

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ  
УЧРЕЖДЕНИЕ НАУКИ  
ИНСТИТУТ ЯДЕРНОЙ ФИЗИКИ ИМ. Г. И. БУДКЕРА  
СИБИРСКОГО ОТДЕЛЕНИЯ РОССИЙСКОЙ АКАДЕМИИ НАУК

*На правах рукописи*

ИВАНОВА АЛИНА АЛЕКСАНДРОВНА

**РАЗВИТИЕ МЕТОДИК И АППАРАТНЫХ СРЕДСТВ  
ЦИФРОВОЙ СПЕКТРОМЕТРИИ ДЛЯ НЕЙТРОННЫХ И  
ГАММА ДИАГНОСТИК**

01.04.01 — приборы и методы экспериментальной физики

Диссертация на соискание учёной степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель  
Бурдаков Александр Владимирович  
доктор физико-математических наук

Новосибирск — 2016

## Оглавление

<b>Введение .....</b>	<b>5</b>
<b>Глава 1. Построение цифрового спектрометрического тракта ..</b>	<b>11</b>
1.1. Тракты регистрации на основе аналоговой обработки сигнала.....	11
1.2. Цифровые спектрометрические тракты регистрации .....	12
1.3. Особенности проектирования цифрового спектрометрического тракта регистрации и обработки данных в режиме реального времени ...	15
<b>Глава 2. Регистраторы интенсивного потока гамма-квантов ....</b>	<b>20</b>
2.1. Гамма-спектрометрия на установке «Ускоритель-Тандем БНЗТ».....	20
2.1.1. Бор-нейтронозахватная терапия.....	20
2.1.2. Обнаружение взрывчатых веществ.....	23
2.1.3. Требования к аппаратуре регистрации гамма-излучения на установке «Ускоритель-Тандем БНЗТ».....	26
2.2. Регистратор интенсивного потока гамма-квантов с гауссовым формирователем .....	27
2.2.1. Модуль регистрации и обработки данных .....	28
2.2.2. Модуль питания .....	31
2.2.3. Цифровой узел.....	32
2.2.4. Прикладное программное обеспечение.....	41
2.2.5. Регистрация гамма-излучения на установке «Ускоритель-Тандем БНЗТ».....	42
2.2.5.1. Рентгеновское излучение высоковольтных элементов тандемного ускорителя .....	42
2.2.5.2. Излучение литиевой нейтроногенерирующей мишени.	45

2.2.5.3. Излучение конструкционных материалов .....	46
2.2.5.4. Излучение углеродной гамма-образующей мишени .....	47
2.2.6. Гамма-спектрометр на основе NaI(Tl) .....	48
2.3. Регистратор интенсивного потока гамма-квантов с трапецеидальным формирователем .....	50
2.3.1. Модуль регистрации .....	50
2.3.2. Узел цифровой обработки сигналов .....	53
2.3.3. Прикладное программное обеспечение .....	61
2.3.4. Метрологические характеристики .....	63
2.3.5. Излучение литиевой нейтроногенерирующей мишени .....	65
<b>Глава 3. Анализатор потока быстрых нейтронов .....</b>	<b>67</b>
3.1. Узел цифровой обработки сигналов .....	70
3.2. Прикладное программное обеспечение .....	75
3.3. Метрологические испытания .....	76
3.4. Поиск оптимальных параметров узла ЦОС .....	81
3.5. Измерение нейтронного выхода на прототипе инжектора токамака TCV .....	83
<b>Глава 4. Цифровой анализатор сигналов алмазного детектора для Вертикальной нейтронной камеры ИТЭР .....</b>	<b>86</b>
4.1. Вертикальная нейтронная камера ИТЭР .....	86
4.2. Регистратор ADC12500PXIe .....	90
4.2.1. Архитектура .....	90
4.2.2. Метрологические характеристики .....	92
4.2.2.1. Джиттер .....	92

4.2.2.2. Эффективная разрядность регистратора .....	94
4.2.2.3. Дифференциальная и интегральная нелинейности .....	95
4.2.3. Структура цифрового узла .....	96
4.3. Узел цифровой обработки сигналов .....	97
4.4. Прикладное программное обеспечение .....	104
4.5. Метрологические испытания одноканального макета Вертикальной нейтронной камеры ИТЭР .....	106
4.5.1. Аппаратное разрешение .....	107
4.5.2. Линейность шкалы преобразования .....	108
4.5.3. Форма спектра .....	112
4.6. Регистрация ионизирующего излучения .....	113
<b>Заключение.....</b>	<b>115</b>
<b>Литература .....</b>	<b>118</b>

