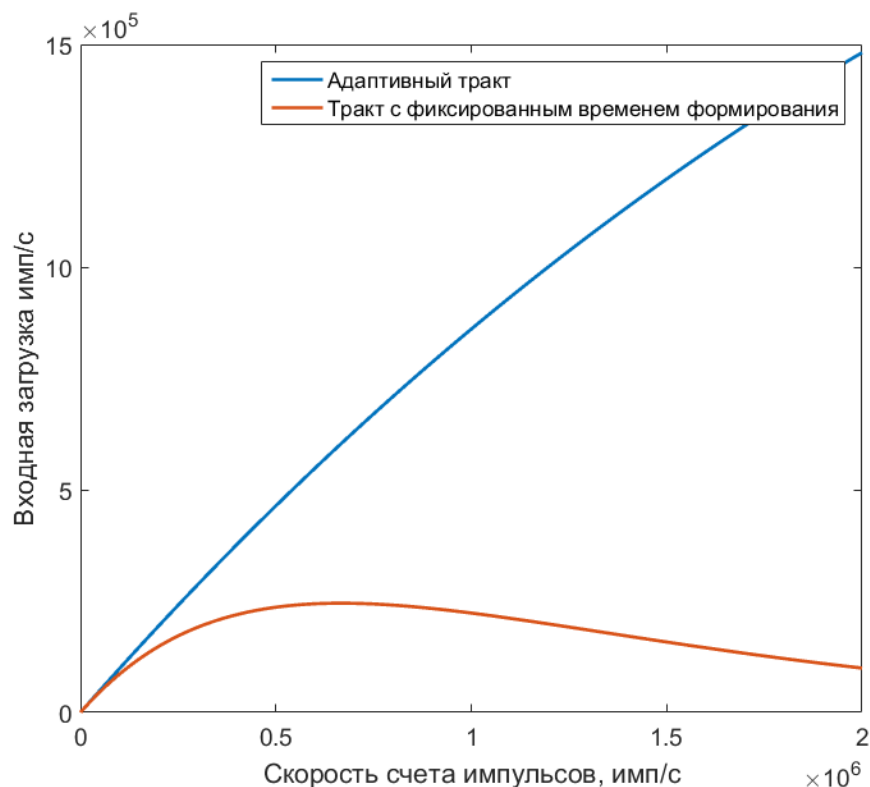


Рисунок 2.3 Сравнение пропускной способности адаптивного тракта и тракта с фиксированным временем формирования

Таким образом, предложенная архитектура тракта считывания позволяет увеличить пропускную способность. Количественно это значение можно определить как коэффициент увеличения пропускной способности, который равняется $k_{\max} = \tau_{\text{медл}} / \tau_{\text{быстр}}$ раз, где $\tau_{\text{медл}}$ – постоянная времени медленного УФ, а $\tau_{\text{быстр}}$ – постоянная времени быстрого УФ.

Автором предложена модифицированная схема адаптивного тракта (см. рис. 2.4). Базовая структура адаптивного тракта, расширенная за счет дополнительных каналов обработки сигнала, что позволяет уменьшить число потерянных полезных сигналов в несколько раз. Число каналов обработки сигнала ограничено допустимой площадью на кристалле и потребляемой мощностью.

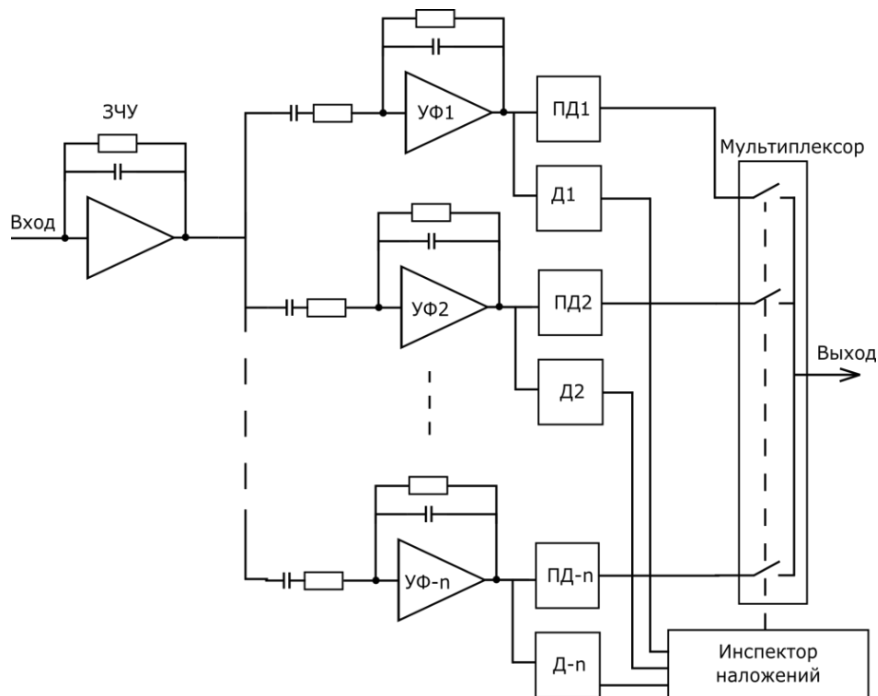


Рис. 2.4 Расширенная архитектура адаптивного тракта с n каналами обработки сигнала

Современные КМОП процессы уровня 130 - 350 нм, которые наиболее широко применяются при создании СИМС для аппаратуры физического эксперимента, позволяют реализовывать маломощные 6 – 10 битные АЦП в каждом канале. При этом удастся достичь значений потребляемой мощности тракта < 10 мВт на канал. Адаптивную структуру тракта можно модифицировать, заменив аналоговый пиковый детектор в каждом канале обработки на АЦП и цифровой пиковый детектор (см. рис. 2.5).

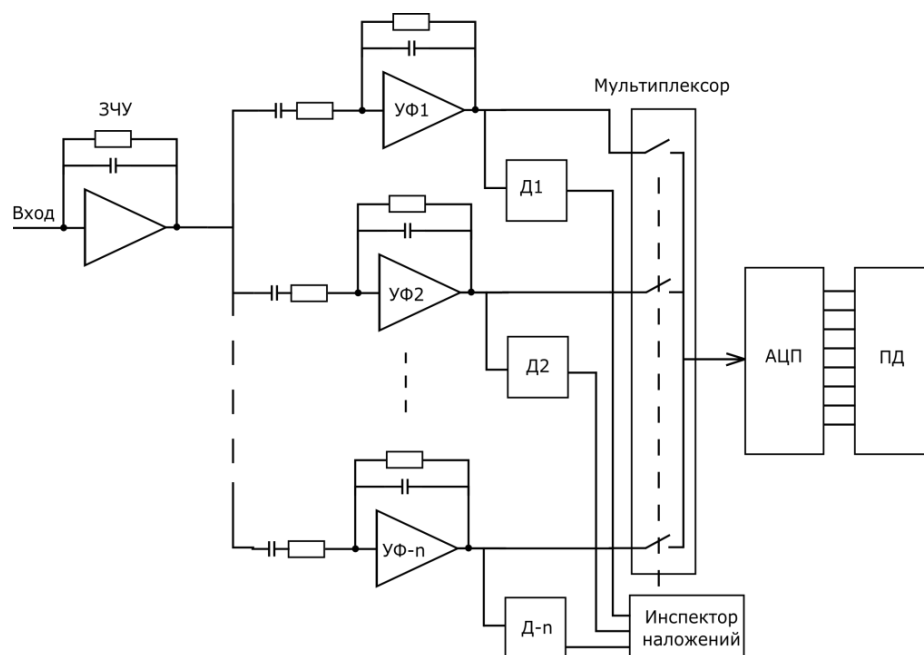


Рис. 2.5 Адаптивная структура тракта с n каналами обработки сигнала и АЦП

2.2 Критерий оптимизации адаптивного тракта по пропускной способности

Специфичность задачи обработки сигналов ГЭУ приводит к необходимости выработки критериев адаптивности к предложенной схеме. Классические методы описаны в книге Сергиенко “Цифровая обработка сигналов” [80], но автор предлагает следующий подход к выработке критерия оптимизации адаптивного тракта для многоканальных ГЭУ.

2.2.1 Пропускная способность тракта

При облучении детектора источником постоянной интенсивности импульсы тока детектора появляются в произвольные моменты времени. Если среднее число импульсов в единицу времени (интенсивность) равно n_0 , то вероятность попадания в интервал t некоторого количества импульсов N определяется законом Пуассона [82, 83]:

$$P(N, t) = \frac{(n_0 t)^N}{N!} \exp(-n_0 t)$$

Распределение интервалов между импульсами задается распределением:

$$P_1(T) = n_0 \exp(-n_0 T)$$

, где T – интервал между двумя соседними импульсами, соответствующий средней частоте входной загрузки. Закон распределения показывает, что вероятность появления коротких интервалов больше, чем вероятность появления продолжительных. Таким образом, всегда имеется вероятность сдвигания статистически распределенных импульсов[82].

Поскольку входные сигналы случайны во времени, а для случайных потоков сигналов вероятность появления нескольких сигналов за конечный интервал времени, равный времени формирования сигнала, отлична от нуля, то за счет наложений сигналов (см. рис. 2.6) возникают потери событий при их регистрации. Количество потерянных сигналов зависит от мертвого времени тракта, которое определяется длительностью сигнала формирователя

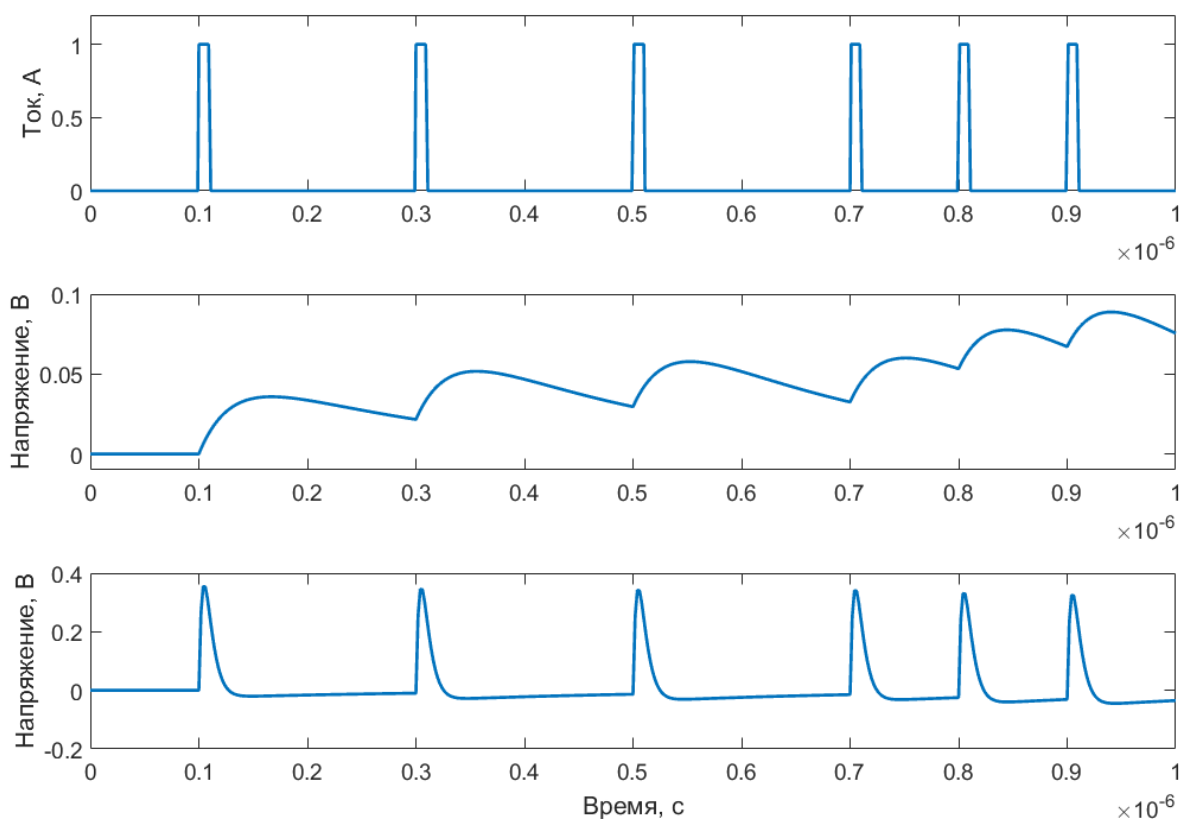


Рисунок 2.6 Наложение импульсов в канале. Верхний – сигнал с детектора, средний – сигнал ЗЧУ, нижний – сигнал УФ

Пропускная способность тракта определена как зависимость выходной скорости счета $r_{\text{вых}}$ от входной загрузки $r_{\text{вх}}$. Для сигналов, временной интервал между которыми задан распределением Пуассона, пропускная способность трактов задана выражением:

$$r_{\text{вых}} = r_{\text{вх}} e^{-r_{\text{вх}} T_{\text{м}}},$$

где $T_{\text{м}}$ – мертвое время формирователя [83]. На рис. 2.7 показаны зависимости выходной скорости счета от входной загрузки для формирователей с различными постоянными времени.

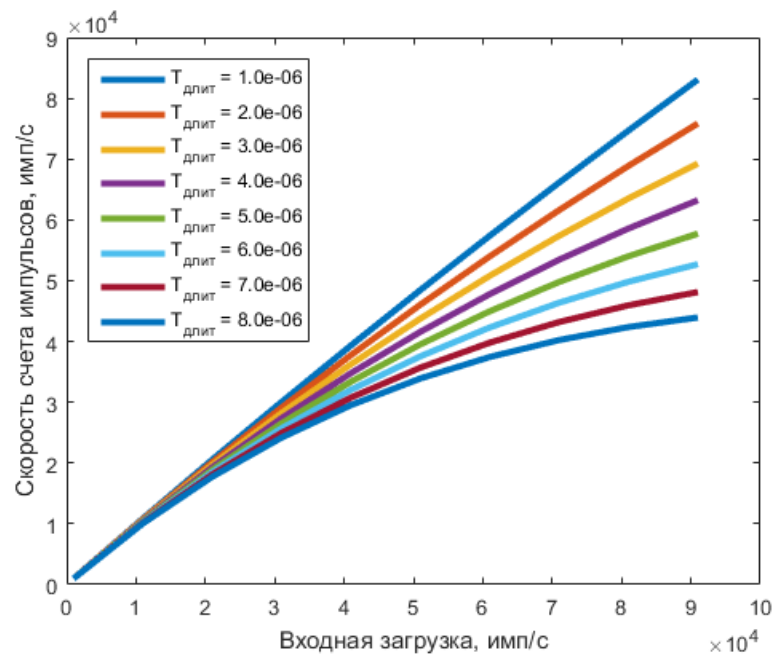


Рисунок 2.7 Зависимость выходной скорости счета от входной загрузки для трактов с различным временем формирования

Таким образом, для увеличения пропускной способности тракта необходимо уменьшать мертвое время, а, следовательно, и время формирования сигнала относительно его оптимального значения. С другой стороны, уменьшение времени формирования относительно его оптимального значения приводит к ухудшению энергетического разрешения в тракте. Таким образом, необходимо найти оптимальное значение параметров блоков считывающего тракта, которые обеспечивали бы высокую пропускную способность и требуемый уровень собственных шумов электроники.

2.2.2 Оптимизация пропускной способности усилителя-формирователя

Значения постоянных времени УФ определяют такие основные характеристики тракта как: амплитудное разрешение и пропускную способность. Оптимизацию этих двух характеристик по сути можно свести к минимизации числа потерь полезных сигналов, проходящих через тракт. В условиях высоких загрузок потери полезных сигналов могут возникать вследствие двух причин: наложений сигналов и собственных шумов тракта. Таким образом, нахождение оптимума для адаптивного тракта требует решения двух задач: минимизация вероятности потерь из-за наложений (максимизация пропускной способности) и минимизация вероятности потерь вследствие высоких собственных шумов считывающей электроники (оптимизация ЭШЗ тракта). Тогда общий коэффициент потерь будет равен сумме:

$$k_{\text{общ.пот.}} = k_{\text{шум.}} + k_{\text{налож.}} \quad (2.1)$$

Минимизация коэффициента шумовых потерь

Коэффициент шумовых потерь сигналов можно определить как:

$$k_{\text{шум.}} = \frac{6ENC - D_{\min}}{D}, \quad (2.2)$$

, где в числителе разность между пиковым значением ЭШЗ и нижней границей динамического диапазона $D_{\min}$, а в знаменателе динамический диапазон тракта. При этом предполагается, что вероятность прихода сигнала той или иной амплитуды на вход тракта одинаковая. Таким образом, можно оценить долю сигналов, потерянных из-за того, что порог дискриминации установлен выше, чем амплитуда полезного сигнала.

Для этого проведен анализ значения шума и оптимальных постоянных времени для различных типов УФ со структурой CR-(RC)ⁿ. В многоканальных спектрометрах больших физических экспериментов, используются различные типы формирователей: CR-RC (полугауссиановские фильтры), CR-(RC)ⁿ

(Гауссовы фильтры), треугольные и трапецеидальные фильтры. Последние два типа фильтров физически нереализуемы в аналоговой форме. Современные микроэлектронные технологии резко повысили рабочие частоты АЦП и логических вентилей при относительно невысоком их потреблении, что дает возможность реализовывать цифровую обработку сигналов в режиме реального времени. Однако технологическими стандартами де факто для физических экспериментов остаются технологии уровня 130 – 350 нм. Поэтому на данный момент в экспериментах с большим числом каналов преобладают формирователи сигналов на основе CR-RC и CR-(RC)ⁿ фильтров.

Для вычисления значения эквивалентного шумового заряда в зависимости от постоянной времени фильтра и эквивалентной емкости детектора можно воспользоваться выражениями, описанными в [84, 85]. Вклад в общий шум можно разделить на три компоненты:

- ENC_i токовая параллельная компонента,
- ENC_w напряженческая компонента температурного шума,
- ENC_f компонента фликкер шума

Сумма трех компонент представлена уравнениями:

$$ENC^2 = ENC_i^2 + ENC_w^2 + ENC_f^2 \quad (2.3), \text{ где}$$

$$ENC_i^2 = F_i t_p \times a \quad (2.4)$$

$$ENC_w^2 = F_v \frac{(C_F + C_T)^2}{t_p} \times b \quad (2.5)$$

$$ENC_f^2 = F_{vf} (C_F + C_T)^2 \times A_F \quad (2.6)$$

Соотношения показывают зависимость эквивалентного шумового заряда от емкости детектора и постоянной времени. Значения коэффициентов F_i , F_v , F_{vf} приведены в таблице [84].

Таблица 2.1 Значение шумовых коэффициентов для различных типов фильтров

<i>Tun УФ</i>	<i>F_i</i>	<i>F_v</i>	<i>F_{vf}</i>
CR-RC	0.92	0.92	3.70

$CR-(RC)_2$	0.64	0.85	3.41
$CR-(RC)_3$	0.52	0.93	3.32
$CR-(RC)_5$	0.40	1.11	3.25
$CR-(RC)_7$	0.34	1.27	3.22
$(CR)_2-RC$	1.00	1.03	4.70
$(CR)_2-(RC)_2$	0.72	1.16	4.89
$(CR)_2-(RC)_3$	0.60	1.44	5.12
$(CR)_2-(RC)_5$	0.48	2.00	5.49
$(CR)_2-(RC)_7$	0.41	2.52	5.75

Используя уравнения (2.3 – 2.6) и значения из таблицы 2.1 можно вычислить зависимость ENC от постоянной времени фильтра CR-RC (см. рис. 2.8). Как видно из зависимости ЭШЗ имеет четко выраженный оптимум. Сдвиг относительно оптимальной точки приводит к увеличению шума в тракте

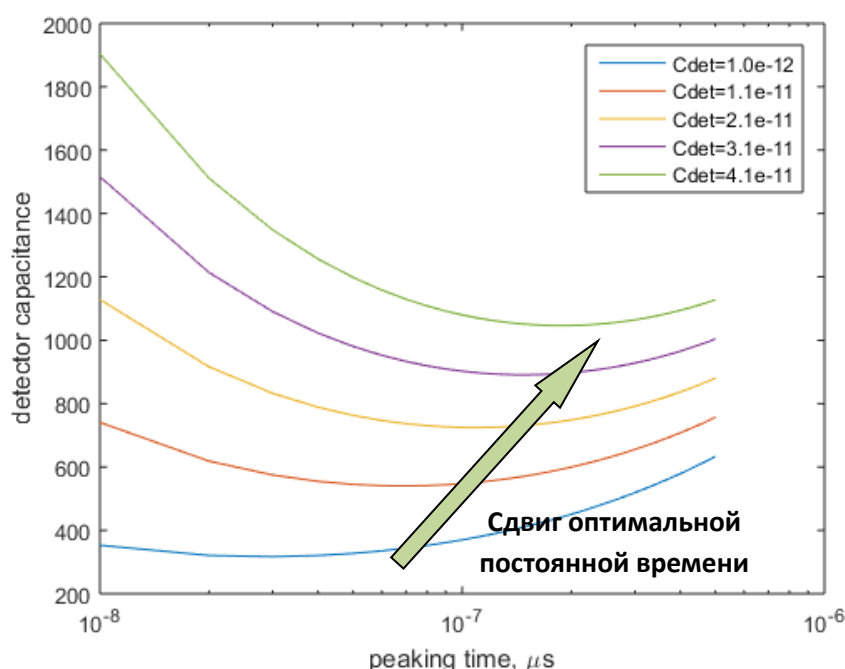


Рисунок 2.8 Зависимость эквивалентного шумового заряда от постоянной времени УФ

Таблица 2.2. Оценка для оптимальной шумовой постоянной времени

Тип фильтра	ЭШЗ	Оптимальная постоянная времени фильтра	Пиковое значение шума на выходе тракта, мВ
CR-RC	666,69	2,70E-07	3,20
$CR-(RC)_2$	609,25	3,10E-07	2,92
$CR-(RC)_3$	594,54	3,60E-07	2,85

CR-(RC) ₅	583,95	4,50E-07	2,80
CR-(RC) ₇	580,33	5,20E-07	2,79
(CR) ₂ -RC	714,87	2,70E-07	3,43
(CR) ₂ -(RC) ₂	694,38	3,40E-07	3,33
(CR) ₂ -(RC) ₃	703,78	4,20E-07	3,38
(CR) ₂ -(RC) ₅	724,71	5,50E-07	3,48
(CR) ₂ -(RC) ₇	739,38	6,70E-07	3,55

Графики зависимости коэффициента шумовых потерь от постоянной времени для различных емкостей детектора приведены на рис. 2.9.

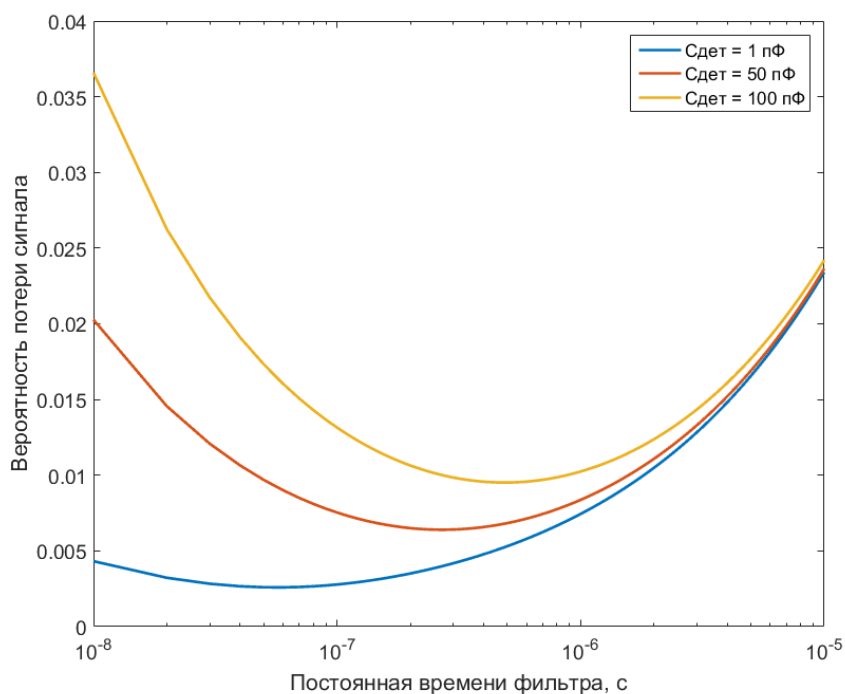


Рисунок 2.9 зависимости коэффициента шумовых потерь от постоянной времени для различных емкостей детектора

Из графиков видно, что коэффициент имеет минимум, причем минимум сдвигается вправо, а сам коэффициент растет при увеличении емкости детектора.

Минимизация коэффициента потерь наложенных сигналов

Увеличение загрузки в тракте приводит к увеличению вероятности наложений. В случае если промежуток времени между соседними сигналами меньше, чем длительность сигнала УФ, наложенный сигнал теряется.

Коэффициент потерь наложенных сигналов, частота которых распределена по Пуассону равен:

$$k_{\text{налож.}} = (1 - k_{\text{шум.}}) \cdot \int_{-\infty}^{T_M} r_{\text{вх}} e^{-r_{\text{вх}} T} dT \quad (2.7)$$

Первый множитель учитывает долю сигналов недискриминированных из за шумов тракта. Второй множитель является кумулятивной функцией экспоненциального распределения и показывает долю сигналов пришедших с периодом, меньшим, чем мертвое время формирователя (см. рис. 2.10).