## Введение

Регистрация потоков нейтронов ( $n$ ) и гамма-квантов ( $\gamma$ ) применяется в диагностических целях на исследовательских и промышленных устройствах, использующих генераторы быстрых [1] или тепловых нейтронов [2], а также в исследованиях по физике высокотемпературной плазмы и управляемому термоядерному синтезу (УТС). Традиционно аппаратура регистрации для таких диагностических систем строится на базе схем аналоговой обработки сигнала и спектрометрических аналого-цифровых преобразователей (АЦП) [3, 4]. Такие тракты регистрации обладают низкой термостабильностью интегратора и блока аналоговой обработки сигнала, а также высокой чувствительностью к внешним наводкам вследствие того, что обработка импульса осуществляется в аналоговой форме. Появление в начале 1990-х годов высокоскоростных АЦП с частотой дискретизации  $\sim 60$  МГц и амплитудным динамическим диапазоном  $\sim 10$  разрядов [5] позволило перейти к построению трактов регистрации, основанных на прямой оцифровке сигнала детектора [6]. С выходом цифровых сигнальных процессоров (Digital signal processor, DSP) и программируемых пользователем вентильных матриц (Field-programmable gate array, FPGA) [7, 8] стала возможной реализация алгоритмов цифровой обработки сигнала (ЦОС) на уровне регистрирующей аппаратуры, работающих в режиме реального времени.

Возможность применения алгоритмов ЦОС делает привлекательным решение задач, связанных с регистрацией интенсивных потоков нейтронов и  $\gamma$ -квантов со скоростью счета до  $10^6$  событий/с, при помощи цифровых спектрометрических трактов. Среди коммерческих цифровых систем,

обеспечивающих регистрацию интенсивных потоков нейтронов и  $\gamma$ -квантов, стоит отметить CAEN DT5790 [9], Amptek GAMMA-RAD5 [10], Green Star SBS-75 [11] и SBS-78 [12], обеспечивающие скорости счета до  $10^5$  событий/с. Рекордная скорость счета (до  $4 \cdot 10^6$  событий/с) достигнута в работе [13] при регистрации потока гамма-квантов при помощи сцинтилляционного детектора на основе бромида лантана ( $\text{LaBr}_3$ ) с постоянной времени спада  $\sim 20$  нс. В ИЯФ СО РАН им. Г.И. Будкера (г. Новосибирск) на установке «Ускоритель-Тандем БНЗТ» проводятся эксперименты по реализации бор-нейтронозахватной терапии (БНЗТ) [2] злокачественных опухолей и созданию системы обнаружения взрывчатых веществ (ВВ). Для этих экспериментов одной из ключевых диагностик является регистрация  $\gamma$ -излучения со скоростью счета, которая может достигать  $10^6$  событий/с. Разработка аппаратуры регистрации диагностического комплекса Вертикальной нейтронной камеры (ВНК) [14] для строящегося экспериментального термоядерного реактора ИТЭР (г. Кадараш, Франция) ведется в ИЯФ СО РАН. Максимальная скорость счета ВНК ИТЭР может достигать  $10^7$  событий/с. При регистрации потока нейтронов или  $\gamma$ -квантов со скоростью счета  $10^6 - 10^7$  событий/с неизбежно появление наложенных (Pile-up) событий. Для эффективной регистрации интенсивных потоков следует применять процедуры разделения наложенных событий.

Ко второму классу задач, в которых цифровая спектрометрия обладает большим потенциалом, относятся задачи дискриминации событий по форме импульса. При регистрации быстрых нейтронов детекторами на основе органических сцинтилляторов, чувствительных как к нейтронам, так и к сопутствующим  $\gamma$ -квантам, возникает необходимость разделения этих событий по форме импульса [15]. Для экспериментальных стендов по измерению нейтронного выхода инжекторов и генераторов нейтронов [1], разрабатываемых в ИЯФ СО РАН, необходима аппаратура регистрации потока быстрых нейтронов с  $n$ - $\gamma$ -дискриминацией в режиме реального времени.