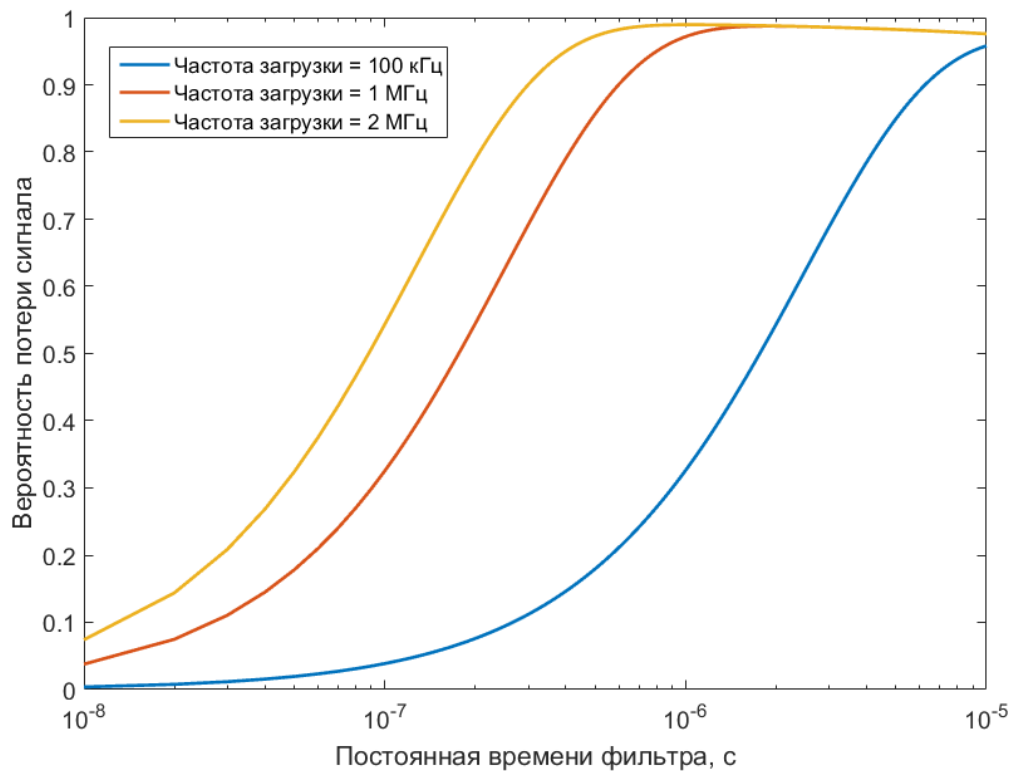


Рисунок 2.10 вероятность потери наложенных сигналов для разных частот

Таким образом для общего коэффициента потерь можно записать выражение, которое будет справедливо для Пуассоновских сигналов, равномерно распределенных по амплитуде:

$$k_{\text{общ.}} = \frac{6ENC - D_{\min}}{D} + \left(1 - \frac{6ENC - D_{\min}}{D}\right) \cdot \left(1 - e^{-\frac{T_M}{r_{\text{вх}}}}\right) \quad (2.8)$$

На рис. 2.11 построен график зависимости общего коэффициента потерь от постоянной времени УФ. Точка, в которой общий коэффициент потерь принимает минимальное значение, задает оптимальное значение постоянной времени УФ.

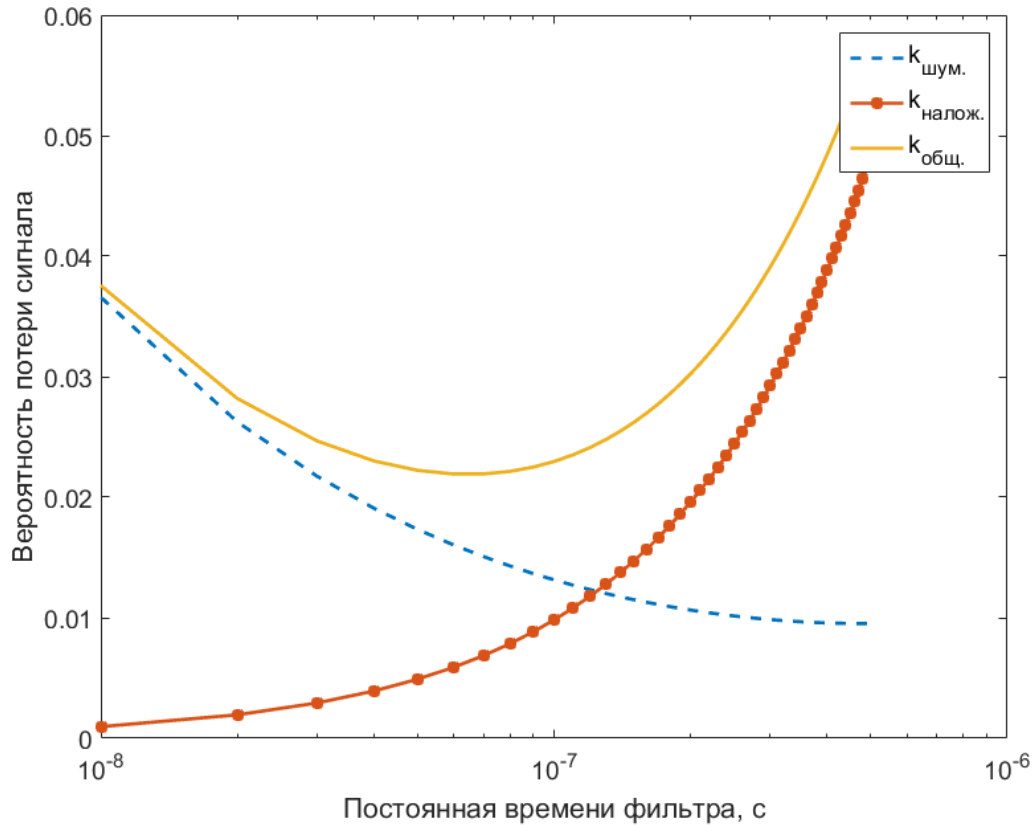


Рисунок 2.11 Значение общего коэффициента потерь для различных постоянных времени УФ.

2.2.3 Критерий оптимизации тракта считывания сигналов ГЭУ

Размер считывающего анода ГЭУ выбирается исходя из оптимального значения количества импульсов на единицу площади. Таким образом с уменьшением загрузки площадь анода возрастает. В этом случае каждому каналу детектора на основе ГЭУ соответствует значение входной загрузки и эквивалентной емкости детектора. Тогда выражение (2.8) примет вид:

$$k_{налож.}(n) = \frac{6ENC(C_{дет}(n), \tau_k)}{D} + \left(1 - \frac{6ENC(C_{дет}(n), \tau_k)}{D}\right) \cdot \left(1 - e^{-\frac{d \cdot \tau_k}{\tau_{вх}(n)}}\right) \quad (2.9)$$

,где $k(n)$ – коэффициент потерь n -го канала $ENC(C_{дет}(T), \tau_k)$ – шум в n -ом канале при условии, что время формирования равно τ_k , $d * \tau_k$ – длительность выходного сигнала УФ по основанию, $r_{вх}(n)$ – средняя входная нагрузка в n -ом канале. Графики зависимости коэффициента потерь сигналов от номера канала для разных УФ с разными временами формирования приведены на рис. 2.12.

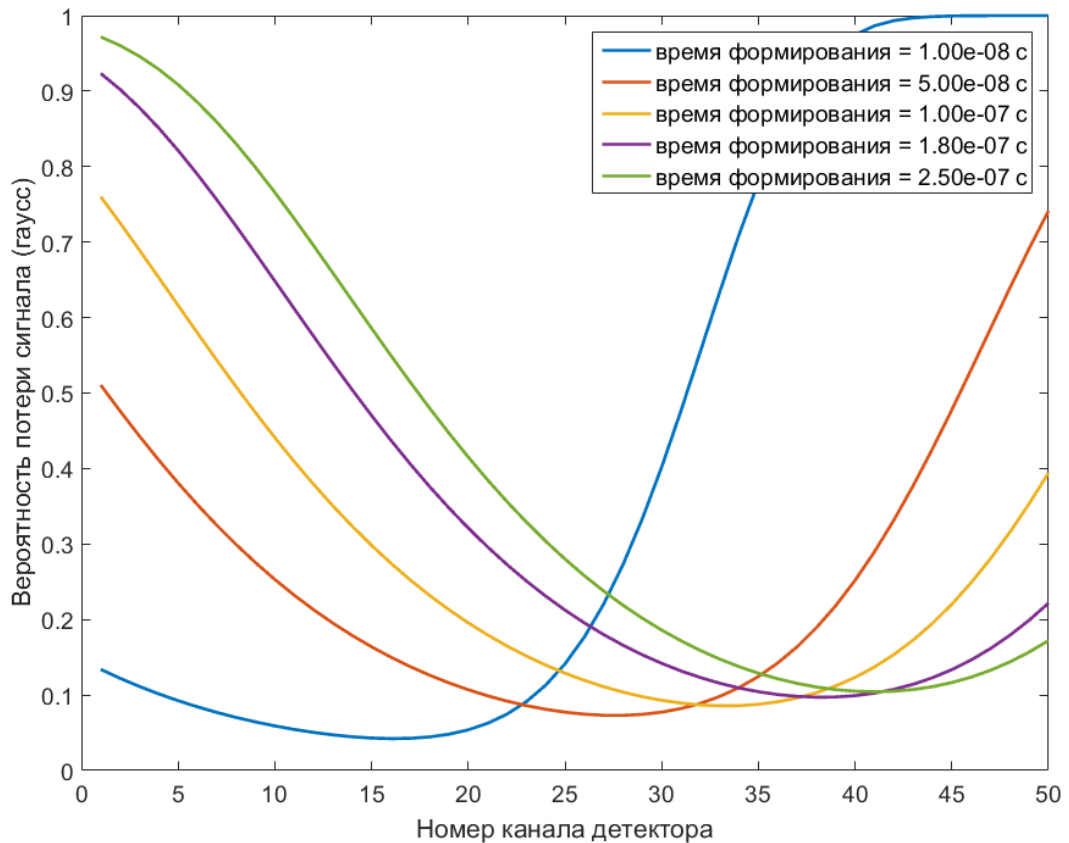


Рис. 2.12 Зависимость коэффициента потерь сигналов для УФ с разными постоянными времени.

Суммарное значение потерянных полезных сигналов во всех каналах обработки адаптивного тракта можно определить выражением:

$$N = \sum_{n=1}^{m1} k_1(n) * r_{вхn} + \sum_{n=m1}^{m2} k_2(n) * r_{вхn} + \dots + \sum_{n=m_{i-1}}^{m_i} k_i(n) * r_{вхn} \quad (2.10)$$

, где N – число потерянных сигналов, n – номер канала детектора, i – общее количество УФ в адаптивном тракте, k_i – коэффициент потерь i -го УФ адаптивного тракта, $r_{вхn}$ – входная нагрузка n -го канала детектора. Как видно

из рис. 2.13 использование большего числа УФ уменьшает число потерянных сигналов в несколько раз. Однако увеличение количества блоков УФ приводит к значительному увеличению площади тракта на кристалле, поскольку реализация УФ требует наибольшее количество площади, по сравнению с другими блоками.

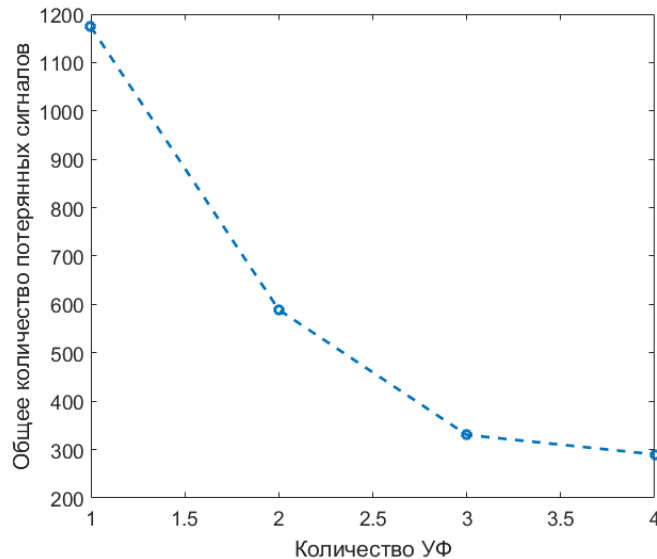


Рис. 2.13 Зависимость общего числа потерянных сигналов от количества УФ в тракте
 Автором предложен критерий выбора количества и значений УФ в адаптивном тракте. Критерием является минимум целевой функции (см. рис. 2.14):

$$F(i) = N * \frac{s(i)}{s_{\min}} \quad (2.11)$$

, где N – число потерянных сигналов, определяемое выражением (2.10), $s(i)$ – сумма площадей i усилителей формирователей, $s_{\min}$ – площадь УФ с минимальной постоянной времени.

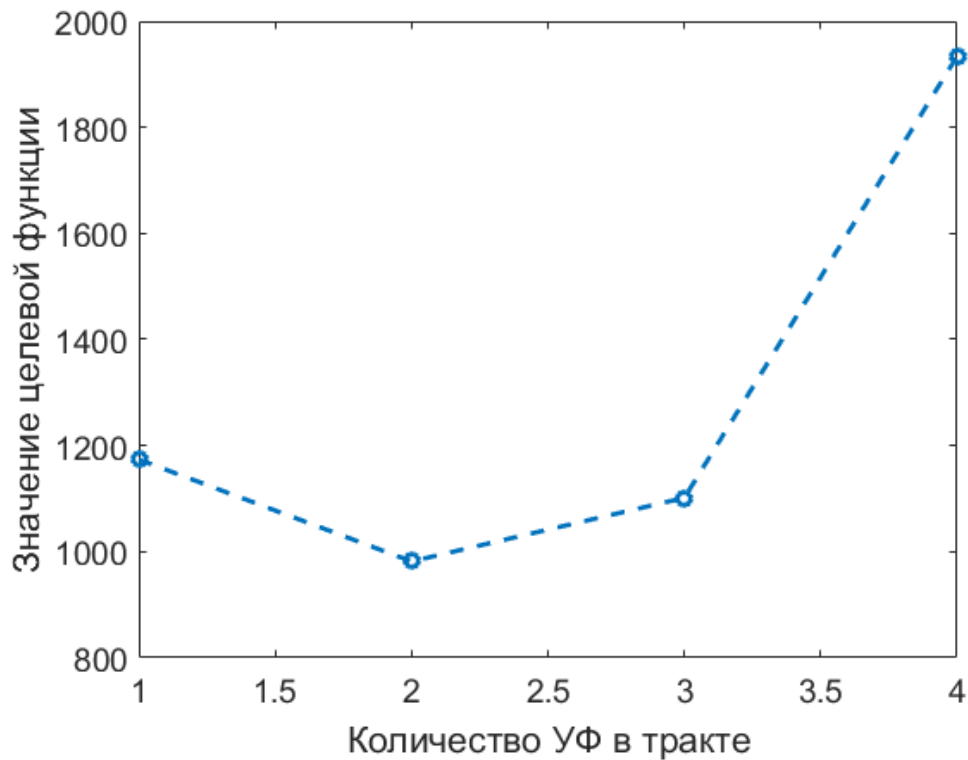


Рис. 2.14 Зависимость значения целевой функции от количества УФ в тракте

2.3 Схмотехнические решения для адаптивного тракта считывания сигналов многоканальных ГЭУ.

Автором разработаны схемы блоков для реализации адаптивной структуры в технологии КМОП компании UMC 180 нм. Проектирование блоков проводилось в рамках разработки микросхемы считывания сигналов мюонных камер эксперимента CBM. Приведенные схемы могут быть также реализованы в технологиях с проектными нормами уровня 130 нм и 350 нм, учитывая масштабирование элементов и особенности характеристик данных техпроцессов.

На рис. 2.15 приведена схема двухфазного пикового детектора[86]. Эта схема состоит из транскондактансного усилителя, выпрямляющего токового зеркала, конденсатора, схемы сброса, схемы формирования сигнала «Peak Find», и аналоговых ключей для переключения между фазами "чтения" и "записи"[87, 88].

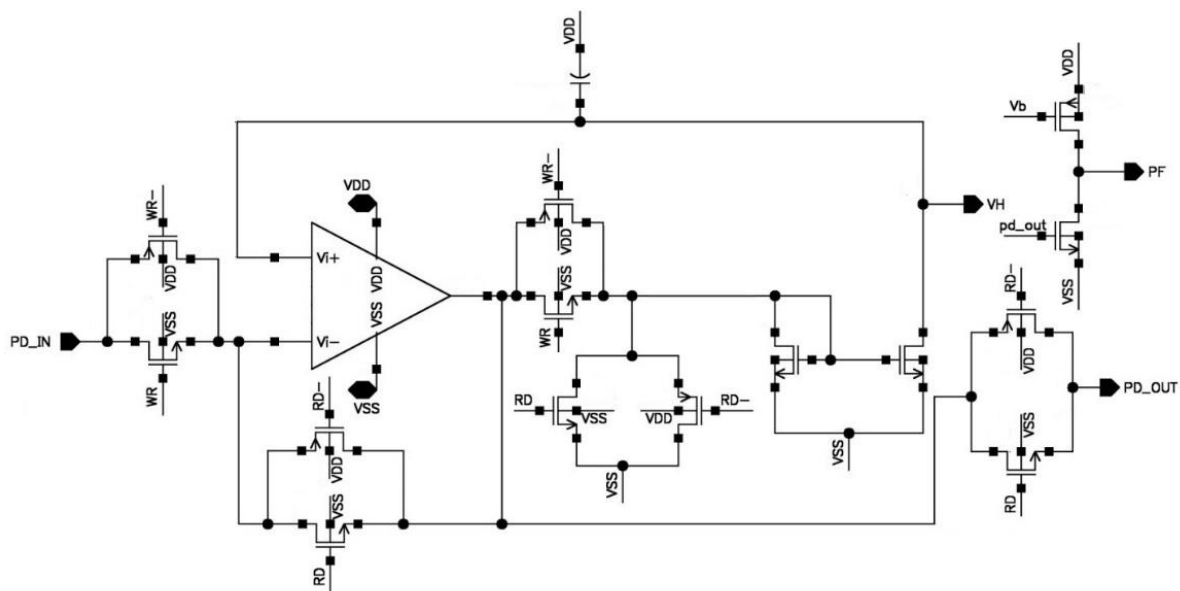


Рисунок 2.15 Схема двухфазного пикового детектора

Основной блок двухфазного ПД – транскондактансный усилитель (Рисунок 2.16), оптимизированный для работы с отрицательной полярностью и амплитудами в диапазоне 5 - 500 мВ. Этот диапазон соответствует выходных сигналов формирователя.

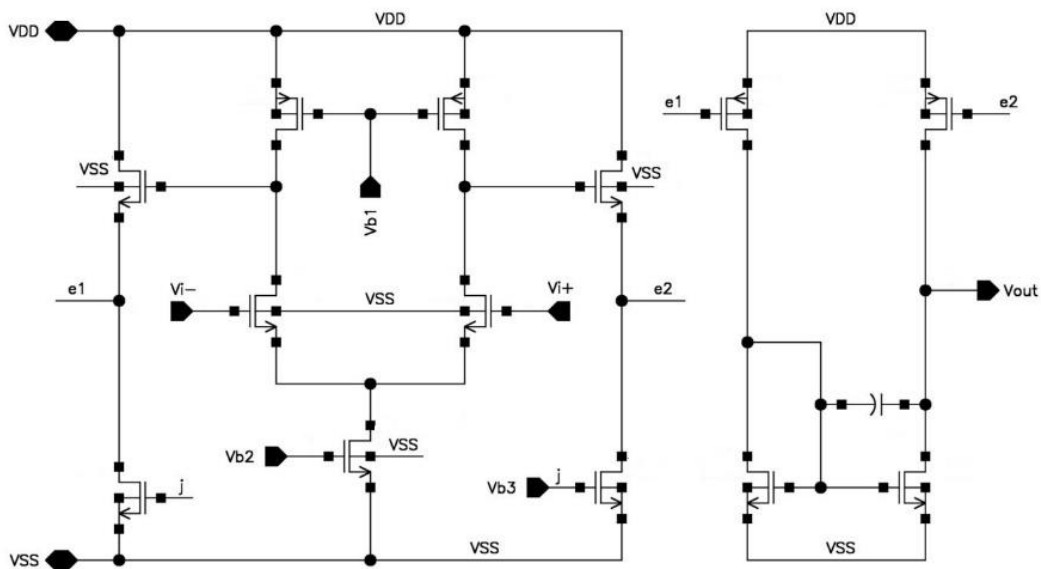


Рисунок 2.16 Транскондактансный усилитель

Функциональные диаграммы пикового детектора приведены на рис. 2.17

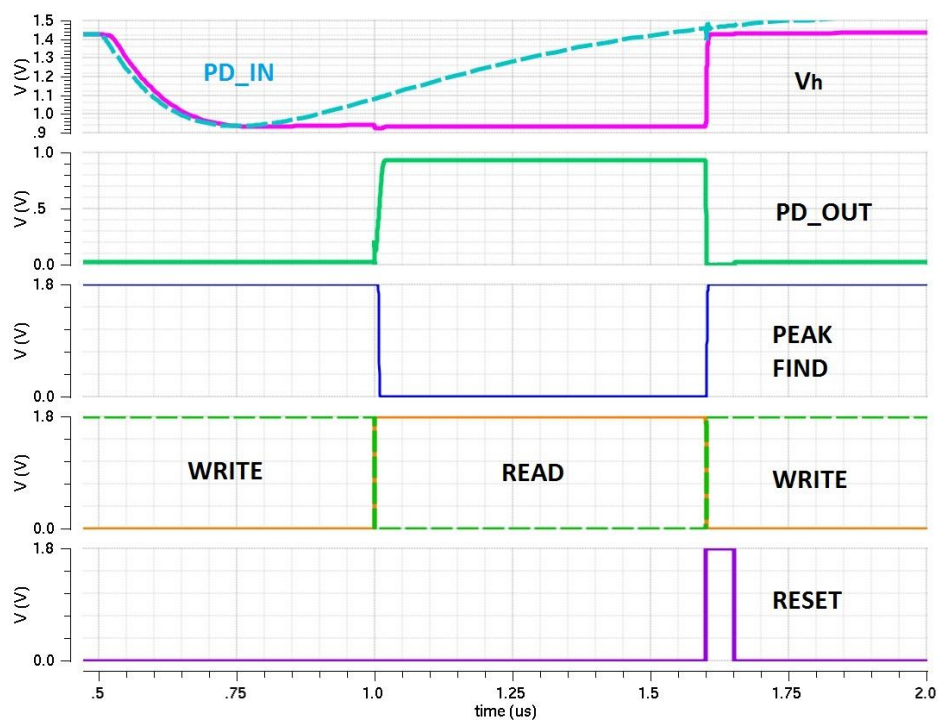


Рисунок 2.16 Функциональные диаграммы

Передаточная функция линейна во всем диапазоне входных сигналов. Полный динамический диапазон пикового детектора 5 - 1000 mV (Рис 2.17). Согласно Monte-Carlo анализу распределение пикового значения из-за технологического разброса не более 0.3 % при 100 мВ входного сигнала (Рис 2.18).

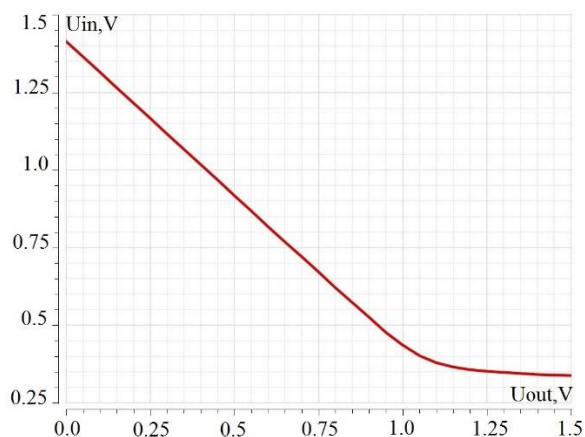


Рисунок 2.17 Передаточная функция ПД

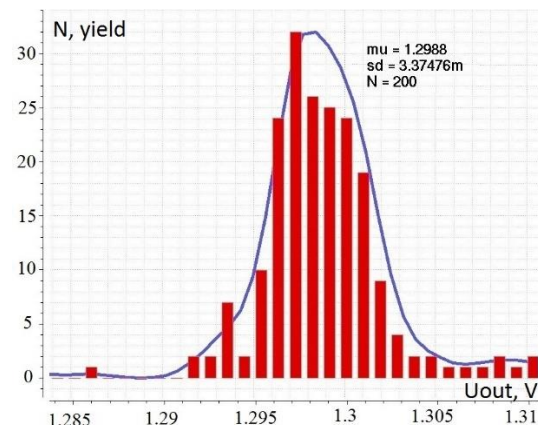
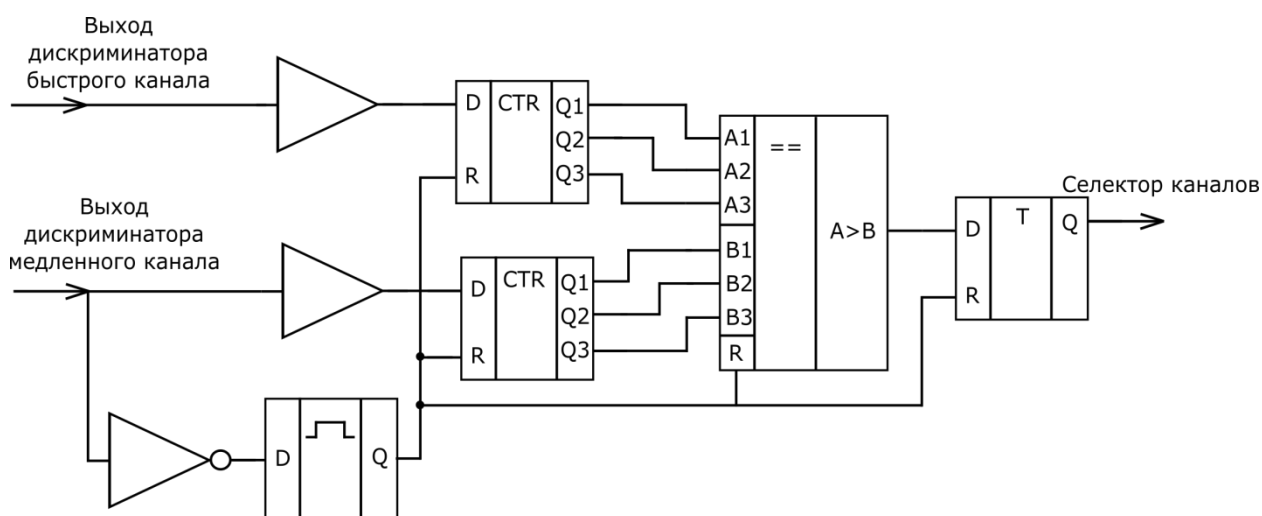


Рисунок 2.19. Изменение пикового значения за счет технологического разброса

Для проведения функционального моделирования аналоговой части многоканальной микросхемы для мюонных камер эксперимента СВМ разработана схема узла инспектора наложений, реализующего алгоритм адаптивности тракта (см. рис. 2.20).