Поэтому задача создания цифровых спектрометрических трактов с процедурами потоковой обработки данных, особенно для регистрации интенсивных потоков частиц  $10^6 - 10^7$  событий/с и  $n$ - $\gamma$ -дискриминации, является несомненно **актуальной**.

Основываясь на вышеперечисленных предпосылках, **цель диссертации** можно сформулировать как создание систем регистрации экспериментальных данных для нейтронных и гамма диагностик со встроенными узлами цифровой потоковой обработки данных, реализованных на базе FPGA.

Исходя из этого, возникает необходимость решить следующие **задачи**:

- Разработать спектрометр на основе сцинтиллятора германата висмута (BGO) для регистрации гамма-излучения на установке «Ускоритель-Тандем БНЗТ» (ИЯФ СО РАН, г. Новосибирск) с процедурой разделения наложенных событий, позволяющий регистрировать поток частиц до  $10^6$  событий/с;
- Разработать анализатор потока быстрых нейтронов, решающий задачу  $n$ - $\gamma$ -дискриминации в режиме реального времени, для исследовательских установок высокотемпературной плазмы и промышленных устройств, использующих источники или генераторы быстрых нейтронов (ИЯФ СО РАН, г. Новосибирск);
- Разработать цифровой анализатор сигналов алмазного детектора Вертикальной нейтронной камеры ИТЭР (г. Кадараш, Франция), формирующий аппаратные спектры в режиме реального времени с дискретностью 10 мс.

**Научная новизна** работы состоит в следующем:

- Реализована на базе FPGA процедура разделения наложенных событий на основе цифровой гауссовой формировки, работающая в режиме реального времени и обеспечивающая скорость счета до  $10^6$  событий/с.

- Предложена оригинальная схема построения аппаратной платформы спектрометрического тракта, обеспечивающая адаптивность к логике диагностики и типу сцинтилляционного детектора.
- Предложена и реализована на базе FPGA оригинальная схема цифрового узла, обеспечивающая  $n$ - $\gamma$ -дискриминацию с коэффициентом добротности (Figure of Merit)  $FOM = 2.01$  на линии  $^{137}\text{Cs}$  (477.3 кэВ) при помощи сцинтилляционного детектора на основе стильбена.
- Предложена и реализована на базе FPGA оригинальная архитектура узла цифровой обработки сигналов алмазного детектора для Вертикальной нейтронной камеры ИТЭР, обеспечивающая потоковую обработку данных на частоте 500 МГц.

В качестве **теоретической значимости** диссертационной работы стоит отметить разработку схемы цифрового спектрометрического тракта регистрации и параллельно-последовательной архитектуры узла ЦОС. **Практическая значимость** заключается в разработке цифровых спектрометрических трактов для задач  $n$ - $\gamma$ -дискриминации и регистрации интенсивных потоков нейтронов и  $\gamma$ -квантов. Разработанные регистраторы апробированы в экспериментах на установке «Ускоритель-Тандем БНЗТ» (ИЯФ СО РАН, г. Новосибирск) [16 – 20]. На их основе также создан экспериментальный стенд в российском отделении международной компании Шлюмберже [21]. При помощи анализатора потока нейтронов проведены измерения нейтронного выхода на прототипе инжектора, разработанного в ИЯФ СО РАН для токамака TCV (г. Лозанна, Швейцария). Цифровой анализатор алмазного детектора для Вертикальной нейтронной камеры (ВНК) ИТЭР (г. Кадараш, Франция) успешно прошел тестовые испытания в Проектном центре ИТЭР (г. Москва). На его основе разрабатывается многоканальная версия системы регистрации ВНК ИТЭР.

**Личный вклад автора** в получении научных результатов, лежащих в основе диссертации, является определяющим. Автором лично реализованы алгоритмы ЦОС на базе FPGA, проектирование аппаратной платформы для регистраторов интенсивного потока  $\gamma$ -квантов и анализатора потока нейтронов. Автором лично проведены метрологические исследования анализатора потока быстрых нейтронов, регистратора ADC12500PXIe [23] и цифрового анализатора для одноканального макета ВНК ИТЭР.

Работы, составляющие материал диссертации, неоднократно докладывались и обсуждались на научных семинарах в ИЯФ СО РАН. Материалы диссертации были представлены автором на российских: 13-ой и 14-ой Всероссийских конференциях «Диагностика высокотемпературной плазмы» (г. Звенигород, 2009, 2011); и международных конференциях: международной школе по обработки сигналов ядерной физики (г. Ачирале, Италия, 2011), международном симпозиуме по ядерной физике (г. Анахайм, США, 2012), международной конференции по системам, работающим в режиме реального времени (г. Нара, Япония, 2014).