59

Разработанный автором дифференциальный драйвер усилителя – формирователя предназначен для преобразования выходного сигнала УФ из парафазного в дифференциальный. Принципиальная схема драйвера и схема включения представлены на рис. 2.21.

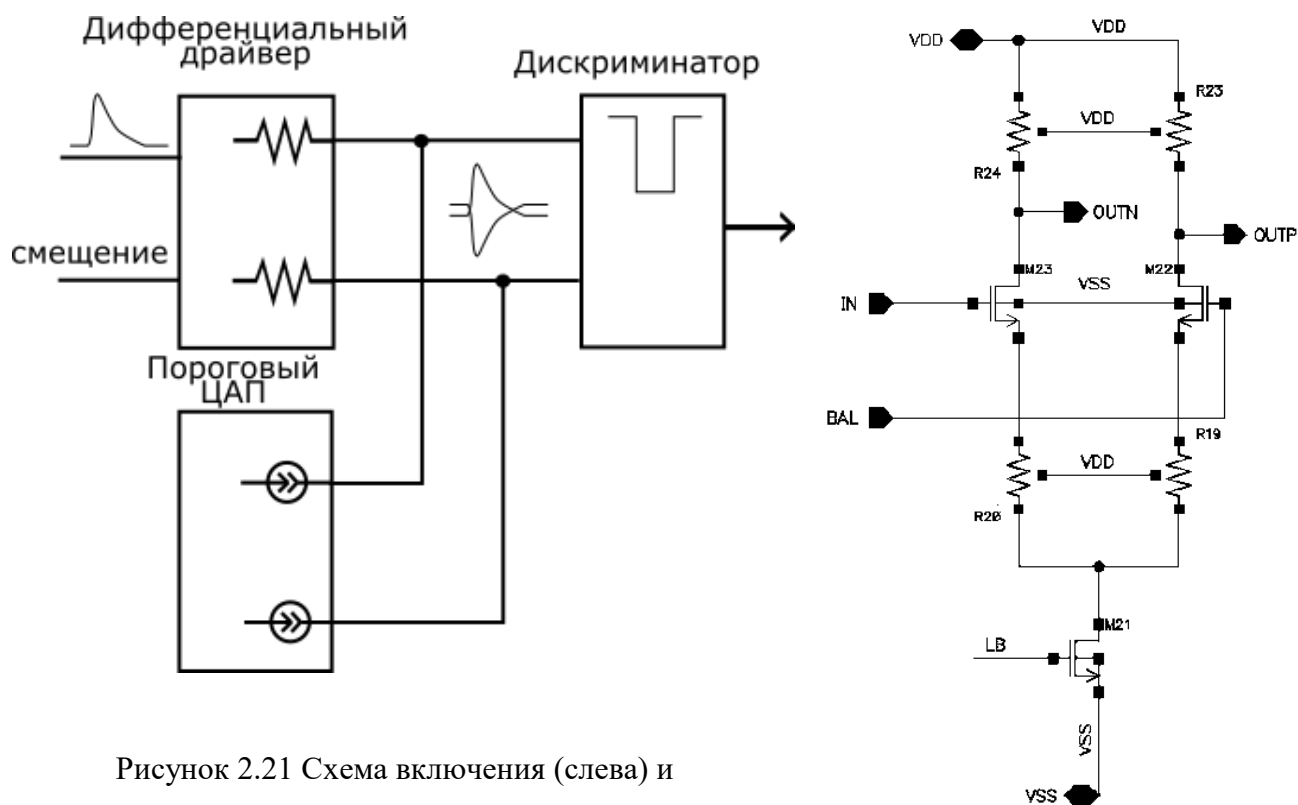


Рисунок 2.21 Схема включения (слева) и принципиальная схема дифференциального драйвера УФ (справа)

Разработана схема универсального аналогового драйвера с широким динамическим диапазоном [93] (0 – 1,8 В) для буферизации тракта и селектора каналов, а также для мониторинга аналоговых сигналов блоков ЗЧУ и УФ в тестовых каналах (см. рис. 2.22).

Блоки дифференциального драйвера и аналогового буфера выпущены в составе прототипных кристаллов микросхем считывания сигналов мюонных камер эксперимента CBM [89-97] и экспериментально подтверждено их функционирование (см. главу 4).

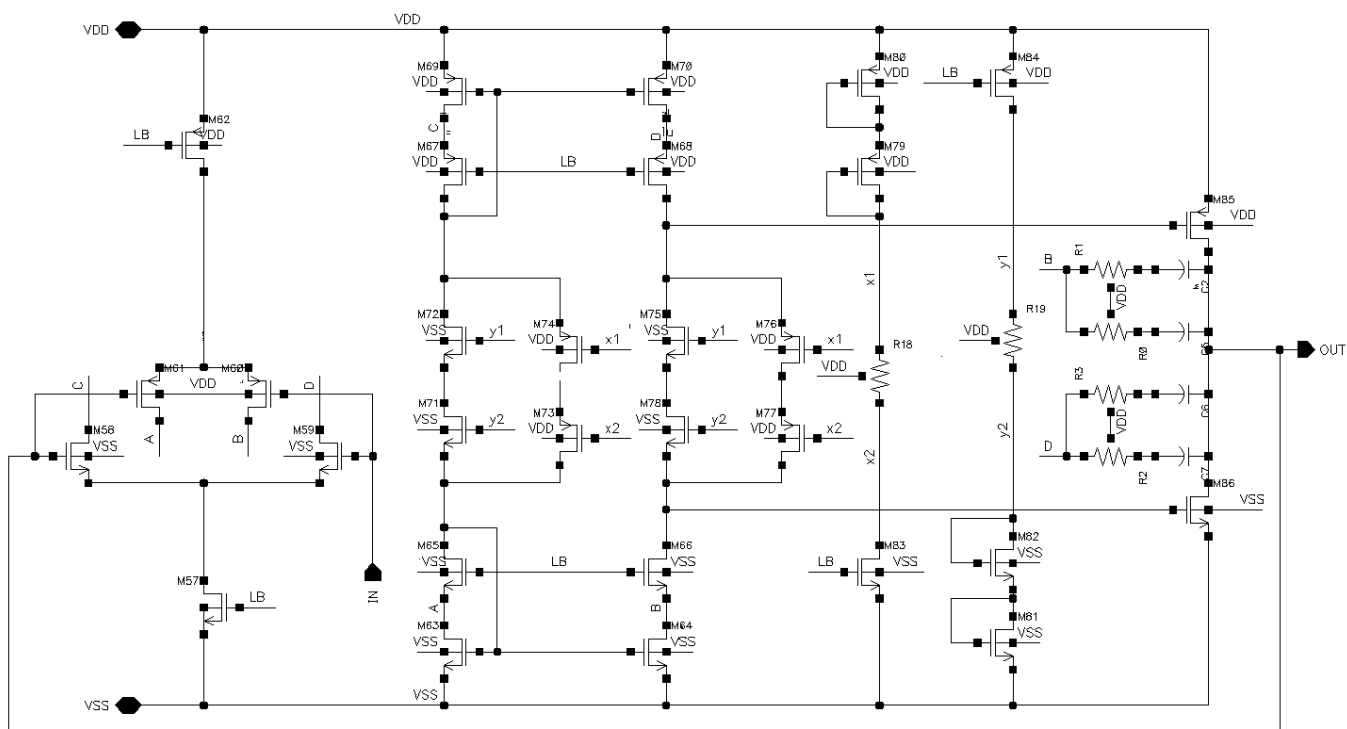


Рисунок 2.22. Схема аналогового драйвера

Выводы

1. Предложена адаптивная структура тракта, позволяющая менять время формирования УФ в зависимости от уровня входной загрузки. Предложенная структура позволяет проектировать многоканальные микросхемы считывания с пропускной способностью до 10 МГц.
2. Для нахождения оптимальных параметров тракта по пропускной способности и шумам введен коэффициент потерь сигналов, характеризующий шумовые потери и потери сигнала из-за наложений.
3. Проведен анализ значений коэффициентов шумовых потерь и потерь наложений в зависимости от постоянной времени УФ, эквивалентных емкостей детектора и средней входной загрузки в тракте.
4. Предложен критерий оптимизации параметров и количества усилителей-формирователей в составе адаптивного тракта. Критерием выбора количества УФ является минимум целевой функции, учитывающей суммарную площадь усилителей-формирователей и число потерь

сигналов. Применение данного критерия позволяет снизить число потерь сигналов в несколько раз.

5. Приведены разработанные автором схемотехнические решения позволяющие реализовать адаптивную структуру тракта для считывания сигналов ГЭУ в составе многоканальной микросхемы в технологии с проектной нормой 180 нм.

Глава 3 Методика и маршрут проектирования адаптивных трактов для многоканальных газовых электронных умножителей

На основании структурного решения адаптивного тракта и критерия оптимизации с учетом требования к числу каналов в микросхемах считывания сигналов газовых электронных умножителей (32 – 64 канала) разработаны оригинальная методика и маршрут проектирования, позволяющие использовать все преимущества последних версий современных микроэлектронных САПР.

Особенности характеристик ГЭУ, увеличение уровня входных загрузок в тракте, а также применение адаптивной структуры тракта требует развития новых методик к проектированию считывающих микросхем.

Основными задачами при проектировании адаптивного тракта для многоканальных ГЭУ являются:

- максимизация пропускной способности трактов в условиях высоких входных загрузок
- оптимизация шумов тракта при больших эквивалентных емкостях детектора.

Для решения этой задачи на основе критерия, предложенного в главе 2, разработана методика проектирования адаптивных трактов для многоканальных газовых электронных умножителей.

Усложнение архитектуры многоканальной ИМС, широкое применение АЦП и блоков цифровой обработки приводит к увеличению времени моделирования, что требует использования упрощенных функциональных моделей и альтернативных маршрутов моделирования схем с экстрактированными паразитными параметрами при проектировании многоканальных СИМС.

Уменьшение напряжения питания, вследствие развития полупроводниковых КМОП процессов, а также рост рабочих частот цифровых блоков многоканальных СИМС для крупных физических экспериментов

приводит к увеличению влияния цифровых помех распространяемых по подложке кристалла и шинами питания, а также эффектов падения напряжения на шинах питания и электромиграции. Для учета влияния этих эффектов необходима адаптация существующих маршрутов проектирования в современных САПР при проектировании многоканальных систем для считывания и обработки сигналов с детекторов крупных физических экспериментов.

В данной главе приведены результаты апробации адаптивного подхода и предложенных методики и маршрута при проектировании ряда многоканальных микросхем для ГЭУ крупного международного эксперимента CBM на ускорителе FAIR (Германия).

3.1 Методика проектирования адаптивных трактов для многоканальных ГЭУ

На основе предложенных в главе 2 критерия и адаптивной структуры тракта разработана методика, позволяющая оптимизировать проектирование микросхем с адаптивными трактами для многоканальных ГЭУ, с целью достижения максимальной пропускной способности (см. рис. 3.1). Для реализации методики требуется выполнение следующих последовательных этапов:

1. Анализ результатов моделирования физического эксперимента (GEANT, Fluke), из которого формируются технические требования к считывающей системе. На основании данных о структуре ГЭУ, средних частотах загрузки и распределениям сигналов формируются требования к считывающему тракту.
2. Определение требований к усилителям-формирователям адаптивного тракта, на основании данных о диапазонах средней загрузки и эквивалентных емкостей детектора для различных каналов ГЭУ

3. Расчет минимальных коэффициентов потерь для УФ по формулам (2.2), (2.7), (2.8) и определение оптимальных постоянных времени для усилителей-формирователей
4. Определяется общее число потерь в адаптивном тракте с различными конфигурациями усилителей формирователей по формуле (2.9) для различных каналов детектора.
5. Находится минимум целевой функции (2.10) и определяется оптимальное по площади и числу потерянных сигналов количество усилителей-формирователей в составе адаптивного тракта
6. Определяются параметров пассивных компонентов УФ. Определяются значения постоянных времени УФ, при которых общий коэффициент потерь для быстрого и медленного УФ минимальный. На основании выбранных τ производится выбор пассивных компонентов быстрого и медленного УФ.
7. Проектирование тракта. Производится схемотехническое проектирование и моделирование в САПР адаптивного тракта с рассчитанными параметрами. Определяются максимальный уровень входной загрузки и количество потерянных сигналов. Осуществляются корректировки параметров с учетом разбросов параметров выбранной технологии. Производится топологическое проектирование и пост-топологическое моделирование схемы с учетом паразитных элементов.
8. Производится анализ результатов проектирования, на основании которого делается вывод об удовлетворении параметров спроектированной многоканальной системы требования физического эксперимента.

Диаграмма, поясняющая последовательность действий методики, показана на рис. 3.1. Данная методика позволяет оптимизировать параметры адаптивного тракта на ранних стадиях проектирования, а также учесть системные ошибки при проектировании многоканальной микросхемы и особенности характеристик многоканальных ГЭУ.



Рисунок 3.1 Методика проектирования адаптивного тракта для считывания сигналов многоканальных ГЭУ

3.2 Маршрут проектирования адаптивных трактов для считывания сигналов многоканальных ГЭУ

Существующие маршруты и подходы к проектированию многоканальных микросхем считывания описаны в Главе 1.4. Основным недостатком этих маршрутов является то, что при проектировании не учитывается влияние статических разбросов амплитуды и периодов между сигналами. Зачастую

осуществляется лишь моделирование одиночного сигнала или пачки сигналов, следующих друг за другом с определенной частотой. Такое представление сигнала в условиях высоких нагрузок в канале, многоканальности системы и архитектуры асинхронного типа не дает возможности оценить пропускную способность системы в условиях реального эксперимента.

Другим недостатком существующих маршрутов является значительное увеличение времени пост-топологического моделирования за счет повышения функциональной интеграции трактов и цифровой части многоканальных микросхем.

На основе методики описанной в Главе 3.1 разработан маршрут проектирования многоканальных микросхем считывания сигналов ГЭУ, включающих адаптивные тракты (см. рис 3.2).

Маршрут отличается от существующих тем, что при моделировании используется разработанная автором структурная модель и источник, учитывающий разбросы входного сигнала по частоте и амплитуде. Статистическое моделирование на ранней стадии проектирования позволяет сократить время моделирования на этой стадии проектирования в ~ 10 раз.

Также маршрут отличается оригинальным подходом к пост-топологическому моделированию многоканальных микросхем для аппаратуры физического эксперимента.

Увеличение функциональной интеграции этого класса микросхем приводит к значительному увеличению времени пост-топологического моделирования. В этом случае необходима оптимизация скорости и точности моделирования. Последние версии САПР включают новые функции, которые делают возможным оптимизацию скорости и точности моделирования.

- Использование инструментов высокоскоростного моделирования spectre[76, 98], таких, как APS, XPS и ULTRASIM[76, 98]. Эти методы используют

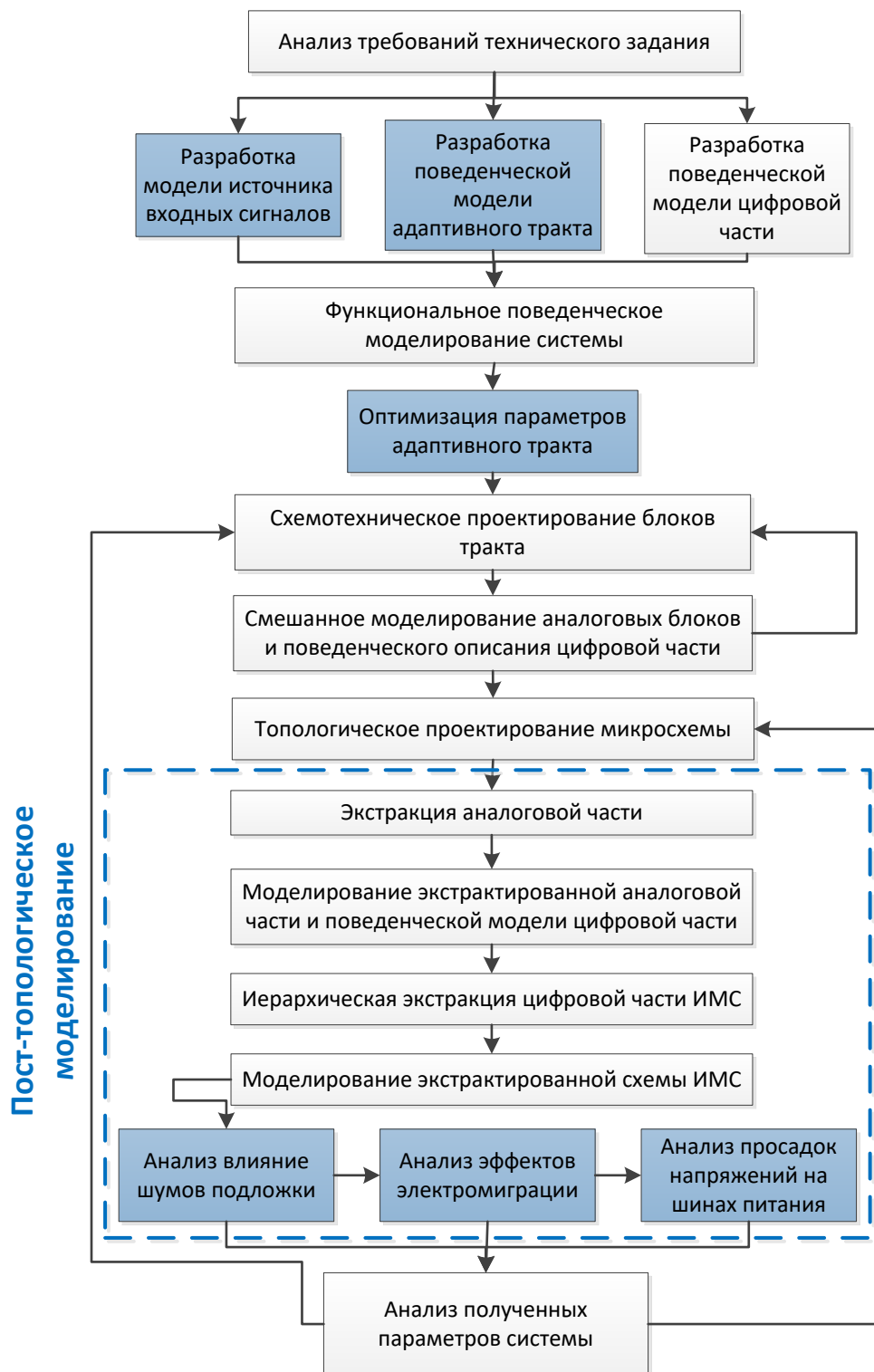


Рис. 3.2 Маршрут проектирования многоканальных микросхем считывания с адаптивными трактами

многоядерные алгоритмы, которые дают возможность задействовать больше процессорных ядер вычислительного сервера. Однако при значительном увеличении количества цифровых вентилях в составе многоканальной микросхемы считывания смешанное моделирование экстрактированной

схемы с аппаратной параллелизацией вычислений не дает значительного преимущества, поскольку симуляторы не могут вычислить рабочие точки цифровых элементов, что приводит к увеличению времени вычислений или невозможности расчета данного класса схем.

Для проведения пост-топологического моделирования многоканальных смешанных микросхем для аппаратуры физического эксперимента автором предлагается применение нескольких подходов, значительно ускоряющих процесс моделирования на этой стадии:

1. Применение иерархической экстракции. Для оценки функционирования многоканальной системы отсутствует необходимость экстракции паразитных соединений внутри логических вентилей. При применении данного подхода элементами формируется список цепей с паразитными элементами, в котором аналоговая часть иерархически представлена на транзисторном уровне, а цифровая часть – на уровне логических вентилей. Такой подход значительно ускоряет процесс самой экстракции, а также процесс пост-топологического моделирования, за счет того, что объем данных в списке цепей значительно сокращается (в 10 и более раз). При этом удастся оценить влияние цифровой части на аналоговую по металлизированным шинам питания и сигнальным линиям
2. Использование симулятора смешанных сигналов (AMS) и упрощенных поведенческих моделей на языках описания высокого уровня (Verilog, VHDL, Verilog-A, Verilog-AMS). Для проверки правильности функционирования системы на стадии пост-топологического моделирования достаточно моделирования экстрактированной схемы многоканальной аналоговой части микросхемы и поведенческой модели ее цифровой части. Такой подход повышает сходимость схемы в рабочей точке и снижает время моделирования и отработки экстрактированной схемы в 10 и более раз.
3. Экстракция паразитных элементов подложки, анализ эффектов электромиграции и просадок напряжений на шинах питания. Более подробно

применение этих методов при проектировании многоканальных ИМС проанализировано в главе 3.3.

Для реализации этапов системного поведенческого моделирования создана поведенческая модель многоканального адаптивного тракта для газовых электронных умножителей. Структура включает в себя следующие элементы:

- источник входных сигналов трактов (см. листинг 1 в приложении 2)
- адаптивный тракт с моделью инспектора наложений сигналов и пиковыми детекторами (см. листинги 2, 3 в приложении 2)
- анализатор и счетчик сигналов. (см. листинги 4 в приложении 2)

Сигналы, генерируемые источником, показаны на рисунке 3.3

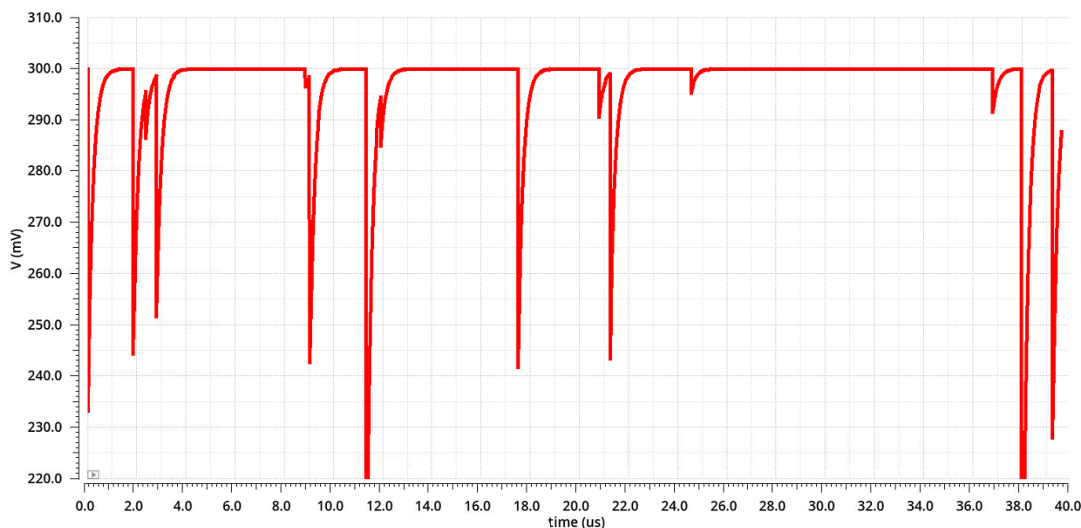


Рис 3.3 Входные сигнала считывающего тракта

Применение предложенного маршрута дает наиболее точную характеристику работы многоканальной системы, т.к.:

- оценка производится на системном уровне, что позволяет отследить системные ошибки в функционировании и более точно определить спецификации отдельных блоков, входящих в состав тракта
- оценка производится с учетом временных и амплитудных разбросов параметров входного сигнала

- проводится анализ влияния наводок цифровой части, распространяемых по подложке, анализируются эффекты электромиграции и просадок напряжений на шинах питания

3.3 Пост-топологический анализ в микросхемах считывания для многоканальных детекторов

Обзор литературных источников в главе 1 показывает, что большинство многоканальных СИМС на сегодняшний день являются аналого-цифровыми (mixed-signal) микросхемами. Реализация в одной ИМС аналоговых и цифровых блоков имеет множество преимуществ: меньший размер, потребляемая мощность, стоимость, более высокая скорость обработки сигналов, гибкость и надежность системы. Главными недостатками смешанных систем являются паразитные взаимосвязи между отдельными частями системы, расположенными на одном кристалле. Переключение цифровых вентилях может нарушить работу аналоговых блоков и системы в целом. С увеличением уровня функциональной интеграции и частоты работы цифровых схем, а также с уменьшением напряжения питания (а соответственно и амплитуды аналоговых сигналов), проблема наводок цифровой части становится все более актуальной. Если величина наводок достигает порядка собственных шумов электроники, точность, динамический диапазон, усиление и полоса пропускания аналоговых схем снижается. В некоторых случаях помехи могут вызывать генерацию [99].