По теме диссертации опубликовано 8 работ, из них 4 — в рекомендованных ВАК рецензируемых научных журналах [14, 22 – 24], 4 — в трудах международных и российских научных конференций [25 – 28].

На защиту выносятся следующие **основные положения**:

Регистратор интенсивного потока  $\gamma$ -квантов со скоростью счета до  $10^6$  событий/с на основе сцинтилляционного детектора BGO с узлом цифровой обработки сигнала, выполняющим процедуры разделения наложенных событий на основе гауссова формирователя и накопление аппаратного спектра в режиме реального времени.

Регистратор потока  $\gamma$ -квантов на основе сцинтилляционного детектора ВГО с узлом цифровой обработки сигнала, позволяющим работать в режимах с режекцией наложенных событий (с энергетическим разрешением на линии  $^{137}\text{Cs}$  11%) и с процедурой разделения наложенных событий на основе трапецеидального цифрового формирователя (с энергетическим разрешением на линии  $^{137}\text{Cs}$  20%) в режиме реального времени со скоростью счета до  $10^6$  событий/с.

Анализатор потока быстрых нейтронов для сцинтилляционного детектора на основе стильбена, обеспечивающий  $n$ - $\gamma$ -дискриминацию в режиме реального времени с коэффициентом добротности (Figure of Merit)  $FOM = 2.01$  на линии  $^1\text{Cs}$  (477.3 кэВ).

Цифровой анализатор сигналов алмазного детектора Вертикальной нейтронной камеры ИТЭР (г. Кадараш, Франция), позволяющий проводить потоковую обработку данных на частоте 500 МГц и формировать аппаратные спектры в режиме реального времени с дискретностью 10 мс.

## Глава 1

### Построение цифрового спектрометрического тракта

#### 1.1. Тракты регистрации на основе аналоговой обработки сигнала

Традиционный подход к проектированию аппаратуры регистрации для нейтронных и гамма-диагностик заключается в применении спектрометрических аналого-цифровых преобразователей (АЦП) [3, 4] и схем аналоговой обработки импульса [29]. Блок-схема тракта регистрации на основе спектрометрического АЦП приведена на рисунке 1.1. Сигнал детектора передается в блок аналоговой обработки, где производится выделение полезных событий, измерение и коррекция положения нулевой линии, а также обработка наложенных событий; зарегистрированный импульс интегрируется в аналоговой форме; результат интегрирования оцифровывается и передается в электронную вычислительную машину (ЭВМ).



Рисунок 1.1. Блок-схема тракта регистрации на основе блока аналоговой обработки сигнала и спектрометрического АЦП.

К недостаткам трактов регистрации на основе блока аналоговой обработки сигнала и спектрометрического АЦП можно отнести [15]:

- проблемы, связанные с термостабильностью аналогового интегратора и блока аналоговой обработки сигнала;
- мертвое время, возникающее вследствие сброса заряда, накопленного от предыдущего события на емкости интегратора;
- чувствительность к внешним наводкам вследствие того, что обработка импульса осуществляется в аналоговой форме;
- сложность реализации обработки наложенных событий и дискриминации событий по форме импульса [30], поскольку все задачи по регистрации импульса решаются в блоке аналоговой обработки сигнала, а в цифровую форму переводится только результат интегрирования. В таком случае ЭВМ может быть использована лишь для накопления, отображения и анализа энергетического спектра, поскольку после интегрирования теряется информация о форме импульса.

Также, к недостаткам можно отнести отсутствие адаптивности тракта регистрации к замене детектора (например, одного типа сцинтиллятора на другой с различными постоянными времени) и низкую гибкость к модификации алгоритма обработки импульса. Однако такой подход к построению спектрометрических систем получил широкое распространение благодаря тому, что аналоговые системы позволяют достичь высокого энергетического разрешения [31].

## **1.2. Цифровые спектрометрические тракты регистрации**

Появление в начале 1990-х годов высокоскоростных АЦП с частотой дискретизации  $\sim 60$  МГц и достаточно широким амплитудным динамическим диапазоном  $\sim 10$  разрядов [5], позволившее перейти к построению трактов регистрации, основанных на прямой оцифровке сигнала детектора,

способствовало бурному развитию цифровой спектрометрии [6]. При таком подходе к построению спектрометрических трактов сигнал детектора оцифровывается быстродействующим АЦП с частотой дискретизации, достаточной для восстановления формы импульса; полученные отсчеты передаются в ЭВМ для последующей цифровой обработки. В этом случае тракт регистрации становится слабо чувствительным к внешним наводкам и температурным дрейфам. Кроме того, в тракте с прямой оцифровкой сигнала детектора возможно применение алгоритмов цифровой обработки сигнала (ЦОС) на базе ЭВМ. Блок-схема тракта регистрации на основе прямой оцифровки сигнала изображена на рисунке 1.2.



Рисунок 1.2. Блок-схема тракта регистрации на основе прямой оцифровки сигнала.

Среди недостатков таких систем можно отметить высокую нагрузку на каналы связи, связанную с большим количеством передаваемых данных, значительная часть которой не является информативной, а также сложность построения систем, работающих в режиме реального времени и включенными в контуры обратной связи измерительных комплексов. К таким диагностическим системам можно отнести диагностический комплекс Вертикальной нейтронной камеры (ВНК) ИТЭР [14]. При длительности рабочего импульса ИТЭР 500 с и частоте дискретизации трактов аналого-цифрового (А–Ц) преобразования 500 МГц объем оцифрованных данных составит 500 Гбайт, поток — 1 Гбайт/с.

Компенсировать недостатки тракта на основе прямой оцифровки возможно, реализовав алгоритмы ЦОС на базе цифровых сигнальных процессоров (Digital signal processor, DSP). На рисунке 1.3 изображена блок-схема тракта регистрации на основе прямой оцифровки сигнала и узла ЦОС, реализованного на базе DSP. Примером реализации цифрового спектрометрического тракта на базе DSP Texas Instruments TMS320C31 является система, рассмотренная в работе [32]. Благодаря тому, что в этом случае передается только полезная информация, перенесение задач ЦОС на уровень аппаратуры регистрации позволяет снизить нагрузку на каналы связи с ЭВМ.

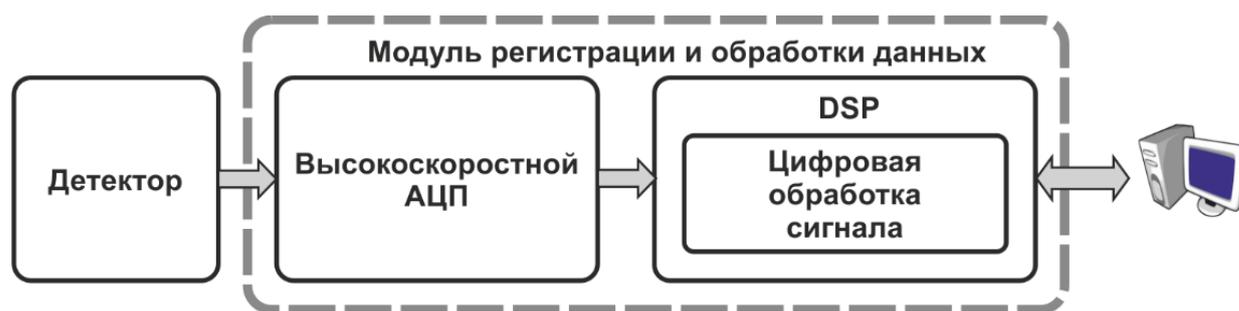


Рисунок 1.3. Блок-схема тракта регистрации на основе прямой оцифровки сигнала и узла ЦОС, реализованного на базе DSP.

Следующей вехой развития цифровой спектрометрии стало появление в 1995 году программируемых пользователем вентильных матриц (Field-programmable gate array, FPGA) Altera FLEX 10K [7] и Xilinx XC6200 [8], производительность которых позволила реализовать на их основе алгоритмы ЦОС [33]. Блок-схема тракта регистрации с узлом ЦОС приведена на рисунке 1.4. Примерами современных спектрометрических систем, построенных на базе FPGA, являются устройства, рассмотренные в работах [34 – 37], а также коммерческие системы CAEN DT5790 [9], LabZY NanoDPP [38], Green Star SBS-75 [11] и SBS-78 [12].