Экстракция паразитных элементов и пост-топологическое моделирование схемы с паразитными элементами позволяет учитывать межканальные помехи в многоканальных микросхемах [100]. Однако развитие многоканальных микросхем считывания в сторону увеличения функциональной интеграции и увеличения цифрового функционала требует адаптации новых методов пост-топологического анализа при проектировании этого класса микросхем.

Развитие инструментов современных микроэлектронных САПР позволяет осуществлять различные типы пост-топологического анализа. К этим методам относятся:

- экстракция паразитных элементов топологии,
- экстракция паразитных элементов подложки,
- анализ просадок на шинах питания,
- анализ эффектов электромиграции.

Механизмы инъекции паразитного сигнала в подложку и методы анализа распространения сигналов по подложке подробно описаны в работах [101 – 104]. Существуют различные методы минимизации наводок в аналого-цифровых микросхемах, например:

- уменьшение числа вентилях, которые генерируют шум при переключении,
- проектирование устойчивой к наводкам аналоговой части (дифференциальные схемы, маломощные схемы и т.д.),
- использование электромагнитной изоляции цифровой и аналоговой частей,
- Увеличение расстояния между источником и приемником помех
- Экранировка различными активными слоями, в т.ч. металлизацией.

Для анализа влияния шумов подложки на данный момент существуют различные инструменты САПР, которые позволяют осуществлять пост-топологическое моделирование подложки, к этим инструментам относятся симуляторы: SubstrateStorm, HFSS, SeismIC, MEDICI, SPACE, Sequoia [101].

Для экстракции подложки необходимо наличие макромодели, которая формируется комбинациями профильных и интерфейсных слоев микросхемы, объединенными в вертикальные профили легирования (см. рис. 3.4) - зависимость концентрации примесей от координаты “z” профиля кристалла.

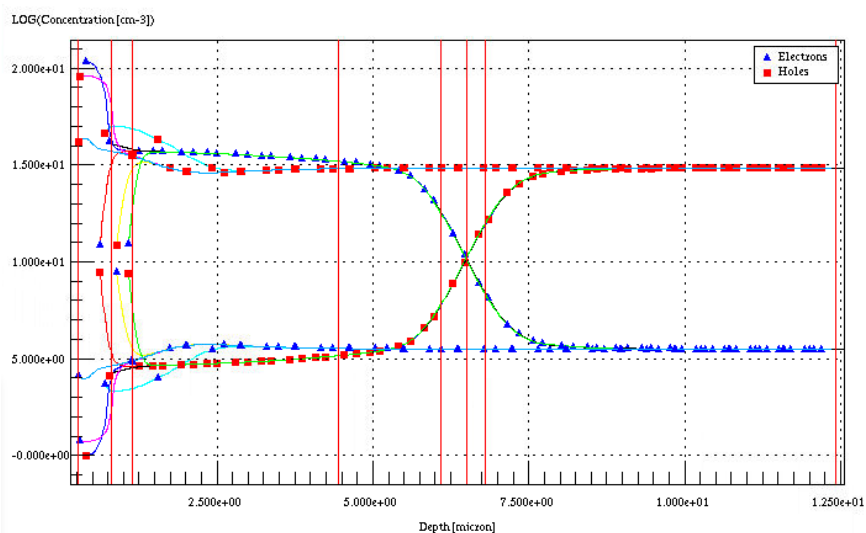


Рис. 3.4 Профили легирования электронов и дырок в различных профильных слоях кристалла

Маршрут генерации технологического файла подложки описан в монографии [105, 106]. Полученный технологический файл подложки можно использовать при моделировании экстракции топологии. Для этого необходимо пройти этапы физической верификации топологии (см. рис. 3.5). И произвести экстракцию топологии, включая файлы макромодели.



Рисунок 3.5 Маршрут анализа подложечных шумов

Данный тип экстракции позволяет производить малосигнальное моделирование схемы с учетом модели подложки и проводить анализ

распределения паразитного сигнала источника наводок и выводить результаты в виде диаграмм на топологии.

Моделирование подложечных шумов может быть успешно применено при проектировании многоканальных микросхем считывания. Наиболее чувствительными к подложечным шумам блоками в канале являются ЗЧУ и шейпер. Для анализа влияния подложечных шумов на работу блоков необходимо пройти следующие этапы:

1. Экстракция подложки
2. Моделирование топологии канала ЗЧУ-УФ с экстрактированными элементами подложки (см. результаты моделирования в среде Cadence рис. 3.6, 3.7)
3. Исследование зависимости амплитуды шума в точке приемнике шума от расстояния до точки источника шума.
4. Исследование зависимости амплитуды шума в точке приемника шума от частоты и амплитуды источника шума
5. Анализ путей распространения подложечных шумов
6. Определение оптимального положения входного транзистора
7. Анализ работы схемы с применением электро-магнитной изоляции подложки (n-well, трехкарманные технологии, охранные кольца и т.д.)

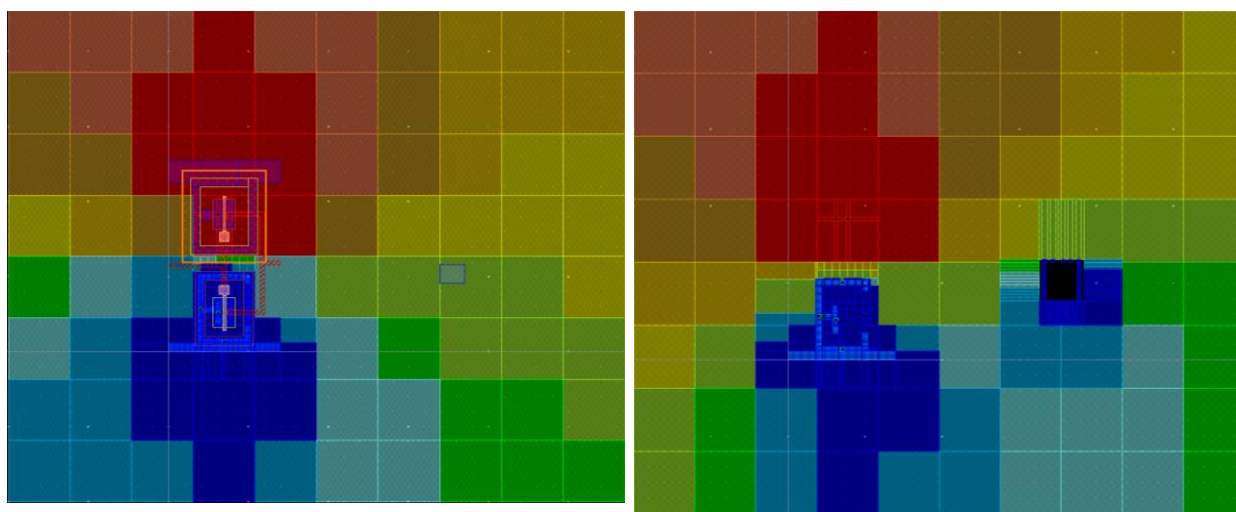


Рисунок 3.6 Моделирование подложечных шумов

Расстояние	S21
1 мкм	- 0.5 дБ
10 мкм	- 21.3 дБ
20 мкм	- 22.4 дБ
30 мкм	- 22.4 дБ
50 мкм	- 22.4 дБ
100 мкм	- 22.5 дБ

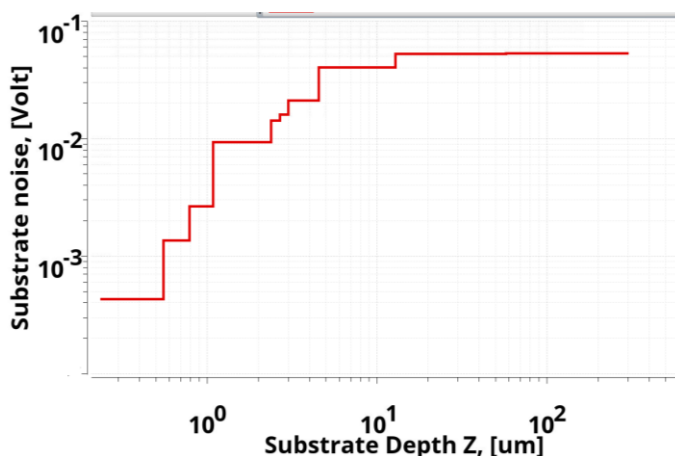


Рисунок 3.7 Зависимость амплитуды шума от z-координаты подложки

Преимущество использования подложечного анализа в том, что не нужна вся топология цифровой части. Можно условно обозначить на топологии источник шума и его амплитуду. Таким образом, удастся значительно уменьшить объемы обрабатываемых данных. Для сравнения топология аналоговой части 32-канальной микросхемы содержит порядка 500 транзисторов, а топология цифровой части может содержать до 100000 транзисторов.

Другое преимущество – высокая скорость моделирования, за счет того, что анализ проводится в частотной области. Анализ в частотной области быстрее в десятки раз, по сравнению с анализом во временной области.

Недостатком данного подхода к анализу микросхемы является отсутствие данных о профилях легирования и макромоделей подложки для некоторых КМОП технологий.

Результаты исследований [103] шумов подложки для технологии 180 нм показывают, что применение кармана n-well и p+ - защитного кольца уменьшают коэффициент передачи шума по подложке на 40 дБ в полосе частот до 1 ГГц. При проектировании топологии многоканальной микросхемы для мюонной камеры эксперимента СВМ аналоговые блоки (ЗЧУ, УФ, аналоговые буферы) канала были размещены в кармане n-типа и окружены защитным кольцом p-типа (см. рис. 3.8). В отдельные карманы были

помещены дискриминаторы и АЦП.

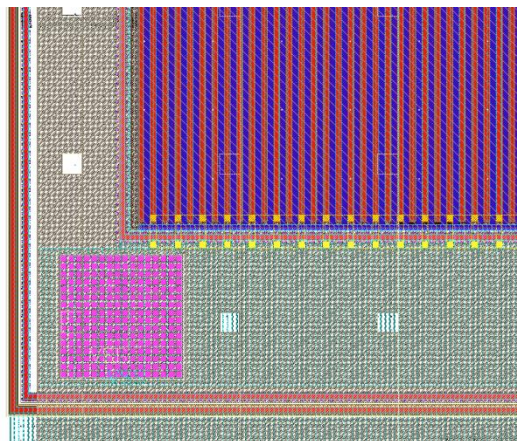


Рисунок 3.8 Фрагмент топологии ЗЧУ с кольцами п и р типа.

Просадки напряжений на шинах питания могут иметь критическое значение при проектировании многоканальных ИМС для физического эксперимента. Падение напряжения на соединительном проводнике возникает из-за ненулевого сопротивления линий металлизации на кристалле и пропорционально протекающему току. Этот эффект может проявлять себя как в статике, так и в динамике. Из-за тенденции к уменьшению потребляемой мощности и напряжению Данный эффект можно наблюдать при стандартной экстракции паразитных элементов из топологии при помощи таких инструментов как Cadence Assura QRC и PVS, Mentor Graphics PEX. Поскольку площади топологии многоканальных ИМС в среднем составляют порядка нескольких квадратных миллиметров, а топология содержит как аналоговые, так и цифровые блоки, применение экстракции паразитных элементов в этом случае нецелесообразно из-за большого объема экстрактируемых данных и значительного падения скорости моделирования.

Для решения этой задачи необходимо применять подход, включающий экстракцию паразитных элементов с координатами (список цепей в формате DSPF) только для отдельных элементов топологии, отвечающих заданному проводнику (например, питание ЗЧУ, цифровое питание, земля и т.д.). Маршрут приведен на рис. 3.9



Рисунок 3.9 Маршрут анализа просадок напряжений

Данный маршрут может быть реализован в инструменте Voltus-Fi [107] компании Cadence. Особенностью данного подхода является то, что результат отображается в виде цветной диаграммы на топологии (см. рис. 3.10), что позволяет отследить области с высокими просадками напряжения.

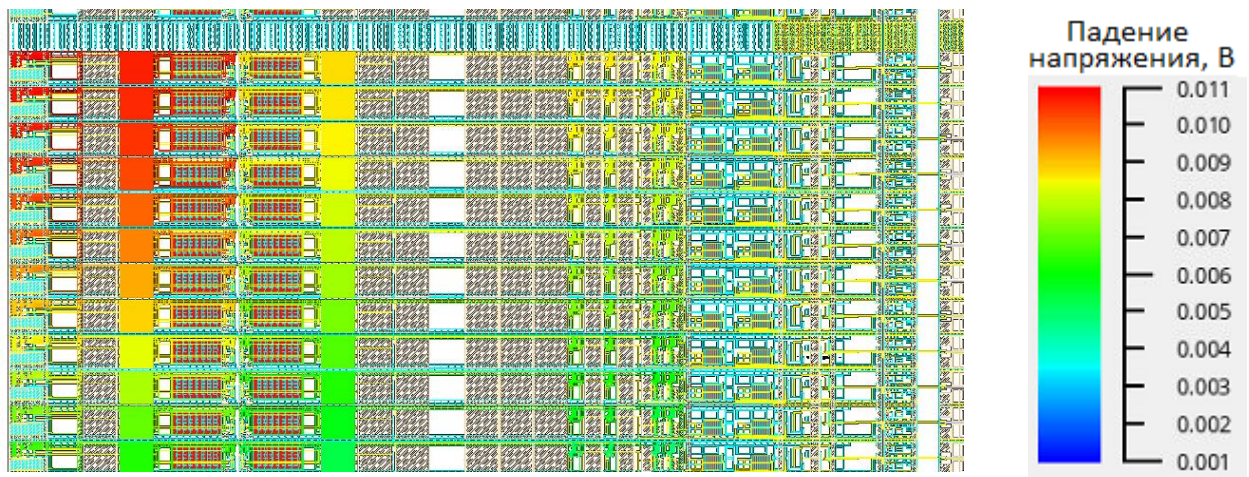


Рис. 3.10 Результаты моделирования просадок напряжения многоканальной микросхемы для CBM MUCH

Надежность многоканальных микросхем считывания для физических экспериментов является одним из ключевых параметров. Некорректная геометрия проводников в топологии кристалла может привести к разрыву в определенных цепях за счет эффекта электромиграции. Электромиграция

(ЭМ; англ. electromigration, EM) — явление переноса вещества в проводнике за счет постепенного дрейфа ионов, возникающее благодаря обмену количеством движения при столкновениях между проводящими носителями и атомной решеткой[108]. Для контроля плотностей токов и корректировки геометрий проводников топологии многоканальной ИМС можно воспользоваться анализом электромиграции. В современных САПР данный маршрут, как и в случае с просадками напряжений построен на экстракции списка цепей в формате DSPF (см. рис. 3.11, 3.12).



Рис. 3.11 Маршрут анализа эффектов электромиграции

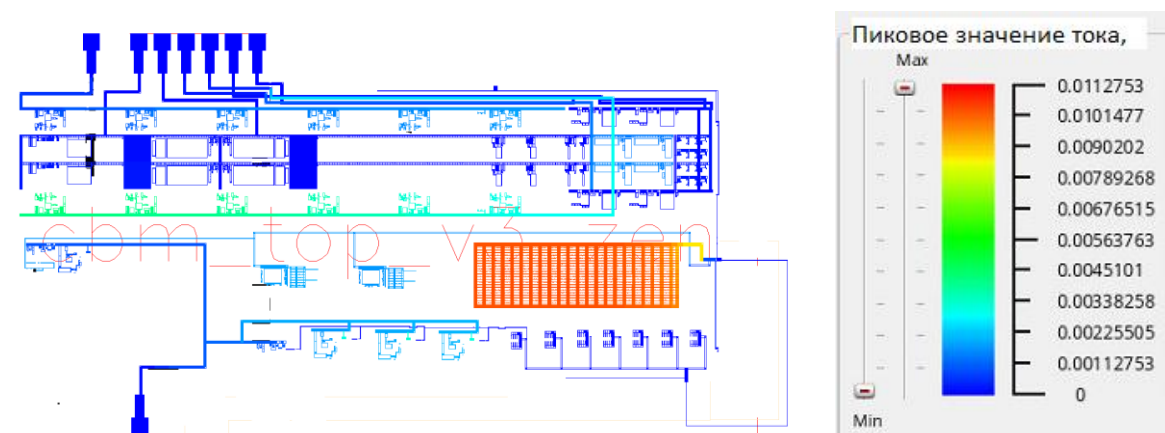


Рис. 3.12 Моделирование токов, протекающих по шинам питания в микросхеме для ГЭУ

3.4 Практическая реализация адаптивных трактов в составе опытных образцов многоканальных КМОП интегральных микросхем для мюонной камеры эксперимента CBM

Структурное решение, методика и маршрут проектирования были апробированы при проектировании микросхем MUCHv2, MUCHv3 и MUCHv4 для мюонных камер международного физического эксперимента CBM на ускорителе FAIR[9, 113]. CBM является экспериментом с фиксированной мишенью. Трековые станции мюонной камеры эксперимента CBM построены на основе ГЭУ. Структура и геометрия детектора показаны на рис. 3.13. Число каналов в эксперименте около 1.5 млн. Особенностью детектора является гранулированная структура каналов ГЭУ, размеры площадок составляют от $4.35 \times 4.35 \text{ мм}^2$ в центральной части и $2.13 \times 2.13 \text{ см}^2$, что эквивалентно диапазону $C_{\text{дет}} = 1 - 100 \text{ пФ}$.

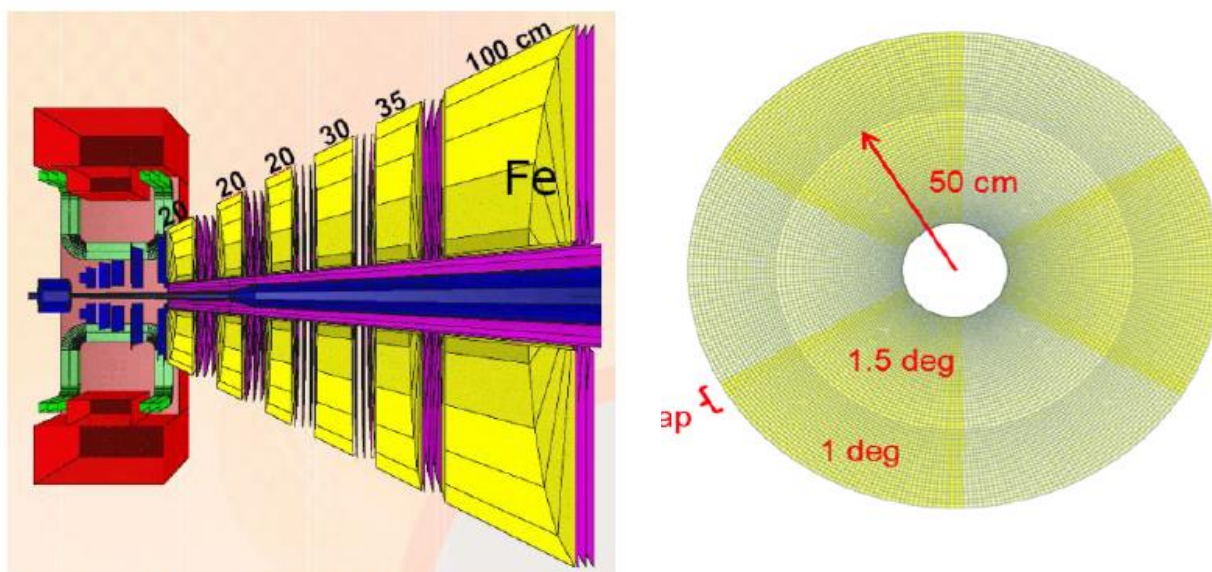


Рис. 3.13 Детектор MUCH

Физическое моделирование [29] показывает, что при столкновении пучка с мишенью в среднем будет производиться 10^7 событий/сек и порядка 1000 треков на событие. Средняя входная загрузка в центральной области детектора при этом – 2 МГц. Допустимый уровень шума – 2000 эл при $C_{\text{дет}}=100 \text{ пФ}$.

Динамический диапазон входных сигналов – 100 фКл, потребляемая мощность – 10 мВт/канал.

Для считывания и обработки сигналов мюонных камер эксперимента СВМ с активным участием автора разработаны адаптивные тракты в составе трех прототипов микросхем.

Структура тракта микросхемы MUCHv2 [94, 95] показана на рис. 3.14. Каждый канал содержит предусилитель [92, 109, 110], к которому подключены два УФ (быстрый и медленный). Выходы УФ соединены через дифференциальный драйвер с дискриминаторами. В данной микросхеме реализованы все аналоговые блоки, входящие в состав адаптивного тракта, отработано функционирование отдельных блоков и тракта в целом.

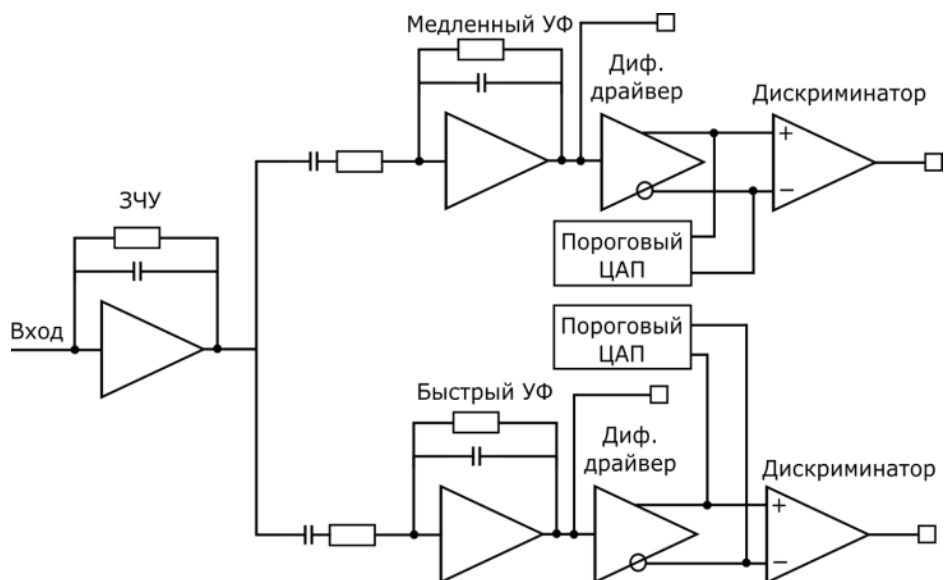


Рисунок 3.14 Структурная схема тракта

На основании критерия адаптивности выбраны постоянные времени быстрого УФ (50 нс) или медленного УФ (250 нс), что позволило увеличить пропускную способность тракта до 2 МГц. Для определения пропускной способности тракта проведена симуляция в САПР Cadence поведенческой модели тракта с моделью источника входных сигналов. Результат сравнительного моделирования тракта с фиксированным временем формирования и адаптивного тракта представлен на рис. 3.15.

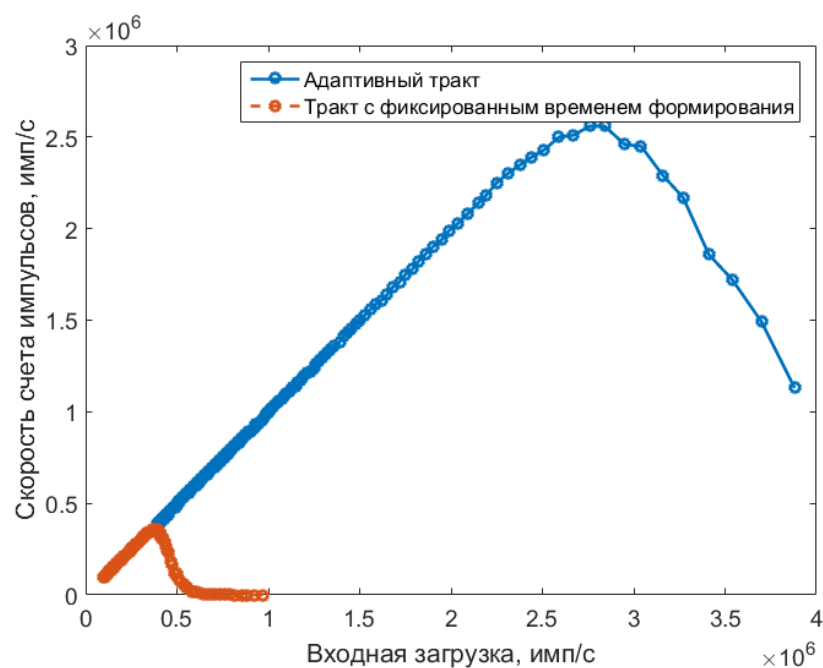


Рисунок 3.15 Сравнение пропускной способности адаптивного тракта и тракта с фиксированным временем формирования

В прототипной микросхеме ИМС MUCHv3 [111] (см. рис. 3.16). Отработано функционирование адаптивного тракта совместно АЦП и цифровыми блоками пикового детектора и блока временной метки. Таким образом, в данной микросхеме реализован адаптивный подход, позволяющий варьировать временем формирования, в зависимости от входной загрузки.