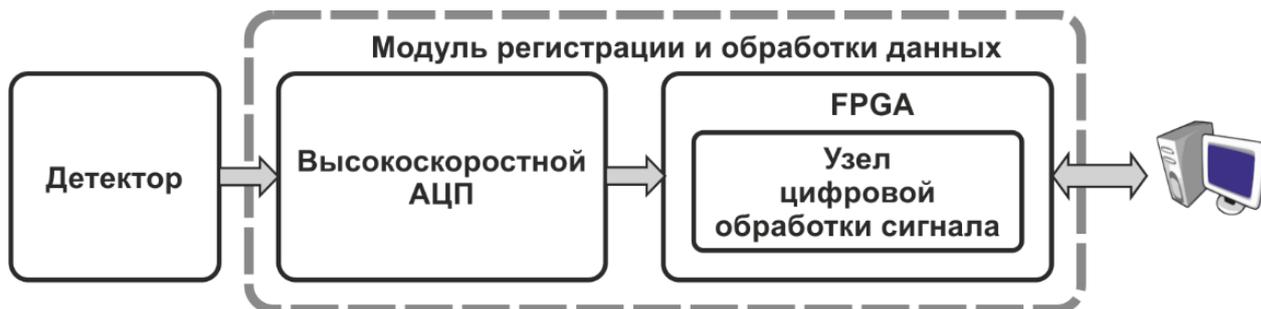


Рисунок 1.4. Блок-схема тракта регистрации с узлом ЦОС, реализованным на базе FPGA.

### 1.3. Особенности проектирования цифрового спектрометрического тракта регистрации и обработки данных в режиме реального времени

Ключевым элементом цифрового спектрометрического тракта регистрации является высокоскоростной АЦП. К значимым критериям выбора АЦП можно отнести амплитудный динамический диапазон и частоту дискретизации. Амплитудный динамический диапазон АЦП следует оценивать через эффективную разрядность  $ENOB$  (Effective number of bits) [39], учитывающую влияние шумов и нелинейных искажений:

$$ENOB = (SINAD - 1.76) / 6.02, \quad (1.1)$$

где  $SINAD$  — отношение суммы мощностей сигнала, шума и искажений к сумме мощностей шума и искажений.  $SINAD$  можно выразить через отношение сигнал/шум  $SNR$  (дБ) и суммарный коэффициент нелинейных искажений  $THD$  (дБ):

$$SINAD = -10 \cdot \log(10^{-SNR/10} + 10^{-THD/10}) \quad (1.2)$$

Поскольку сигналы детекторов спектрометрических систем — импульсные, то для восстановления формы дискретного импульсного сигнала

необходимо выполнение условия теоремы Котельникова [40]  $f_s < f_d/2$ , то есть частота дискретизации  $f_d$  должна превышать максимальную частоту в спектре входного аналогового сигнала  $f_s$ , как минимум в два раза. С другой стороны, для обеспечения условий теоремы при построении спектрометрических трактов следует применять фильтры нижних частот (ФНЧ), ограничивающие полосу входного сигнала в соответствии с теоремой Котельникова [40].

Присутствие джиттера в системе приводит к появлению дополнительного слагаемого в отношении сигнал/шум [41]:

$$SNR = -20 \cdot \log \sqrt{\overbrace{(2\pi f_d t_{total})^2}^{\text{шум, обусловленный джиттером}} + \overbrace{\frac{2}{3} \cdot \left(\frac{1+\varepsilon}{2^N}\right)^2}^{\text{шум квантования}} + \overbrace{\left(\frac{2\sqrt{2}V_{noise}}{2^N}\right)^2}^{\text{эффективный входной шум АЦП}}}, \quad (1.3)$$

где  $f_d$  — частота дискретизации АЦП,  $\varepsilon$  — усредненная дифференциальная нелинейность характеристики преобразования,  $N$  — разрядность АЦП,  $V_{noise}$  — эффективный входной шум. Для формирования тактовой частоты АЦП с низким уровнем джиттера следует применять генераторы, управляемые напряжением, с петлей фазовой автоподстройки частоты (ГУН с ФАПЧ). Общий джиттер регистратора  $t_{total}$  можно оценить через апертурную неопределенность АЦП  $t_{ADC}$  и джиттер тактовой частоты АЦП  $t_{clock}$ :

$$t_{total} = \sqrt{t_{ADC}^2 + t_{clock}^2} \quad (1.4)$$

Значение джиттера тактовой частоты не должно превышать значение апертурной неопределенности АЦП  $t_{clock} \leq t_{ADC}$ , что для современных АЦП составляет несколько сотен фемтосекунд. В этом случае джиттер не вносит существенный вклад в отношение сигнал/шум  $SNR$  (1.3), а значит и не снижает эффективную разрядность  $ENOB$  (1.1).