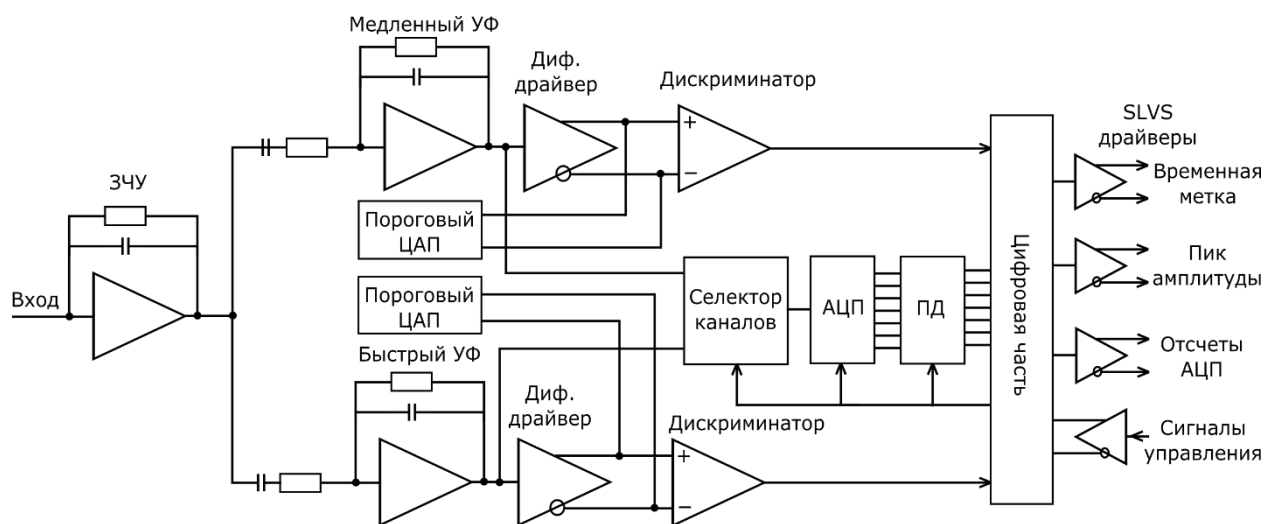


Рисунок 3.16 Структура канала микросхемы амплитудно-временных трактов обработки сигналов газовых электронных умножителей

Микросхема MUCNv4 [112] (рис. 3.17) является полнофункциональным прототипом микросхемы считывания и обработки сигналов мюонных камер эксперимента CBM. Микросхема имеет 32 аналоговых канала съема и обработки сигналов ГЭУ, 2 тестовых канала, блоки цифровой обработки (цифровой пиковый детектор и блок временной метки), интерфейс I²C и e-link интерфейс и т.д. Каждый канал включает в себя ЗЧУ, быстрый и медленный УФ, буферный преобразователь парафазного сигнала в дифференциальный, 2 пороговых 5-битных ЦАП, 8 битный АЦП последовательного приближения [114]. I²C интерфейс предназначен для конфигурирования микросхемы (задание порогов, конфигурация каналов, параметры цифровой обработки и т.д.). E-link интерфейс предназначен для синхронизации ИМС и

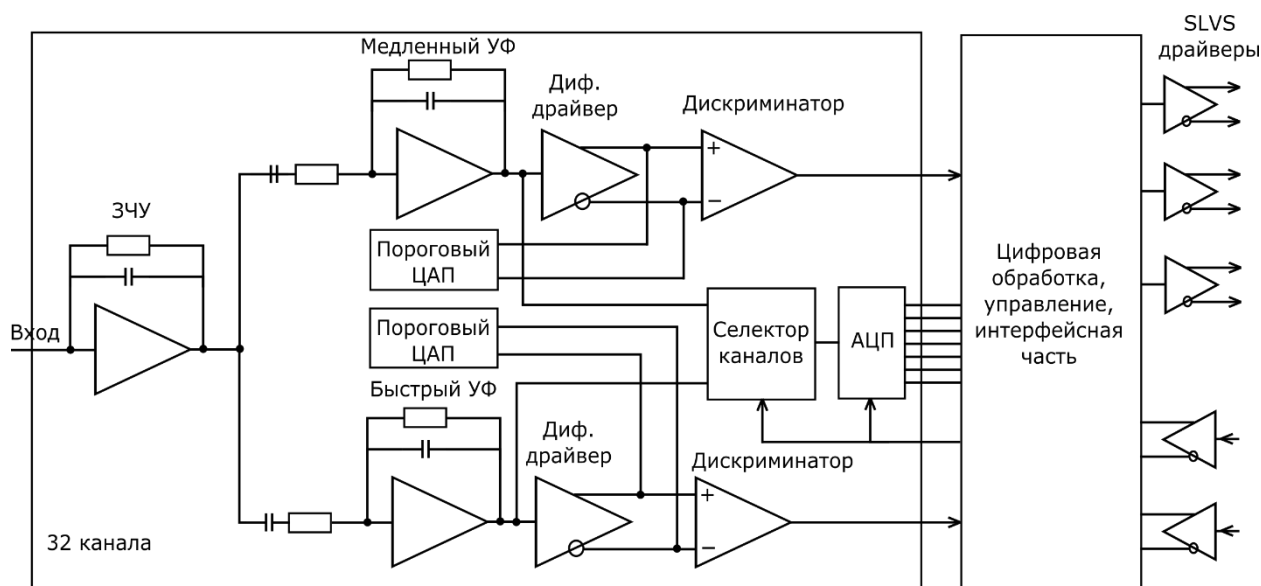


Рис. 3.17 Структура 32-канальной микросхемы для мюонной камеры

обмена данными с ИМС GBTx[47]. Обмен данными осуществляется через приемо-передатчики стандарта SLVS[55] со скоростью до 320 Мбит/с.

Микросхема имеет несколько режимов работы:

- режим синхронизации с GBTx,
- режим медленного управления,
- режим приема сигнала.

Режим приема сигнала можно в свою очередь разделить на два:

- режим повышенного быстродействия,

- режим оптимального шума.

В режиме повышенного быстродействия пропускная способность канала возрастает до 2 МГц, $ENC = 2000$ эл. при эквивалентной емкости детектора 50 пФ. Выход быстрого УФ коммутируется ключом на вход дифференциального драйвера АЦП. Таким образом, АЦП преобразует сигнал с быстрого УФ для дальнейшего нахождения пика.

В режиме оптимального шума пропускная способность канала ниже и составляет порядка 500 кГц, $ENC = 1000$ эл. при эквивалентной емкости детектора 50 пФ. В этом режиме происходит оцифровка и обработка сигнала с выхода медленного УФ.

Коммутация каналов осуществляется цифровым сигналом, который может быть передан микросхеме удаленно по интерфейсу I2C. Таким образом, в данной СИМС реализована адаптивная структура канала, позволяющая осуществлять обработку сигнала с частотой до 2 МГц.

Ниже приведены основные результаты системного функционального моделирования поведенческой и транзисторной моделей многоканальной ИМС.

Одиночный зарядовый сигнал подается на один из входов зарядочувствительного усилителя (ЗЧУ). Произведена проверка совместимости аналоговой и цифровой частей (полярность компараторов, настройка порогов, переключение между режимом с повышенной загрузкой и режимом с оптимальными шумами). Проверка соответствия данных во фрейме и фактических параметров сигнала. На рис. 3.18 показаны типовые диаграммы прохождения сигнала в канале.

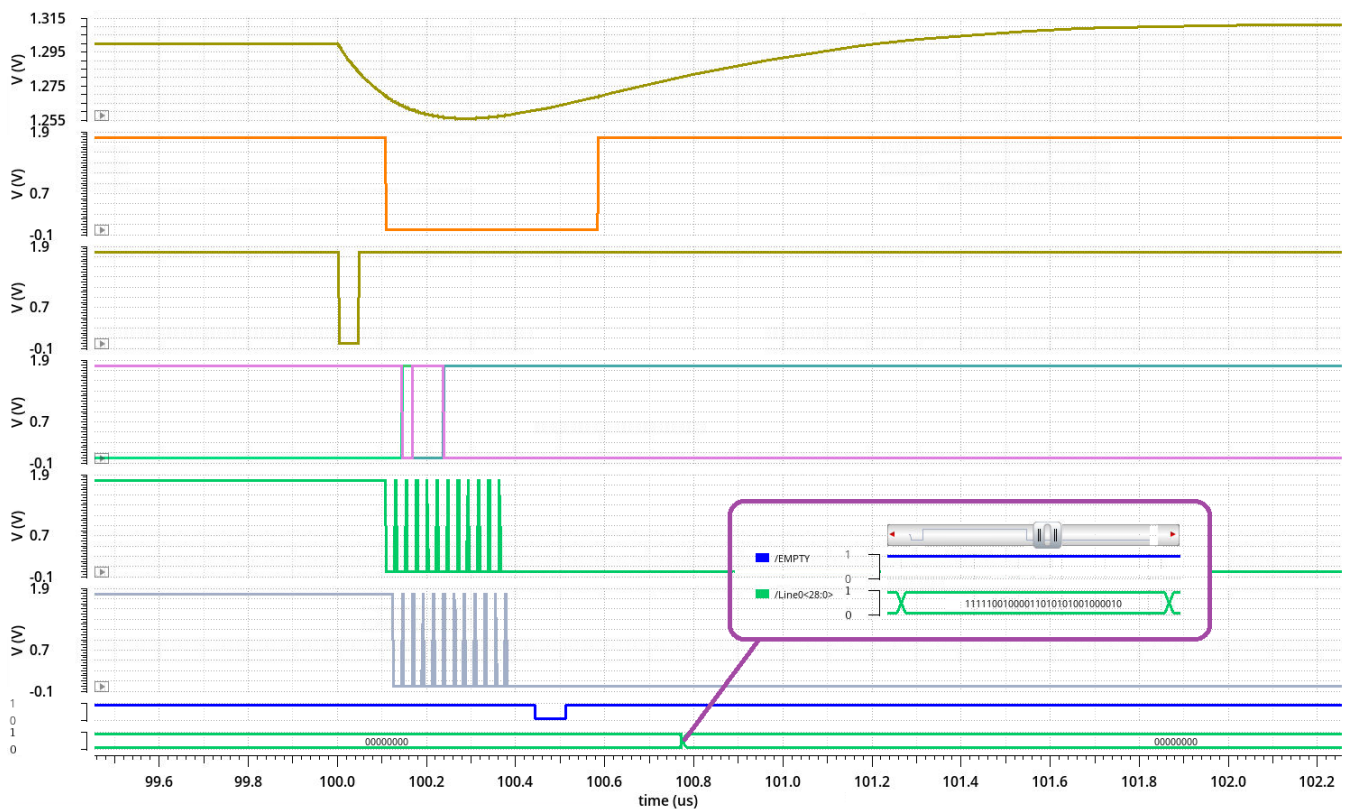


Рисунок 3.18 Диаграммы сигналов 1 – шейпера, 2 – медленного дискриминатора, 3 – быстрого дискриминатора, 4 – кодов АЦП, 5 – старта преобразования АЦП, 6 – конца преобразования АЦП, 7 – сигнала заполнения FIFO, 8 – фрейма

Исследование наложений: на задний фронт и на передний фронт (см. Рис. 3.19-3.20). Из результатов можно сделать вывод, что в отсутствие наложений сигналы регистрируются последовательно. При наложении на задний фронт определяется амплитуда и время прихода первого сигнала. При наложении на передний фронт – амплитуда определяется неверно.

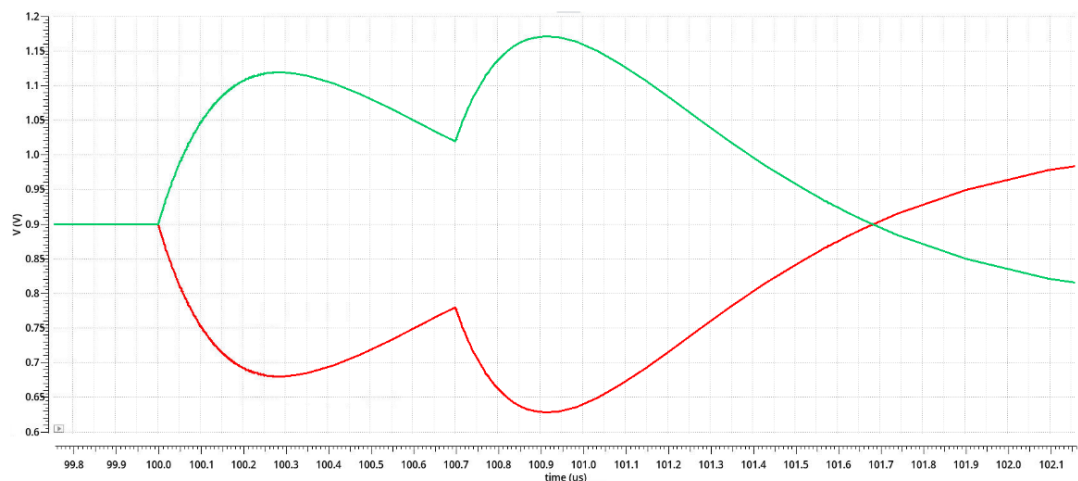


Рисунок 3.19 Наложение на задний фронт сигнала

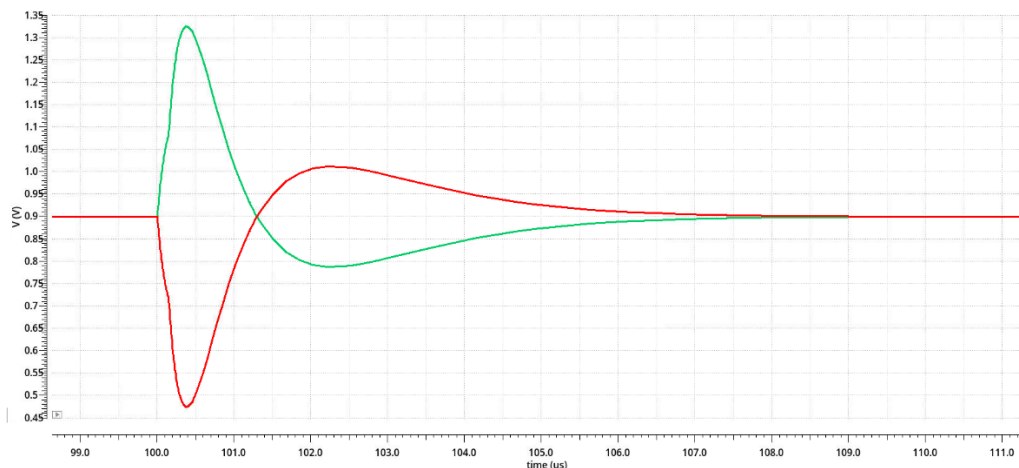


Рисунок 3.20 Наложение на передний фронт сигнала

Построена передаточная характеристика аналогового канала, всей микросхемы для случаев поведенческой и транзисторной модели аналогового канала (см. рис. 3.21). Коэффициент передачи 4,4. Статическая ошибка вызвана конечным уровнем дискретизации сигнала АЦП и находится в пределах младшего значащего разряда АЦП.

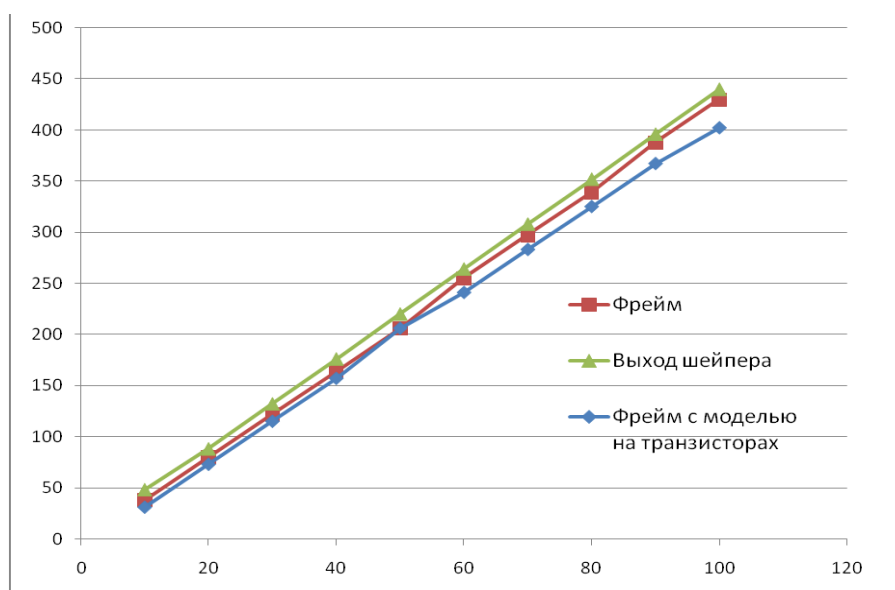


Рисунок 3.21 Передаточные характеристики канала

Выводы

1. Разработана методика проектирования адаптивных трактов для многоканальных ГЭУ, позволяющая максимизировать пропускную способность адаптивного тракта.
2. Предложен маршрут проектирования, позволяющий значительно сократить время моделирования за счет применения поведенческой модели адаптивного тракта и источника входных сигналов, иерархической экстракции при пост-топологической функциональной верификации микросхемы и пост-топологического моделирования паразитных элементов подложки, эффектов просадок напряжений по шинами питания и эффектов электромиграции.
3. Проведен анализ методов пост-топологического моделирования микросхем и применения этих методов при проектировании многоканальных микросхем считывания для крупных физических экспериментов
4. Проведена апробация методики и маршрута при проектировании многоканальной микросхемы считывания мюонных камер эксперимента CBM. В составе прототипных микросхем MUCHv2, MUCHv3 и MUCHv4 для считывания мюонных камер эксперименты CBM реализована адаптивная тракта. За счет применения адаптивной структуры тракта удалось повысить пропускную способность до 2 МГц.

Глава 4 Лабораторные исследования опытных образцов многоканальных микросхем считывания сигналов газовых электронных умножителей

Разработаны методика и контрольно-измерительный стенд, позволяющие получить экспериментальные характеристики многоканальных микросхем считывания сигналов ГЭУ. Произведены лабораторные исследования изготовленных опытных образцов многоканальных микросхем считывания сигналов мюонных камер эксперимента СВМ.

4.1.Методика и лабораторный стенд для тестирования микросхем считывания сигналов многоканальных газовых электронных умножителей

Лабораторные исследования микросхем считывания сигналов многоканальных детекторов можно разделить на несколько этапов:

1. Испытания блоков аналогового канала
 - Измерение временных параметров сигнала,
 - Измерение амплитудной передаточной характеристики тракта,
 - Измерение шумовых характеристик,
 - Нагрузочная способность,
 - Допустимые пределы изменения напряжения питания,
 - Ток потребления МС без внешней нагрузки,
 - Разброс параметров по каналам и образцам.
2. Испытания АЦП и ЦАП (см. ГОСТы по измерениям АЦП и ЦАП)
3. Комплексные испытания канала и микросхемы с тестовым генератором
4. Испытания микросхемы с прототипами детекторов (Энергетическое разрешение, шумы, динамический диапазон и т.д)

Для реализации методики разработан стенд (см. фото на рис. 4.1) для проведения лабораторных исследований разработанных специализированных ИМС для считывания и обработки сигналов ГЭУ. Стенд предназначен для проведения испытаний с импульсным генератором. Стенд позволяет получать экспериментальные значения как корпусированных, так и бескорпусных опытных образцов.

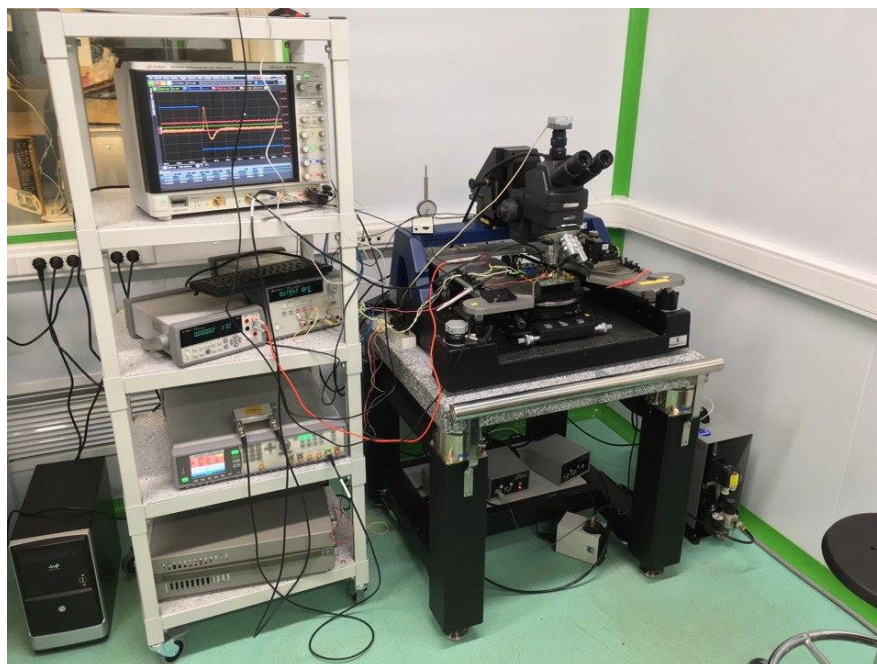


Рисунок 4.1 Фото стенда для лабораторных исследований микросхем считывания для ГЭУ

В основе стенда лежит печатная плата, на которой расположен исследуемый образец СИМС. Для лабораторных исследований изготовленных образцов микросхем разработана тестовая печатная плата.

Площадь печатной платы составляет $110 \times 142 \text{ мм}^2$. В центре расположено посадочное место для исследуемой микросхемы. Фото печатной платы показано на рис. 4.2

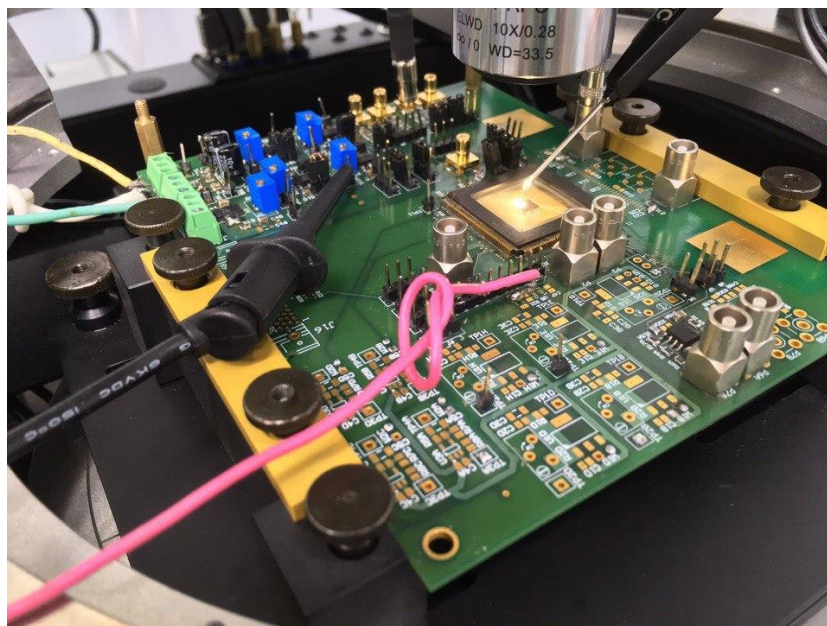


Рисунок 4.2 Фото тестовой печатной платы

Фото камеры с газовыми электронными умножителями и платы с микросхемой представлено на рис. 4.3. Для достижения предельных параметров функционирования ГЭУ по газовому усилению, быстродействию, энергетическому разрешению необходим тщательный лабораторный анализ прототипа детектора, на основе которого делается вывод о составе газовой смеси и значениях высоковольтного напряжения, которое подается на катоды ГЭУ. Подробный анализ описан в работах [19-22]



Рисунок 4.3 Стенд для проведения измерений параметров прототипных микросхем совместно с прототипами детекторов

4.2 Лабораторные исследования 8-канальной интегральной микросхема считывания сигналов газовых электронных умножителей

Разработана и прототипирована микросхема MUCHv2 (см. рис 4.4) в технологии UMC CMOS MMRF с проектными нормами 180 нм. Размер кристалла составляет 3240 x 1525 мм². ИМС включает в себя 8 аналоговых каналов считывания сигналов газовых электронных умножителей.

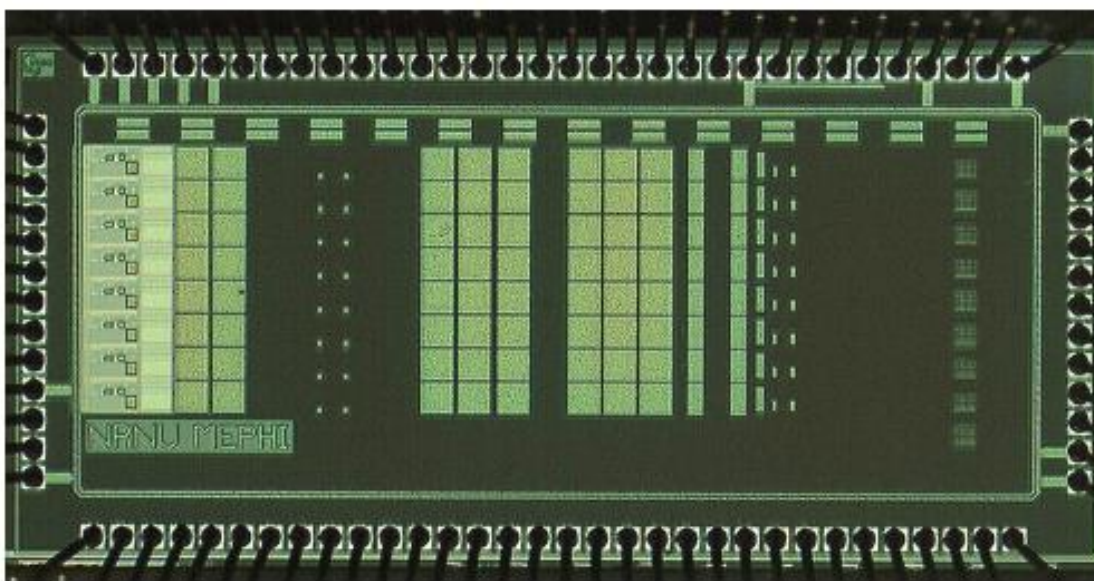


Рис. 4.4 Фотография 8-канальной интегральной микросхемы считывания сигналов мюонных камер (СВМ MUCH v2).

На основании предложенной методики был проведен ряд измерений параметров электронных блоков. Результаты измерений и их сравнение с результатами моделирование приведено в Таблице 4.1

Таблица 4.1. Основные параметры ИМС

№	Параметр	Моделирование	Измерения
1	Длительность фронта выходного сигнала ЗЧУ (рис. 4.5)	32 нс	30 ± 1 нс
2	Длительность выходного сигнала ЗЧУ по основанию (рис. 4.6)	768 нс	712 ± 3 нс

3	Время формирования (быстрый и медленный канал) (рис. 4.7)	55 и 263 нс	50 ± 3 и 250 ± 2 нс
4	Динамический диапазон (рис. 4.8)	1,5 – 100,0 фКл	3,0 – 100,0 фКл
5	Коэффициент усиления ЗЧУ	4 мВ/фКл	$3,7 \pm 0,5$ мВ/фКл
6	Коэффициент усиления медленного канала	5,0 мВ/фКл	$4,4 \pm 0,5$ мВ/фКл
7	Коэффициент усиления быстрого канала	5,5 мВ/фКл	$5,0 \pm 0,4$ мВ/фКл
8	Максимальная эквивалентная емкость детектора	до 100 пФ	до 80 пФ
9	ЭШЗ (медленный канал) (рис. 4.9)	$400 + 10$ эл./пФ	Не хуже $840 + 20$ эл./пФ
10	ЭШЗ (быстрый канал) (рис. 4.9)	$600 + 8$ эл./пФ	Не хуже $1643 + 18$ эл./пФ
11	Потребляемая мощность	10 мВт / канал	13 ± 1 мВт / канал

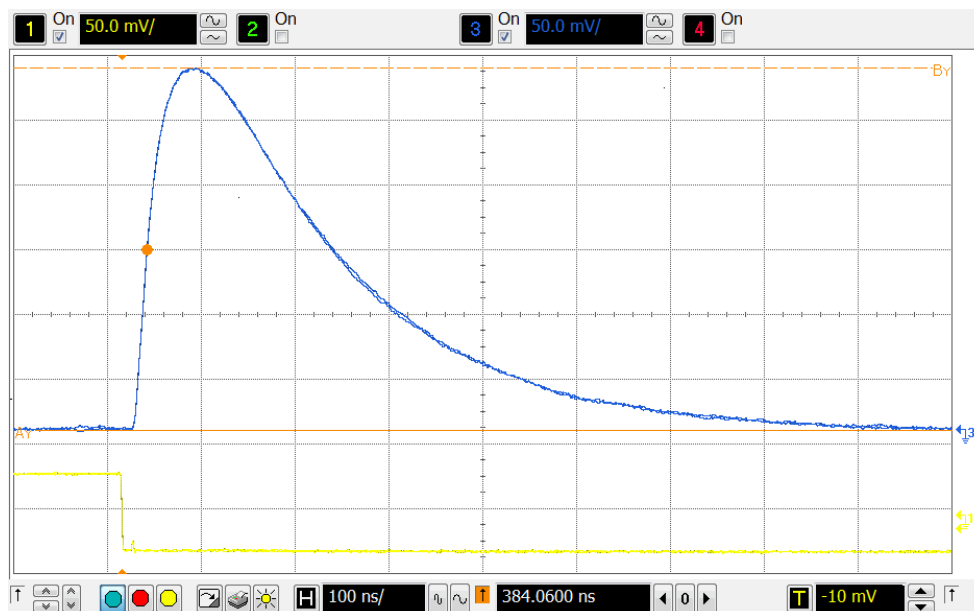


Рисунок 4.5 Выходной отклик предусилителя

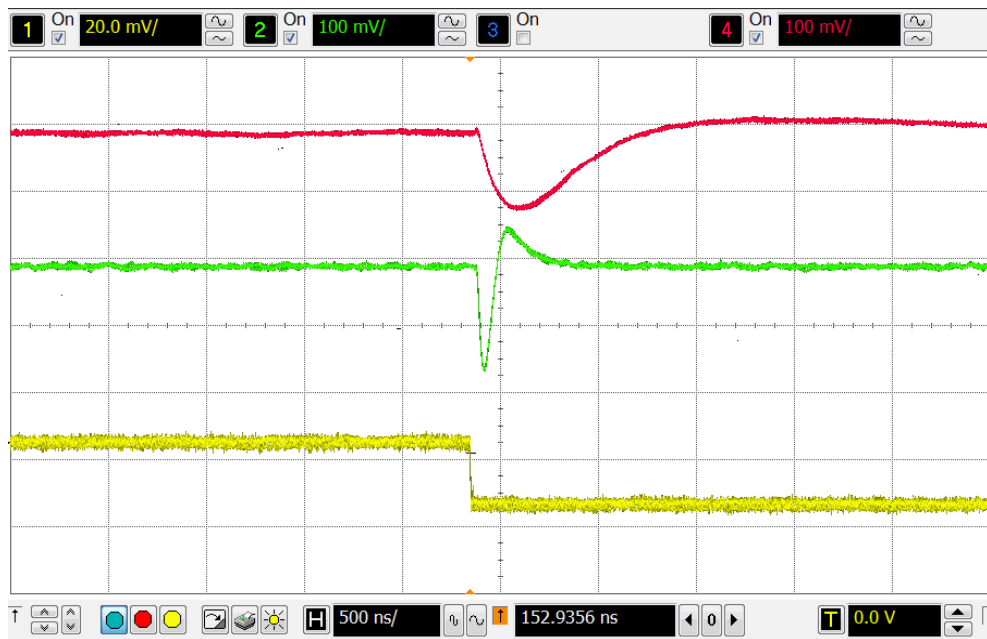


Рисунок 4.6 Выходные отклики быстрого (зеленый) и медленного (красный) усилителей формирователей

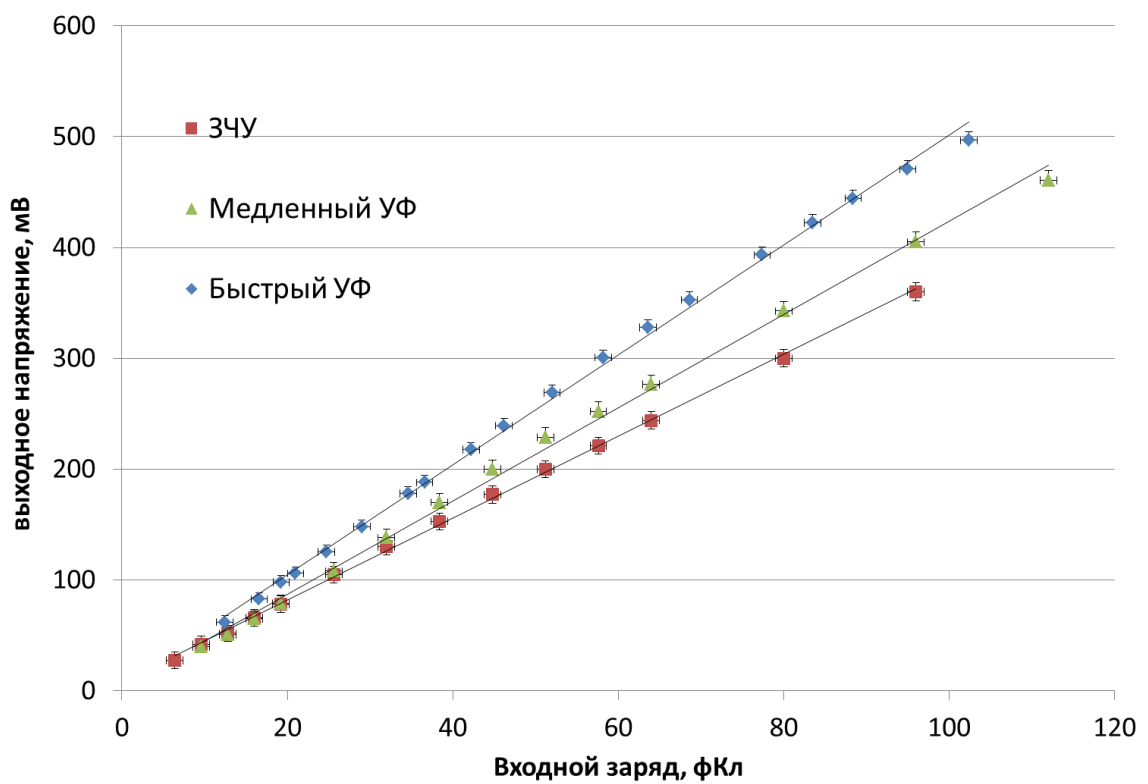


Рисунок 4.7 Амплитудная характеристика канала

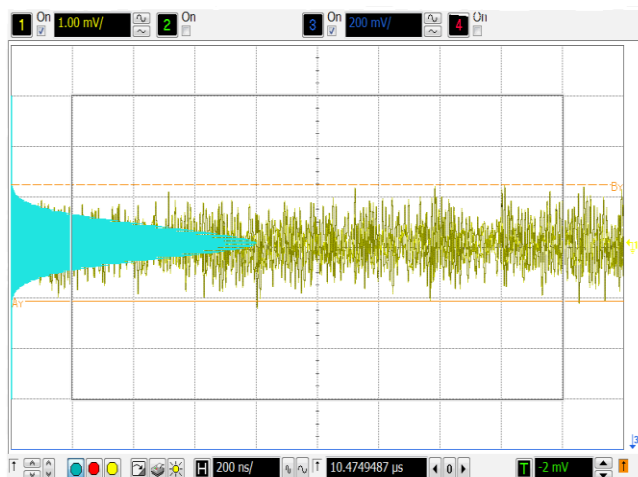


Рисунок 4.8 Амплитудный спектр шумовой дорожки, наблюдаемой на выходе канала

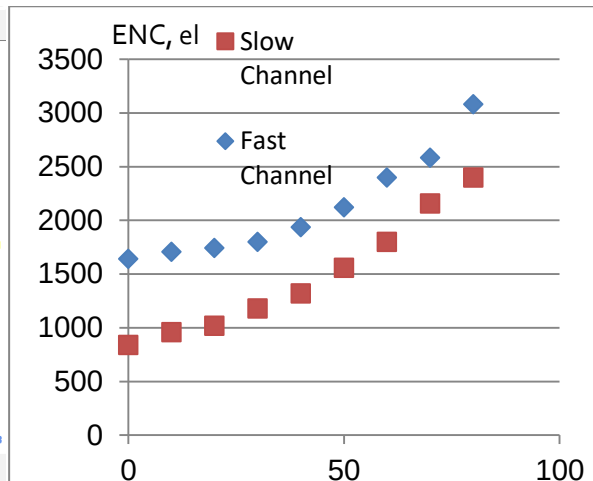


Рисунок 4.9 Эквивалентный шумовой заряд приведенный ко входу в зависимости от эквивалентной емкости детектора.

Проведены измерения интегральной микросхемы с прототипом мюонной камеры. Собран стенд, представляющий собой прототип системы «детектор + считывающая электроника» для мюонной камеры эксперимента CBM (см. рис. 4.3). На этом стенде проводили измерения спектров ^{55}Fe . Полученные спектры приведены на Рис. 4.10. Произведена оценка значения ЭШЗ по измеренному спектру. Оценочное значение шума составляет $\sim 2000\text{e}^-$. Данное значение согласуется с результатами измерений, полученными с импульсным генератором.

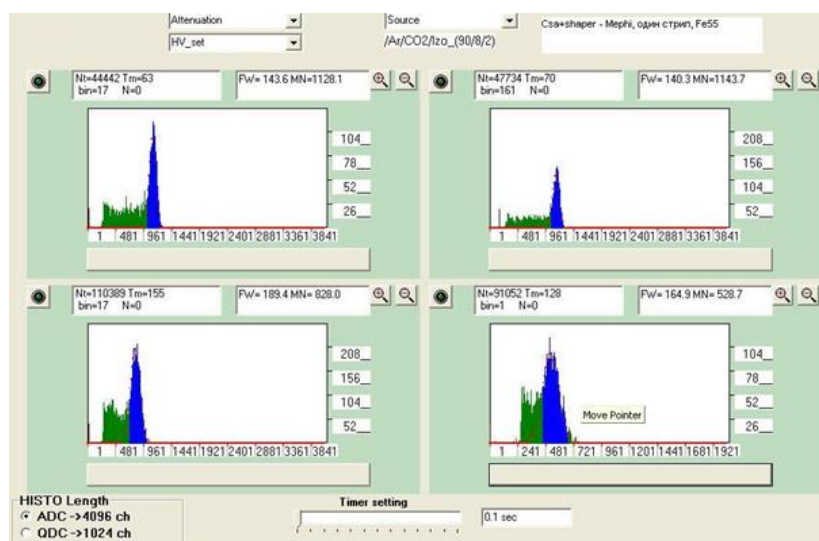


Рисунок 4.10 Спектры ^{55}Fe измеренные с помощью 8-канальной микросхемы считывания сигналов многоканальных ГЭУ

4.3 Лабораторные исследования двухканальной микросхемы амплитудно-временных трактов обработки сигналов газовых электронных умножителей

Микросхема MUCHv3 (см. рис 4.14) разработана и прототипирована в технологии UMC CMOS MMRF с проектными нормами 180 нм. Размер кристалла составляет 3240 x 1525 мм². ИМС включает в себя 2 аналого-цифровых канала считывания сигналов ГЭУ.

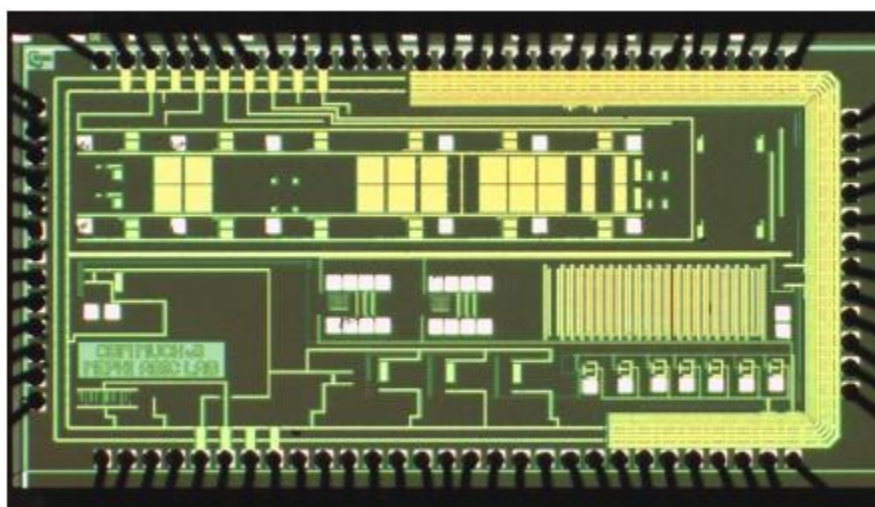


Рисунок 4.11 Двухканальная микросхема амплитудно-временных трактов обработки сигналов газовых электронных умножителей (СВМ MUCH v3)

Сравнение параметров, полученных при моделировании и измерениях, представлено в таблице 4.2

Таблица 4.2 Основные параметры 2-хканальной ИМС

№	Параметр	Моделирование	Измерения
1	Максимальная входная загрузка	2 МГц	Не меньше 2 МГц
2	Динамический диапазон	1 – 100 фКл	1 – 100 фКл
3	Коэффициент усиления ЗЧУ	4,0 мВ/фКл	4,6± 0,3 мВ/фКл
4	Коэффициент усиления медленного канала	5,0 мВ/фКл	5,2± 0,5 мВ/фКл

5	Коэффициент усиления быстрого канала	5,5 мВ/фКл	6,0± 0,6 мВ/фКл
6	Максимальная эквивалентная емкость детектора	до 100 пФ	до 80 пФ
7	ЭШЗ (медленный канал)	400 + 10 эл./пФ	не хуже 840 + 20 эл./пФ
8	ЭШЗ (быстрый канал)	600 + 8 эл./пФ	не хуже 1643+ 18эл./пФ
9	Потребляемая мощность	10 мВт / канал	13± 1 мВт / канал

4.4 Лабораторные исследования 32-канальной аналого-цифровой СИМС для мюонной камеры эксперимента CBM

СИМС CBM MUCH v4 предназначена для съема и обработки информации многоканальных ГЭУ с эквивалентной емкостью не более 100 пФ. Микросхема изготовлена в КМОП технологии с проектной нормой 180 нм компании UMC (Тайвань). Площадь кристалла (см. рис 4.12) составляет 5х5 мм².

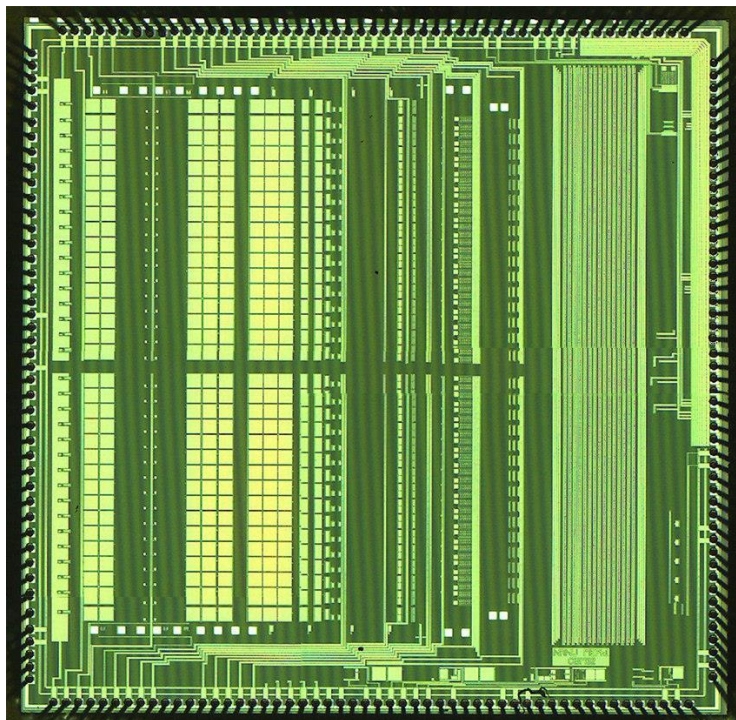


Рисунок 4.12 32-канальная микросхема считывания и обработки сигналов мюонных камер эксперимента CBM (CBM MUCH v4)

Осциллограммы на Рис. 4.13 и 4.14 иллюстрируют загрузочную способность быстрого и медленного каналов. На рис. 4.13 видно, что при максимальной загрузке базовая линия медленного канала сдвигается вверх, что дает погрешность при измерении амплитуды $\sim 40\%$. Использование быстрого канала при высоких нагрузках (Рис. 4.19) обеспечивает постоянный уровень базовой линии.

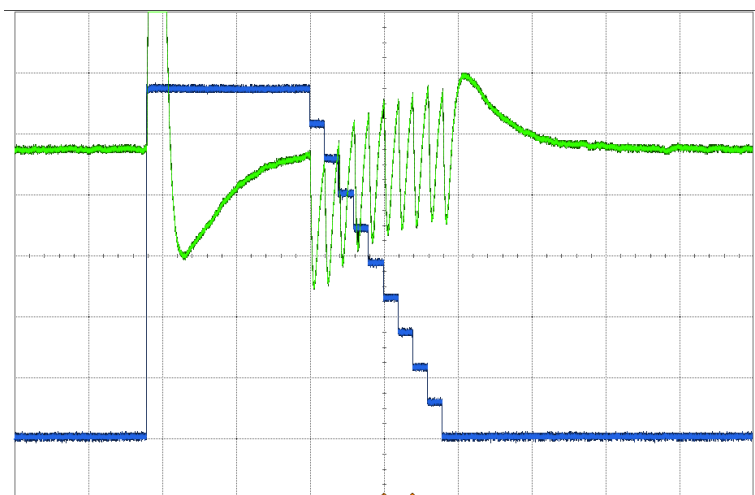


Рисунок 4.13 Смещение базовой линии выходного сигнала медленного УФ при входной нагрузке 2 МГц (масштаб по вертикали – 10 мВ/дел., по горизонтали – 5 мкс/дел.)

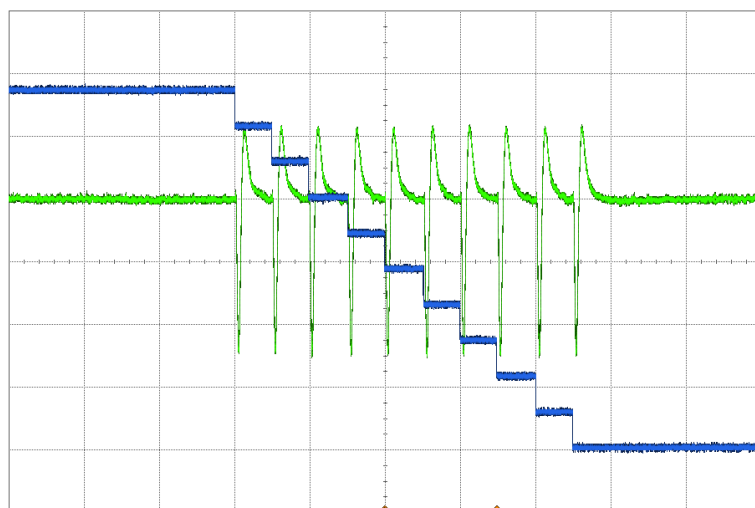


Рисунок 4.14 Выходной сигнал быстрого УФ при входной нагрузке 2 МГц (масштаб по вертикали – 100 мВ/дел., по горизонтали – 1 мкс/дел.)

В Таблице 4.3 приведены технические характеристики основных узлов микросхемы, полученные в результате моделирования и лабораторных тестов.