Для спектрометрических систем важна регистрация нулевой линии, поскольку во время регистрации, особенно при интенсивных потоках частиц, нулевая линия может «плавать». Вследствие этого усилительный тракт модуля регистрации должен иметь связь по постоянному току. Для перестройки диапазона энергетической шкалы спектрометрических систем полезно наличие управления коэффициентом передачи и смещением нулевой линии входного сигнала.

Вторым значимым элементом цифрового спектрометрического тракта регистрации и обработки данных является конфигурируемый цифровой узел, обладающий достаточными вычислительными ресурсами для выполнения процедур ЦОС в режиме реального времени:

- цифровой фильтрации [6];
- измерения и коррекции положения нулевой линии [35];
- цифровой формировки импульса [42, 43], позволяющей синтезировать формы импульса, трудно реализуемые традиционными аналоговыми методами;
- обработки наложенных событий [44], способной реализовать не только режекцию, но и разделение наложенных событий;
- анализа формы импульса для задач  $n$ - $\gamma$ -дискриминации [45];
- накопления и коррекции аппаратного спектра [46].

На сегодняшний день существует несколько альтернатив для построения цифровых узлов, основные из них — FPGA и DSP. При построении узла ЦОС на базе FPGA, последние должны обладать быстрыми аппаратными умножителями, необходимыми для реализации цифровой фильтрации, а также внутренними блоками оперативных запоминающих устройств (ОЗУ) для реализации процедур накопления аппаратного спектра. Для регистрации осциллограмм входных сигналов модуль регистрации должен обладать ОЗУ с емкостью 3 – 12 миллионов отсчетов на канал регистрации.

Конкретные рекомендации к выбору интерфейса взаимодействия с ЭВМ сформулировать сложно, поскольку они определяются согласно требованиям диагностических систем. С другой стороны, можно выделить классы задач, в которых целесообразен выбор тех или иных интерфейсов. В настольных приложениях возможно использование USB [47], так как его максимальная длина линии связи составляет 3 – 5 м. В силу своей универсальности и высокой скорости информационного и командного обмена для одноканальных систем подходит Ethernet [48]. В случае многоканальных диагностик интерфейс должен поддерживать построение магистрально-модульных систем на его основе; к таким интерфейсам можно отнести широко распространенные VMEbus [49], PXI Express [50, 51] и microTCA [52]. Также стоит отметить, что два последних из перечисленных интерфейсов сертифицированы для аппаратуры регистрации диагностических систем ИТЭР.

На основе сформулированных выше рекомендаций можно построить обобщенную схему цифрового спектрометрического тракта регистрации и обработки данных (см. рисунок 1.5).