Таблица 4.3 Параметры 32-канальной микросхемы

Параметры микросхемы	Моделирование	Измерения
Предусилитель		
Усиление ЗЧУ (рис. 4.15)	4,0 мВ/фКл	4,6± 0,4 мВ/фКл
Усиление медленного канала (рис. 4.15)	5,0 мВ/фКл	6,3± 0,5 мВ/фКл
Усиление быстрого канала (рис. 4.15)	5,5 мВ/фКл	6,4± 0,5 мВ/фКл
Диапазон входных сигналов (рис. 4.15)	1 – 100 фКл	1 – 100 фКл
Полярность сигналов	отрицательная	отрицательная
Время достижения максимума медленного УФ	260 нс	250± 7 нс
ENC при емкости детектора 50 пФ медленного УФ (рис. 4.16)	810 эл	Не хуже 1070 эл
Время достижения максимума быстрого УФ	60 нс	50± 2 нс
ENC при емкости детектора 50 пФ (рис. 4.16)	1140 эл	Не хуже 1180 эл
Потребляемая мощность канала предусилителя	10 мВт	13 ± 1 мВт
ЦАП		
Разрешение	5 бит	5 бит
Потребляемая мощность	25 мкВт	-
ИНЛ	0.2 МЗР	0,2 МЗР

ДНЛ	0.25 МЗР	0,25 МЗР
АЦП		
Время преобразования	20 нс	23± 1 нс
Макс. Частота выборки	40 Мвыб/с	30 Мвыб/с
ИНЛ (рис. 4.17)	3,0 МЗР	4,5 МЗР
ДНЛ (рис. 4.18)	2,5 МЗР	3,5 МЗР
Эффективная разрядность (рис. 4.19)	7,02 бита (8.24 МГц@40Мвыб/с)	6.65 дБ (1.33МГц@10Мвыб/с)
Отношение сигнал/шум + искажение SINAD (рис. 4.24)	44,02 дБ (8.24МГц@40Мвыб/с)	41.77 дБ (1.33МГц@10Мвыб/с)
Отношение сигнал/шум SNR (рис. 4.19)	44,05 дБ (8.24 МГц@40Мвыб/с)	45.61 дБ (1.33МГц@10Мвыб/с)
Динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих SFDR (8.24 МГц@40Мвыб/с) (рис. 4.19)	58,86 дБ (8.24 МГц@40Мвыб/с)	46.65 дБ (1.33МГц@10Мвыб/с)
Коэффициент нелинейных искажений THD (8.24 МГц@40Мвыб/с) (рис. 4.19)	- 65.78 дБ (8.24 МГц@40Мвыб/с)	- 44.07 дБ (1.33МГц@10Мвыб/с)
Потребляемая мощность (50Мвыб/с)	2,5 мВт (8.24 МГц@40Мвыб/с)	1.5 мВт (1.33МГц@10Мвыб/с)

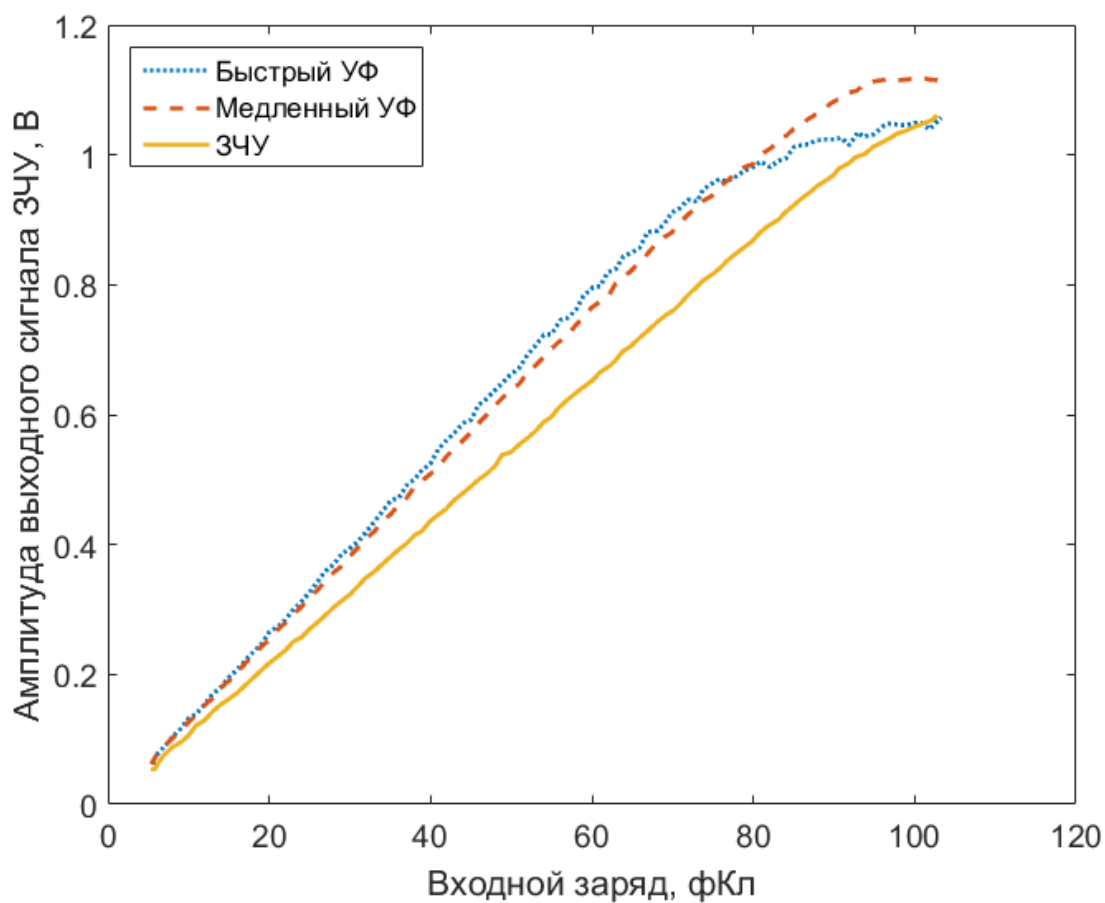


Рисунок 4.15 Передаточные характеристики ЗЧУ и УФ

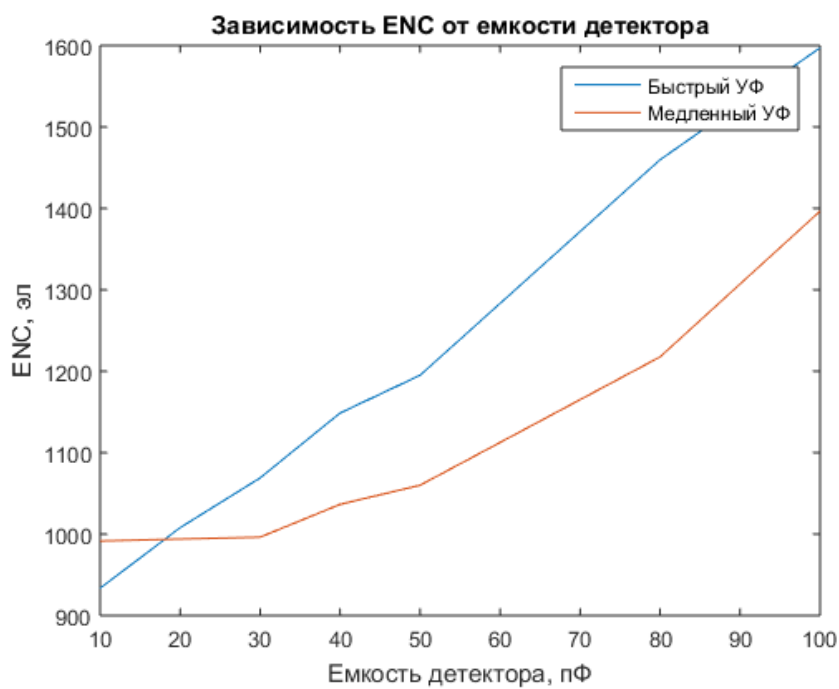


Рисунок 4.16 Эквивалентный шумовой заряд в быстром и медленном канале в зависимости от эквивалентной емкости детектора

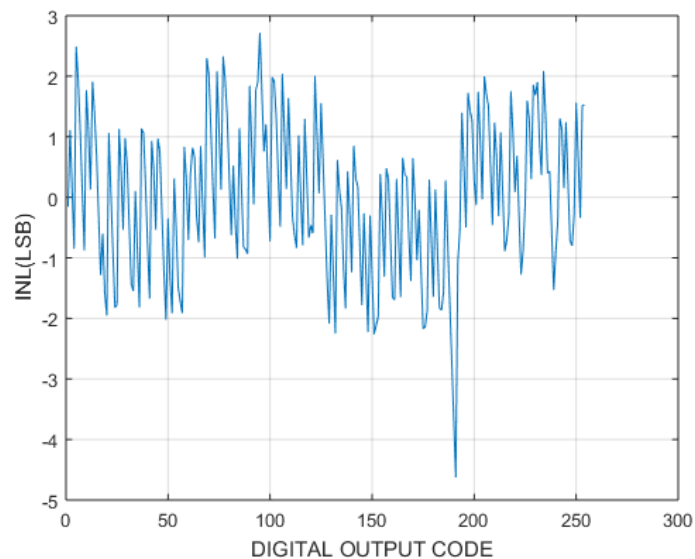


Рисунок 4.17 Интегральная нелинейность АЦП

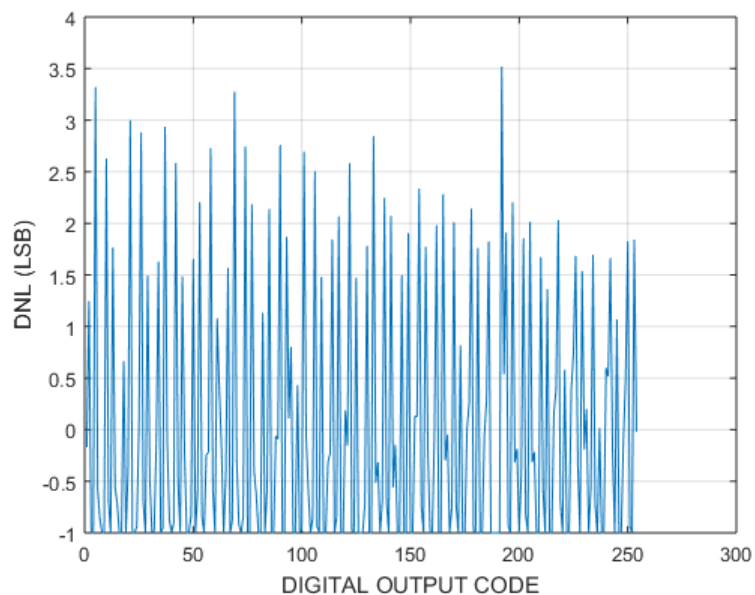


Рисунок 4.18 Дифференциальная нелинейность АЦП

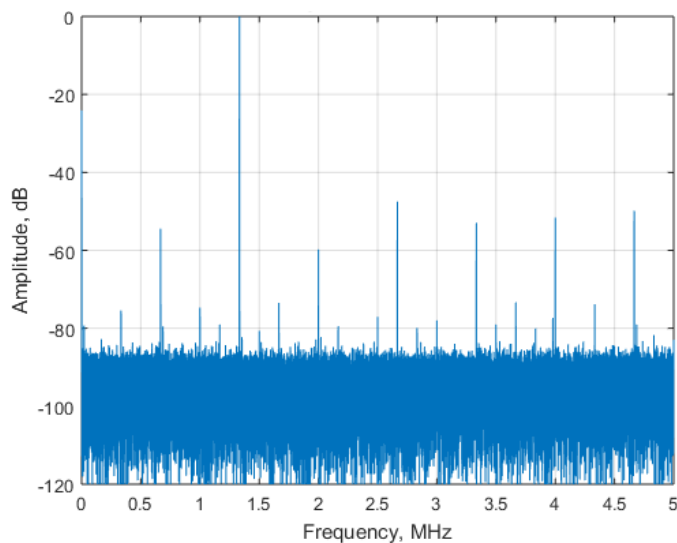


Рисунок 4.19 Измеренный спектр АЦП на синусоидальном сигнале частотой 1,33 МГц

4.5 Сравнение разработанных микросхем с известными аналогами

В таблице 4.4 приведено сравнение основных параметров разработанных микросхем с наиболее передовыми на сегодняшний день разработками по ряду ключевых параметров. Микросхемы, разработанные с участием автора выделены цветом.

Таблица 4.4 Сравнение разработанных ИМС с аналогами

Параметры /ИМС	Загрузочная способность, МГц	ЭШЗ, эл.	Диапазон емкостей детектора	Адаптивность	Число каналов	Потреб. мощность	Технология
8-канальная ИМС для ГЭУ	2,00	2000 эл. при $C_{дет} = 80$ пФ	До 80 пФ	Нет	8	13 мВт/кан.	КМОП 180 нм
2-канальная ИМС амплитудно-временных трактов для ГЭУ	2,00	1500 эл. при $C_{дет} = 50$ пФ	До 50 пФ	Да	2	13 мВт/кан.	КМОП 180 нм
32-канальная ИМС для СВМ MUCH	2,00	1500 эл. при $C_{дет} = 50$ пФ	До 100 пФ	Да	32	13 мВт/кан.	КМОП 180 нм
STS-XYTER[42] (AGH, Краков, в разработке)	0,15	1500 эл. при $C_{дет} = 30$ пФ	до 30 пФ	нет	128	10 мВт/кан.	КМОП 180 нм
SAMPA[58](Университет Сан Пауло, Бразилия, в разработке)	0,10	1600 эл. при $C_{дет} = 80$ пФ	до 80 пФ	нет	32	10 мВт/кан.	КМОП 130 нм
APV25 [56] (ЦЕРН, Швейцария, 2001)	0,10	430 эл. + 61 эл./пФ	До 25 пФ	да	128	2 мВт/кан.	КМОП 0.25 мкм

Как видно из таблицы, разработанные микросхемы значительно превосходят ближайшие аналоги по пропускной способности (в 5 – 10 раз), в частности за счет адаптивного подхода к проектированию трактов. В тоже

время спроектированные тракты позволяют работать с эквивалентной емкостью в диапазоне до 100 пФ, что выше, чем у приведенных аналогов. Разработанные микросхемы также не уступают своим аналогам по уровню шума и потребляемой мощности. Результаты проектирования представлены на престижных международных конференциях и рабочих совещаниях коллаборации СВМ, а также в журналах и трудах конференций. Спроектированные микросхемы являются уникальными в своем роде отечественными разработками и отвечают всем требованиям современных многоканальных детекторных систем на основе многоканальных газовых электронных умножителей.

Выводы

- 1) На основе предложенной адаптивной структуры тракта, а также предложенных методики и маршрута проектирования адаптивных трактов для считывания сигналов многоканальных ГЭУ был разработан и изготовлен ряд многоканальных заказных прототипных ИМС для считывания сигналов ГЭУ.
- 2) Разработана методика тестирования многоканальных микросхем для газовых электронных умножителей с импульсным генератором и с прототипами ГЭУ.
- 3) Разработан контрольно-измерительный стенд для проведения лабораторных исследований опытных образцов многоканальных микросхем для ГЭУ с импульсным генератором
- 4) Проведены лабораторные исследования разработанных ИМС и их сравнение с результатами моделирования. Полученные экспериментальные параметры в целом соответствуют результатам моделирования.
- 5) Разработанные ИМС в несколько раз превосходят свои ближайшие аналоги по пропускной способности и по комплексу параметров, не уступают своим зарубежным аналогам. Разработанные ИМС

удовлетворяют требованиям к современной элементной базе крупных физических экспериментов.

Заключение

Основной результат диссертации заключается в решении актуальной задачи развития теории и создании методики проектирования адаптивных трактов для многоканальных ГЭУ, нацеленной на повышение пропускной способности тракта и разработку на этой основе ряда интегральных микросхем считывания, удовлетворяющих современным требованиям к электронной компонентной базе крупных физических экспериментов.

Основной научный результат

Предложена и обоснована новая структура адаптивных трактов считывающих микросхем, нацеленная на максимизацию пропускной способности в трактах многоканальных микросхем считывания ГЭУ.

Частные научные результаты

1. Разработана базовая адаптивная структура, позволяющая повысить пропускную способность тракта для многоканальных ГЭУ.
2. Предложен критерий оптимизации трактов по пропускной способности основанный на оценке потерь сигналов за счет наложений и собственных шумов считывающей электроники
2. Разработана методика проектирования адаптивных трактов микросхем считывания многоканальных ГЭУ, нацеленная на достижение компромиссных по совокупности характеристик электронных узлов и позволяющая, в частности, увеличить пропускную способность тракта в 5 раз.
3. Разработан маршрут проектирования специализированных микросхем, позволяющий снизить время, затрачиваемое на моделирование многоканальной структуры, за счет использования разработанной высокоуровневой модели адаптивного тракта и источника входных

воздействий и повысить достоверность результатов проектирования за счет моделирования эффектов распространения помех по подложке

Основной практический результат

На основе предложенной структуры, методики и маршрута проектирования разработаны и изготовлены в КМОП технологии с проектными нормами 0,18 мкм специализированные многоканальные микросхемы для считывания сигналов газовых электронных умножителей. Разработанные микросхемы являются уникальными в своем классе отечественными разработками и не уступают по совокупности характеристик зарубежным аналогам.

Частные практические результаты

1. Разработана схемно-топологическая библиотека электронных трактов, использованная при проектировании многоканальных микросхем считывания для международного эксперимента CBM.

2. Разработанный маршрут проектирования и методика оптимизации параметров адаптивного тракта для ГЭУ применены при создании 32-канальной специализированной микросхемы считывания сигналов мюонной камеры эксперимента «CBM» на ускорителе FAIR, 8-канальной и двухканальной микросхем считывания сигналов многоканальных ГЭУ.

3. Разработан стенд для лабораторного исследования многоканальных микросхем считывания сигналов газовых электронных умножителей. На лабораторном стенде получены экспериментальные характеристики опытных образцов многоканальных микросхем считывания

4. Выпущен патент РФ Формирователь сигналов амплитудного спектрометра ионизирующего излучения Аткин Э. В., Иванов В. В., Маланкин Е. З., Самсонов В. М. // №2564956 от 10 октября 2015 г.

5. Подготовлены и изданы сборники лабораторных работ:

Проектирование элементов аналого-цифровых интегральных микросхем / Э. В. Аткин, Ю. И. Бочаров, В. А. Бутузов, Ю.А. Волков, А. А. Куксов, Е. З. Маланкин, Д. Л. Осипов, А. Б. Симаков. – М.: НИЯУ МИФИ, 2012, 56 с. Пособие внедрено в учебный процесс курса «Ядерная электроника» на кафедре Электроника НИЯУ МИФИ.

Проектирование и анализ аналоговых интегральных схем с использованием САПР Cadence / Э. В. Аткин, Ю.А. Волков, П. Ю. Иванов, Е.З. Маланкин, Д. Д. Норманов, В.В. Шумихин. – М.: НИЯУ МИФИ, 2017. 67 с.

Приложение 1. Погрешности приборов контрольно-измерительного стенда

Таблица 5.1. Оборудование в составе измерительного стенда

№ пп	Измерительный прибор	Параметры, назначение
1	Функциональный генератор Keysight 81160A	330 МГц, фронт – 1нс, генератор кодовых последовательностей
2	функциональный генератор Keysight 81150A	120 МГц, фронт – 2,5 нс. Генерация входного воздействия для рабочих и тестовых каналов микросхемы
3	Многоканальный цифровой осциллограф Keysight DSO9104H	полоса 1 ГГц, 4 канала. Щупы 1 МОм, 11 пФ и 50 Ом, 1 пФ. Формы входных и выходных сигналов аналоговых блоков. Измерение шумов. Цифровой осциллограф.
4	шасси PXIe – 1082 с модулем ПК PXIe-8135.	Персональный компьютер, шасси

5	Digital I/O PXIe-6548	Уровни 1,2- 3,3В, частота до 200 МГц. Генерация управляющих цифровых сигналов.
6	Логический анализатор Keysight 16802A	Измерения параметров АЦП, анализ выходных кодовых последовательностей микросхемы. - Частота тактового сигнала: до 450 МГц - Глубина памяти до 32 Мвыб - Установка порогового значения: от –5 В до +5 В с шагом 10 мВ - 68 каналов сбора данных
7	Зондовая станция Cascade с зондами PicoProbe 18C	Исследование параметров аналоговых блоков тестовых каналов. - Полоса пропускания: 350 МГц - Входная емкость: 0,02 пФ - Диапазон входных напряжений: 0 – 10 В
8	Цифровой мультиметр Keysight 34411A, RLC-метр Kesight E4980AL	Измерение электрических параметров в различных узлах печатной платы

Таблица 5.2 Источники погрешностей при измерении параметров образцов микросхем [см. реестр средств измерений]:

№	Источник погрешностей	Формула расчета
1	Приборная погрешность временных измерений по осциллографу	$\Delta T = \pm \left(T_{\text{дл}} + \frac{1}{F_{\text{д}}} + T_{\text{дж}} \right), \text{ где}$ $T_{\text{дл}}$ – погрешность установки частоты опорного генератора; Для генератора Keysight 81160A: $\pm(300 + 5 \cdot 10^{-5} \cdot D_{\text{и}})$. $F_{\text{д}}$ – частота дискретизации; Для осциллографа Keysight DSO9104H до 20 Гвыб/с; $T_{\text{дж}}$ – собственный джиттер осциллографа; Для осциллографа Keysight DSO9104H - 2 пс.
2	Приборная погрешность измерений напряжения по осциллографу	$\Delta V = \pm(0.02 \cdot K_{\text{ш}} \cdot K_{\text{откл}} + 0.0004 \cdot K_{\text{ш}} \cdot K_{\text{откл}})$ $K_{\text{ш}}$ – коэффициент шкалы; равный 8 $K_{\text{откл}}$ – коэффициент отклонения В/дел
3	Приборная погрешность генератора	Погрешность установки выходного напряжения генератора: $\Delta U_{\text{ген}} = \pm(0.015 \cdot U + 5)$, где U значение установленного напряжения
4	Приборная погрешность мультиметра	$\Delta U_{\text{мульт}} = \pm(0,00005 \cdot U_{\text{изм.}} + 0,000035 \cdot U_{\text{пр}}),$ Где $U_{\text{изм.}}$ – измеренное значение напряжения постоянного тока, $U_{\text{пр}}$ – значение предела измерений напряжения постоянного тока $\Delta I_{\text{мульт}} = \pm(0,00005 \cdot I_{\text{изм.}} + 0,000025 \cdot I_{\text{пр}}),$

		Где $U_{изм.}$ – измеренное значение напряжения постоянного тока, $U_{пр}$ – значение предела измерений напряжения постоянного тока
--	--	---

Приложение 2. Коды поведенческих моделей адаптивного тракта

Листинг 1. Селектор каналов для адаптивного тракта

```

`include "discipline.h"
`include "constants.h"

module ch_sel(vin1, vin2, vout, fdis, sdis, fpd, spd);
input vin1, vin2, fdis, sdis;
output vout, fpd, spd;
electrical vin1, vin2, fdis, sdis, vout, fpd, spd;
parameter real vth = 0.9;
integer File_3, sw_state, s_state, f_state, spf, fpf, peaksearch;
real out1, tpeak, trst, speak, fpeak;

    analog begin
        @(initial_step) begin
            out1 = 0;
            speak = 1.8; // V(vin1);
            fpeak = 1.8; // V(vin1);
            spf = 0;
            fpf = 0;
        end
    end

```

Листинг 2. Инспектор наложений

```

    @ (cross(V(fdis)-vth, -1)) begin    // fast discriminator signal edge
        f_state=f_state+1;
        tpeak = $abstime + 250n;
        trst = tpeak + 25n;
        peaksearch = 1;
    end
    @ (cross(V(sdis)-vth, -1)) begin    // slow discriminator signal edge
        s_state=s_state+1;
        tpeak = $abstime + 250n;
        trst = tpeak + 25n;
        peaksearch = 1;
    end

```

```

edge      @ (cross(V(sdis)-vth, +1)) begin          // slow discriminator signal tail
            s_state=0;
            f_state=0;
            peaksearch = 0;
        end

```

Листинг 3. Пиковые детекторы

```

        if ((V(sdis) < 1.7) & (peaksearch == 1)) begin
            if(speak >= V(vin1)) begin                //slow peak detector
                speak = V(vin1);
                spf = 0;
            end
            else if(speak < V(vin1)) begin
                spf = 1;                                // slow peak find
            end
            if ((V(fdis) < 1.7) & (peaksearch == 1)) begin
                if(fpeak >= V(vin2)) begin            //slow peak detector
                    fpeak = V(vin2);
                    fpf = 0;
                end
                else if(fpeak < V(vin2)) begin
                    fpf = 1;                            // fast peak find
                end
            end
        end
        end
        sw_state = ((f_state > s_state) & (s_state > 0)) ? 1:0; // overlap condition
        //output switch
        @(timer(tpeak)) begin
            if (sw_state == 0 & spf == 1)begin        //No overlaps, Vin1 peak finding
                out1 = speak;

                File_3    =    $fopen("/samba/share/Malankin/peak_smpl.csv","a");
            //Write and Read
                $fwrite(File_3, ":%f\n" ,speak);
                $fclose(File_3);
            end
            else if (sw_state == 1 & fpf == 1)begin
            //Signals overlaped, Vin2 peak finding
                out1 = fpeak;
                File_3    =    $fopen("/samba/share/Malankin/peak_smpl.csv","a");
            //Write and Read
                $fwrite(File_3, ":%f\n" ,fpeak);
                $fclose(File_3);
            end
        end

```

```

end
    else begin
        out1 = 0;
    end
end
    @(timer(trst)) begin                //peak detector reset
        out1 = 0;
        speak = 1.8; //V(vin1);
        fpeak = 1.8; //V(vin1);
        spf = 0;
        fpf = 0;
        peaksearch = 0;
    end
    V(vout) <+ transition (out1, 0, 1n, 1n);
    V(fpd) <+ fpeak;
    V(spdp) <+ speak;
end
endmodule

```

Листинг 4. Источник входных сигналов

```

// VerilogA for real_src, src, veriloga
`include "constants.vams"
`include "disciplines.vams"
module pois_src(out);
output out;
electrical out;
parameter integer seed_pois = 10,
                    mean_pois = 100,
                    seed_norm = 2,
                    mean_norm = 100;                //distribution
parameters
    parameter integer std_dev = 3;
    parameter real trise = 1n, tfall = 1n;
    parameter integer distance = 0;
    real period, amp, amp_val;
    integer File_0;
    analog begin
        File_0 = $fopen("/samba/share/Malankin/realgen.csv","w+");    //Write
and Read
        $fwrite(File_0,"");
        $fclose(File_0);
        File_0 = $fopen("/samba/share/Malankin/realgen.csv","a"); //Write    and
Read
        period    =    abs($rdist_poisson(seed_pois,    mean_pois))*1e-9*exp(-
3*distance);

```

```

        @(timer(0,period))
        begin
            amp = amp + abs($rdist_normal(seed_norm, mean_norm, std_dev))*1e-3;
            amp_val = ($rdist_normal(seed_norm, mean_norm, std_dev))*1e-3;
            $fwrite(File_0,"%5e; %5e\n",amp_val, period);
        end
        V(out) <+ transition(amp, trise, tfall);
        $fclose(File_0);
    end
endmodule

```

Листинг 5. Анализатор сигналов

```

`include "constants.vams"
`include "disciplines.vams"

module counter(incnt, outcnt);
input incnt, outcnt;
electrical incnt, outcnt;
real pos_edge, neg_edge, lth, tstart, tstop, evfreq, Vth, cnt_rate, perc;
integer File_0;
real icnt, ocnt, lost;

analog begin
    @(initial_step) begin
        icnt = 0;
        ocnt = 0;
        lth = -0.5u;
        Vth = 0.2;
        tstart = $abstime;
    end
    // input events counts
    @ (cross(I(incnt) - lth, +1)) begin
        icnt = icnt + 1;
    end
    // output events counts
    @ (cross(V(outcnt) - Vth, +1)) begin
        ocnt = ocnt + 1;
    end
    @(final_step("tran")) begin
        tstop = $abstime;
        evfreq = icnt/(tstop-tstart);           // input event frequency
        cnt_rate = ocnt/(tstop-tstart);         //output count rate
        lost = icnt - ocnt;                      // lost events
        perc = lost/icnt;
    end
end

```

```

File_0 = $fopen("/samba/share/Malankin/cnt.csv","a"); //Write and Read
$fwrite(File_0, "%1f, %1f, %1f, %f, %1f\n" ,evfreq, cnt_rate, lost, perc, icnt);
$fclose(File_0);
$display("icnt=%f", icnt);
$display("ocnt=%f", ocnt);
$display("evfreq=%5e", evfreq);
$display("cnt_rate=%5e", cnt_rate);
$display("lost events=%f", lost);
$display("lost in percents=%5f", perc);
    end
end
endmodule

```


Список использованной литературы

- [1] Elias Métral, LHC: Status, Prospects and Future Challenges, Fourth Annual Large Hadron Collider Physics (LHCP2016) 13-18 June 2016 Lund, Sweden, PoS (LHCP2016) 002
- [2] The CMS Collaboration, CMS physics: Technical Design Report, CERN-LHCC-2006-001.CMS-TDR-008-1 (<http://cdsweb.cern.ch/record/922757/files/lhcc-2006-001.pdf>)
- [3] The CMS Collaboration, S Chatrchyan et al, The CMS experiment at the CERN LHC, 2008 JINST 3 S08004 (http://www.iop.org/EJ/article/1748-0221/3/08/S08004/jinst8_08_s08004.pdf)
- [4] ATLAS Collaboration, The ATLAS Experiment at the CERN Large Hadron Collider, JINST 3 (2008) S08003.
- [5] ATLAS Collaboration, Expected Performance of the ATLAS Experiment. Detector, Trigger and Physics, CERN-OPEN-2008-020, December 2008.
- [6] ALICE Collaboration, J.Phys.G: Nucl. Part. Phys. 32 (2006) 1295
- [7]. LHCb Collaboration, LHCb TDR, CERN/LHCC/98-4, 1998
- [8] C. Sturm H. Stöcker, The facility for antiproton and ion research FAIR // Physics of Particles and Nuclei Letters December 2011, Volume 8, Issue 8, pp 865–868 [<https://doi.org/10.1134/S1547477111080140>]
- [9] B. Friman, C. Höhne, J. Knoll, S. Leupold, J. Randrup, R. Rapp, P. Senger (editors) Compressed Baryonic Matter in Laboratory Experiments, Series: Lecture Notes in Physics, Vol. 814 1st Edition., 2011, 960 p., Hardcover ISBN: 978-3-642-13292-6 http://www-alt.gsi.de/forschung/fair_experiments/CBM/LOI2004v6.pdf
- [10] G. Trubnikov et al., THE NICA PROJECT AT JINR // Proceedings of IPAC2016, Busan, Korea

- [11] ILC collaboration, The International Linear Collider. Technical Design Report, Volume 1: Executive Summary, 2013, 60p.
- [12] А. Ф. Бузулуцков Физические основы работы каскадных газовых электронных умножителей (обзор) // Вестник НГУ. Серия: Физика. 2008. Том 3, выпуск 3
- [13] F.Sauli et al, GEM: A new concept for electron amplification in gas, Nucl.Instrum.Meth. A386 (1997) 531-534
- [14] Бузулуцков А. Ф. Детекторы излучений на основе газовых электронных умножителей (обзор) // Приб. и техн. эксперим. 2007. № 3.
- [15] F.Sauli, The gas electron multiplier (GEM): Operating principles and applications // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, A805, (2016), 2–24
- [16] D. Abbaneo et. al. Overview of large area triple-GEM detectors for the CMS forward muon upgrade // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, Volume 845, 11 February 2017, PP. 298-303
- [17] Breskin, R.Alon, M.Cortesi, R.Chechik et al., NIM A598 (2009)107, R.Chechik et al, NIM A535 (2004)303
- [18] E. Atkin, V. Ivanov, E. Malankin, E. Roshchin, V. Samsonov, V. Shumikhin, A. Voronin GEM demonstrator based on FEE ASIC for MUCH // CBM Progress report 2013, Darmstadt, Germany, 2014, p. 68
- [19] Аткин Э.В., Маланкин Е.З. и др. Исследование координатных газовых детекторов для мюонной трековой системы эксперимента CBM на основе технологий GEM и TGEM // Приборы и техника эксперимента, №2, 2015, С. 32 – 40

[20] Аткин Э.В., Волков С.С., Воронин А.Г., Иванов В.В., Комков Б.Г., Кудин Л.Г., Маланкин Е.З., Никулин В.Н., Роцин Е.В., Рыбаков Г.В., Самсонов В.М., Тарасенкова О.П., Шумихин В.В., Ханзадеев А.В., Чернышева Е.А. Исследование координатных газовых детекторов для мюонной трековой системы эксперимента СВМ на основе технологий MICROMEGAS и MICROMEGAS + GEM/TGEM // Приборы и техника эксперимента. 2015. № 5. С. 20-30. [doi 10.7868/S003281625040278]

[21] Аткин Э.В., Волков С.С., Воронин А.Г., Жданов А.А., Иванов В.В., Комков Б.Г., Кудин Л.Г., Маланкин Е.З., Никулин В.Н., Роцин Е.В., Самсонов В.М., Шумихин В.В., Ханзадеев А.В., Шведчиков А.В. Тестирование прототипов детекторов для мюонной трековой системы эксперимента СВМ на протонном пучке ускорителя ПИЯФ при высоких нагрузках // Приборы и техника эксперимента. 2015. № 6. С. 20-25.

[22] Аткин Э.В., Волков С.С., Воронин А.Г., Иванов В.В., Комков Б.Г., Кудин Л.Г., Маланкин Е.З., Никулин В.Н., Роцин Е.В., Самсонов В.М., Шумихин В.В., Ханзадеев А.В. Тестирование прототипов детекторов для мюонной трековой системы эксперимента СВМ на ускорителе PS в ЦЕРН // Приборы и техника эксперимента. 2016. № 1. С. 61-67.

[23] J. Gassner, St. Heule, F. Lehner¹, C. Lois, Capacitance measurements on silicon micro-strip detectors for the TT station of the LHCb experiment // LHCb note 2003-081

[24] Grant Gorne, Martin Hoefkamp, Geno Santistevan, and Sally Seidel Capacitance of Silicon Pixels // [https://arxiv.org/ftp/hep-ex/papers/0003/0003032.pdf]

[25] Аткин Э.В. и др. Прототипная микросхема считывания и обработки сигналов полупроводниковых детекторов рентгеновского излучения // НАУЧНАЯ СЕССИЯ НИЯУ МИФИ-2015. Аннотация докладов. В 3 томах. Т.2. М.: НИЯУ МИФИ, 2015. – с. 84

- [26] E. Atkin et al., Low-noise analog readout channel for SDD in X-ray spectrometry, 2016 JINST 11 C01086.
- [27] E. Atkin, P. Ivanov, A. Krivchenko, V. Levin, A. Gusev, E. Malankin, et al., The read-out ASIC for silicon drift detectors, 2016 J. Phys.: Conf. Ser. 675 042031
- [28] Аткин Э.В., Маланкин Е.З., Шумихин В.В. Малошумящие предусилители для спектрометрических трактов полупроводниковых детекторов рентгеновского излучения // Научная сессия МИФИ - 2014. Сборник научных трудов. - 2014. - Т.2 - С.3-3
- [29] CBM Collaboration (Collaboration author), Technical Design Report for the CBM : Muon Chambers (MuCh) // Darmstadt : GSI, 190 S. (2015)
- [30] B. W. Loo, F. S. Goulding and D. Gao, "Ballistic deficits in pulse shaping amplifiers," in IEEE Transactions on Nuclear Science, vol. 35, no. 1, pp. 114-118, Feb. 1988. [doi: 10.1109/23.12686]
- [31] A. Pezzotta, C.-M. Zhang, F. Jazaeri, C. Bruschini, G. Borghello, F. Faccio, S. Mattiazzo, A. Baschiroto, C. Enz, *Impact of GigaRad Ionizing Dose on 28 nm Bulk MOSFETs for Future HL-LHC*, proceedings of the *IEEE 46th European Solid-State Device Research Conference (ESSDERC)*, 2016, pp. 146 – 149
- [32] Manghisoni M., Ratti L., Re V., Speziali V., Traversi G. 130 and 90nm CMOS technologies for detector front-end applications // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research.-2007.-A572.-PP.368–370
- [33] W. Dabrowski Challenges and benefits of designing readout ASICs in advanced technologies // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research.-2007.-A579.-PP.821–827
- [34] Manghisoni M., Ratti L., Re L., Speziali V. Submicron CMOS Technologies for Low-Noise Analog Front-End Circuits// IEEE Transactions on Nuclear Science.-2002.-Vol.49.-№4.-PP.1783-1790

- [35] A. Marchioro Past and future microelectronics in HEP
[<https://indico.cern.ch/event/357738/contributions/848914/contribution.pdf>]
- [36] С. Г. Басиладзе Специализированные интегральные схемы для детекторов ионизирующих излучений (обзор, часть 1) // *ПРИБОРЫ И ТЕХНИКА ЭКСПЕРИМЕНТА*, 2016, № 1, с. 5–60
- [37] С. Г. Басиладзе Специализированные интегральные схемы в системах радиационных измерений (обзор, часть 2) // *ПРИБОРЫ И ТЕХНИКА ЭКСПЕРИМЕНТА*, 2016, № 2, с. 5–40
- [38] Ciciriello, F. et al. A new front-end ASIC for GEM detectors with time and charge measurement capabilities // *Nucl. Instrum. Meth.* A824 (2016) 265-267
- [39] P. O'Connor and G. De Geronimo, Prospects for charge sensitive amplifiers in scaled CMOS, *Nucl. Phys. A* 480 (2002) 713
- [40] Balla, A. et al. GASTONE64: A new front-end ASIC for the cylindrical GEM Inner Tracker of KLOE-2 experiment at DAΦNE // *Nucl. Instrum. Meth.* A732 (2013) 523-525
- [41] Antonio De Santis DAΦNE & KLOE-2 // arXiv:1503.06002v1 [physics.ins-det] 20 Mar 2015
- [42] J.M. Heuser et al., *Silicon Tracking System (STS): technical design report for the CBM*, Darmstadt Germany (2013), [pgs. 5, 11, 18–22, 47, 57](#).
- [43] V. Borschov et al., *First mock-up of the CBM STS module based on a new assembly concept*, CBM progress report 2013, (2014), [pg. 41](#).
- [44] Krzysztof Kasinski, Rafal Kleczek, Robert Szczygiel, Piotr Otfinowski, Pawel Grybos, Noise Optimization of the Time and Energy Measuring ASIC for Silicon Tracking System, *Proceedings of the 22nd International Conference "Mixed Design of Integrated Circuits and Systems"*, June 25-27, 2015, Torun, Poland
- [45] K. Kasinski, R. Kleczek and R. Szczygiel *Front-end readout electronics*

considerations for Silicon Tracking System and Muon Chamber, 2016, JINST **11** C02024

[46] Krzysztof Kasinski, Wojciech Zabolotny, Robert Szczygiel, Interface and protocol development for STS read-out ASIC in the CBM experiment at FAIR, *Proc. SPIE 9290, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments 2014*, 929028 (2014) [doi:10.1117/12.2074883]

[47] K. Wyllie, S. Baron, S. Bonacini, Ö. Cobanoglu, F. Faccio, S. Feger, R. Francisco, P. Gui, J. Li, A. Marchioro, P. Moreira, C. Paillard and D. Porret A Gigabit Transceiver for Data Transmission in Future High Energy Physics Experiments, *proceedings of TIPP 2011 - Technology and Instrumentation in Particle Physics 2011, Physics Procedia*, 37, (2012), pp. 1561 – 1568

[48] Syed B. Huq, John Goldie An Overview of LVDS Technology // National Semiconductor Application Note 971, 1998, 8 p.

[49] M. J French et al, Design results from the APV25 a deep sub-micron CMOS front-end chip for the CMS tracker, *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, A 466 (2001), 359-365

[50] Rohr, D. ALICE TPC online tracker on GPUs for heavy-ion events, *Proceedings of 13th International Workshop on Cellular Nanoscale Networks and Their Applications (CNNA)*, 2012

[51] S.H.I. Barboza, M. Bregant, V. Chambert, B. Espagnon, H.D. Hernandez Herrera, S.M. Mahmood, D. Moraes, M.G. Munhoz, G. Noël, A. Pilyar, P. Russo, B.C.S Sanches, G.J. Tambave, K.M.M. Tun-Lanoë, W. van Noije, A. Velure, S. Vereschagin, T.O. Weber and S. Zaporozhets, SAMPA chip: a new ASIC for the ALICE TPC and MCH upgrades, *Topical Workshop on Electronics for Particle Physics*, Lisbon, Portugal, 2015

- [52] H. Hernandez, W. van Noije and M. Munhoz, *Configurable low noise readout front-end for gaseous detectors in 130 nm CMOS technology*, proceedings of the [IEEE International Symposium on Circuits and Systems \(ISCAS 2015\)](#), May 24–27, Lisboa, Portugal (2015).
- [53] H.D. Hernandez Herrera, *Noise and PSRR improvement technique for TPC readout front-end in CMOS technology*, Ph.D. thesis, Universidade de São Paulo, São Paulo, Brazil (2015).
- [54] V. Hariprasath, J. Guerber, S.H. Lee and U.K. Moon. *Merged capacitor switching based SAR ADC with highest switching energy-efficiency*, [Electron. Lett.](#) **46** (2010) 620.
- [55] JEDEC Standard JESD8-13 2001 Scalable Low-Voltage Signaling for 400 mV (SLVS-400) (Solid State Technology Association, Printed in U.S.A.)
- [56] Hugo Daniel Hernandez 2014 Design review: SLVS Tx and Rx blocks (SAMPa review) (indico.cern.ch/event/308952)
- [57] N. Mena, P.D'Agostino, B.Zakrzewski, V.T.Jordanov, Evaluation of real-time digital pulse shapers with various HPGe and silicon radiation detectors, *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 652, (2011), pp. 512–515
- [58] Alberto Regadío, Sebastián Sánchez-Prieto, Manuel Prieto, Jesús Tabero, Implementation of a real-time adaptive digital shaping for nuclear spectroscopy, *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, A* 735, (2014), pp. 297–303
- [59] Valentin T. Jordano V., Glenn F. Knoll, Alan C. Huber, John A. Pantazis, Digital techniques for real-time pulse shaping in radiation measurements, *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, A* 353, (1994), pp. 261-264
- [60] R. Abbiati, E. Gatti, A. Geraci, G. Ripamonti, A new digital estimation technique for baseline restoration, *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, A* 548, (2005), pp. 507–516

- [61] Claudio Arnaboldi, Gianluigi Pessina, A very simple baseline restorer for nuclear applications, *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, A 512, (2003), pp. 129–135
- [62] T. Armbruster, P. Fischer, and I. Peric, SPADIC-A self-triggered pulse amplification and digitization ASIC, *Nuclear Science Symposium Conference Record (NSS/MIC)*, 2010 IEEE
- [63] Tim Armbruster, Peter Fischer, Michael Krieger, and Ivan Peric Multi-Channel Charge Pulse Amplification, Digitization and Processing ASIC for Detector Applications IEEE *Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference Record (NSS /MIC)*, 2012, IEEE
- [64] Andreas A. Status and first Results of the CBM TRD Prototype Development // *Journal of Physics: Conference Series*, Volume 426, conference 1
- [65] C.J. Schmidt et al., Test results on the n-XYTER ASIC, a self triggered, sparcifying readout ASIC, Topical Workshop on Electronics for Particle Physics 2007, TWEPP-07, 3-7 September 2007, Prague
- [66] S. Anvar et. al. AGET, the GET Front-End ASIC, for the readout of the Time Projection Chambers used in Nuclear Physic Experiments // *IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record*, 2011
- [67] Chernenko, S.P., Fateev, O.V., & Zanevskij, Yu.V. (1997). Octal channel amplifier-discriminator based on ASD-8 (ASIC) for timing measurements with drift chambers (JINR-E--13-97-60). Joint Institute for Nuclear Research (JINR)
- [68] N. Dressnandt, N. Lam, F. M. Newcomer, R. Van Berg and H. H. Williams, "Implementation of the ASDBLR straw tube readout ASIC in DMILL technology," in *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 48, no. 4, pp. 1239-1243, Aug 2001. [doi: 10.1109/23.958758]

- [69] W. Dabrowski et. al. Design and performance of the ABCD chip for the binary readout of silicon strip detectors in the ATLAS Semiconductor Tracker // IEEE TRANSACTIONS ON NUCLEAR SCIENCE, VOL. 47, NO. G, DECEMBER 2000, pp 1843 – 1850
- [70] R. J. Yarema, T. Zimmerman, W. Williams, M. Binkley, T. Huffman and R. Wagner, "A high performance multi-channel preamplifier ASIC," Conference Record of the 1991 IEEE Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference, Santa Fe, NM, USA, 1991, pp. 616-620 vol.1. [doi: 10.1109/NSSMIC.1991.259011]
- [71] Gong D., Liu T., Xiang A., Ye J. Status report on the LOC ASIC // CERN-2008-008, 2008. 4pp., Published in Naxos 2008, Electronics for particle physics 107-110
- [72] Gough I. Readout electronics of the ATLAS muon cathode strip chambers // CERN-2008-008, 2008. 4pp., Published in Naxos 2008, Electronics for particle physics 247-250
- [73] Giuseppe Bertuccio, Stefano Caccia Progress in ultra-low-noise ASICs for radiation detectors // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research.-2007.-A579.-PP.243–246
- [74] V. Re et al. FSSR2, a self-triggered low noise readout chip for silicon strip detectors // IEEE Trans. Nucl. Sci. 2006. – V. 53. – No4. – Pp. 2470-2476
- [75] Metcalfe, J et al Design and Characterization of the VMM1 ASIC for Micropattern Gas Detectors, ATL-MUON-SLIDE-2013-055
- [76] Jess Chen, Michael Henrie Monte F. Mar, Ph.D., Mladen Nizic, Brian Bailey Mixed-Signal Methodology Guide. Advanced Methodology for AMS IP and SoC Design, Verification, and Implementation, Cadence Design Systems, Inc, San Jose, 2012

- [77] Г. Казеннов, Основы проектирования интегральных схем и систем, БИНОМ. Лаборатория знаний, Москва, 2009
- [78] Custom IC design. Virtuoso custom design platform. Материалы сайта http://www.cadence.com/products/custom_ic/index.aspx?lid=cic
- [79] А.Лохов Среда проектирования СБИС компании Mentor Graphics. ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес 7/2003, С. 30-33.
- [80] А. Б. Сергиенко "Цифровая обработка сигналов" (второе издание). СПб, Питер, 2006. - 751 с.
- [81] Аткин Э. В., Иванов В. В., Маланкин Е. З., Самсонов В. М. // Свидетельство о выдаче патента на изобретение РФ №2564956 от 10 октября 2015 г.
- [82] Цитович А.П., Ядерная электроника, Москва, Атомиздат 1984
- [83] Rodríguez, G. (2007). Lecture Notes on Generalized Linear Models. Poisson models for counting data. URL: <http://data.princeton.edu/wws509/notes/c4.pdf>
- [84] Grybos P. Front-End Electronics for Multichannel Semiconductor Detector Systems. – Editorial Series on Accelerator Science, Warsaw, 2010 – p.188.
- [85] Spieler H. Semiconductor Detector Systems. – New York: Oxford University Press, 2005 – p.489.
- [86] E. Malankin, Two-phase low-power analogue CMOS peak detector with high dynamic range, 2016 J. Phys.: Conf. Ser. 675 042032
- [87] G. De Geronimo et al. , Nucl. Instr. and Meth., A, 484 (2002), 533–543.
- [88] G. De Geronimo et al. , Nucl. Instr. and Meth., A, 484 (2002), 544–556.
- [89] Аткин Э.В., Куксов А.А., Маланкин Е.З., Шумихин В.В. Специализированная микросхема считывания сигналов мюонной камеры

эксперимента CBM //НАУЧНАЯ СЕССИЯ НИЯУ МИФИ-2013. Аннотация докладов. В 3 томах. Т.1.М.:НИЯУ МИФИ, 2013. – с. 96

[90] E. Atkin, E. Malankin, V. Shumikhin Prototype ASIC of Analog Front-End for MUCH // CBM Progress report 2012, Darmstadt, Germany, 2013, p. 52

[91] E. Atkin, E. Malankin, V. Shumikhin Analog front-end chip for GEM detectors // Nuclear Electronics & Computing (NEC'2013): Proceedings of the XXIV International Symposium (Varna, Bulgaria, September 9-16, 2013). – Dubna: JINR, 2013. – pp. 22-29

[92] E. Atkin, E. Malankin, V. Shumikhin A Preamplifier for the Muon System of the Compressed Baryonic Matter (CBM) Experiment // Instruments and Experimental Techniques, 2014

[93] Маланкин Е.З. Входной каскад операционного усилителя с широким диапазоном синфазных напряжений // 15-я Международная телекоммуникационная конференция молодых ученых и студентов «Молодежь и наука», Москва, НИЯУ МИФИ, 2011, 2 с.

[94] E. Atkin, E. Malankin et al. Development of the read-out ASIC for muon chambers of the CBM experiment // Journal of Instrumentation. 2015. Vol. 10. № 4. C. C04006 [doi: 10.1088/1748-0221/10/04/C04006]

[95] E. Atkin, E. Malankin et al., Development and experimental study of the readout ASIC for muon chambers of the CBM experiment, Journal of Instrumentation. 2016. Vol. 11. № 1. C. C01084

[96] E. Atkin, V. Ivanov, E. Malankin, et al. Prototype ASIC for Muon Chambers// CBM Progress report 2015, Darmstadt, Germany, 2016, p. 70

[97] E. Atkin, I. Bulbakov, A. Gusev, E. Malankin, et al. Development of the read-out ASIC for muon chambers, 2016, J. Phys.: Conf. Ser. 675 042030

- [98] A. Voronin and E. Malankin, Multichannel readout ASIC design flow for high energy physics and cosmic rays experiments, 2016 J. Phys.: Conf. Ser. 675 042034
- [99] R. Gharpurey: "Modeling and analysis of substrate coupling in integrated circuits." PhD Thesis, Electronics Research Laboratory, College of Engineering, University of California, Berkeley 1995.
- [100] Шумихин В. В. Маломощные амплитудные тракты КМОП интегральных микросхем для микрополосковых детекторов: дис. ... канд.техн. наук. НИЯУ МИФИ, Москва, 2013.
- [101] S. Bronckers: "Substrate noise coupling in Analog/RF systems" PhD Thesis, Faculteit Ingenieurswetenschappen, Brussel, België, 2009
- [102] G. Gielen, edited by S. Donnay "Substrate Noise Coupling in Mixed-Signal ASICs", Kluwer Academic Publishers, 2003
- [103] R.M. Vinella², G. Van der Plas², C. Soens², M. Rizzi¹, B. Castagnolol "Substrate Noise Isolation Experiments in a 0.18 um 1P6M Triple-well CMOS process on a Lightly Doped Substrate", Instrumentation and Measurement Technology Conference - IMTC 2007, Warsaw, Poland, May 1-3, 2007
- [104] Ahmed A. Helmy, Characterization of substrate noise coupling, its impacts and remedies in RF and mixed-signal ICs, The Ohio State University 2006
- [105] Quantus QRC Extraction Users Manual, Cadence Design Systems, Inc. (Cadence), 2016
- [106] Quantus QRC Substrate Technology Characterization manual, Cadence Design Systems, Inc. (Cadence), 2016
- [107] Voltus-Fi EMIR Analysis Workshop, Cadence Design Systems, Inc. (Cadence), 2014 5. Voltus IC Power Integrity Solution User Guide, Cadence Design Systems, Inc., 2013

- [108] Jens Lienig “Electromigration and Its Impact on Physical Design in Future Technologies”, Proceedings of the 2013 ACM International Symposium on Physical Design (ISPD), pp. 33-40, 2013.
- [109] E. Malankin et al., "32-channel self-triggered ASIC for GEM detectors," 2017 IEEE 30th International Conference on Microelectronics (MIEL), Nis, 2017, pp. 225-228.
- [110] Аткин Э.В., Маланкин Е.З., Шумихин В.В. Предусилитель для мюонной системы эксперимента CBM // Приборы и техника эксперимента. 2014. № 3. С. 53.
- [111] E. Atkin, E. Malankin et al., Readout channel with majority logic timestamp and digital peak detector for muon chambers of the CBM experiment // Journal of Instrumentation. 2016. Vol. 11. № 12. C. C12069.
- [112] E. Atkin, E. Malankin et al. 32-channel readout ASIC for Muon Chambers of the CBM experiment // CBM progress report 2016. 2017. Printed in Darmstadt by GSI, P. 94
- [113] E. Malankin et al. Development of the asynchronous readout ASIC for GEM detectors // 2016 IEEE Nuclear Science Symposium, Medical Imaging Conference and Room-Temperature Semiconductor Detector Workshop (NSS/MIC/RTSD), Strasbourg, 2016, pp. 1-5
- [114] Osipov D., Malankin E., Shumikhin V. LINEARITY ANALYSIS OF SINGLE-ENDED SAR ADC WITH SPLIT CAPACITIVE DAC, IOP Conference Series: Materials Science and Engineering "1st International Telecommunication Conference "Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems and Technologies" 2016. C. 012014