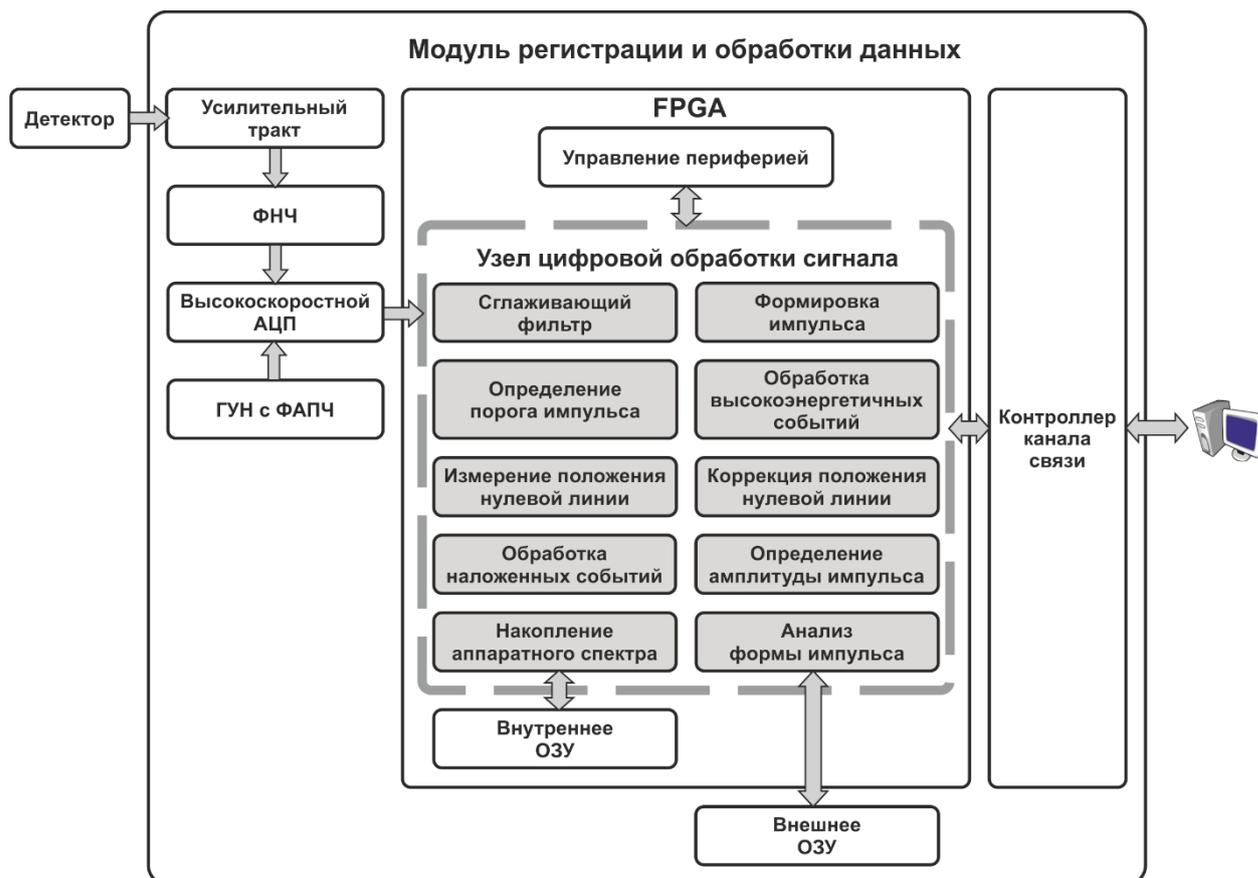


Рисунок 1.5. Блок-схема обобщенного цифрового спектрометрического тракта.

При построении модуля регистрации и обработки данных таким способом возможно спроектировать единую аппаратную платформу для таких задач, как  $n$ - $\gamma$ -дискриминация [53, 24] и регистрация потока  $\gamma$ -квантов [27]. Выполнение модификации цифрового узла и замены детектора позволяет перепрограммировать логику работы диагностики без смены аппаратной платформы, что сокращает время и ресурсы, затрачиваемые на разработку новой аппаратуры регистрации.

## Глава 2

### Регистраторы интенсивного потока гамма-квантов

#### 2.1. Гамма-спектрометрия на установке «Ускоритель-Тандем БНЗТ»

##### 2.1.1. Бор-нейтронозахватная терапия

В настоящее время в качестве одной из перспективных методик лечения злокачественных опухолей рассматривается бор-нейтронозахватная терапия (БНЗТ). Концепция БНЗТ, предложенная в 1936 году [54], приведена на рисунке 2.1. Содержащий стабильный изотоп  $^{10}\text{B}$  препарат вводится в кровь пациента.  $^{10}\text{B}$  поглощается преимущественно в клетках опухоли. При облучении опухоли потоком тепловых нейтронов в результате поглощения нейтрона изотопом  $^{10}\text{B}$  происходит ядерная реакция  $^{10}\text{B}(n,\alpha)^7\text{Li}$ . Длины пробега в биологической ткани продуктов реакции альфа-частицы ( $\alpha$ ) и иона  $^7\text{Li}$  малы (порядка размера клетки). Поэтому большая часть энергии ядерной реакции выделяется в клетке, содержащей  $^{10}\text{B}$ , что приводит к поражению клетки. Таким образом, БНЗТ позволяет избирательно уничтожить клетки злокачественных опухолей, в том числе таких органов человека, как головной мозг [20].

Эксперименты по реализации бор-нейтронозахватной терапии злокачественных опухолей проводятся на установке «Ускоритель-Тандем БНЗТ» (ИЯФ СО РАН, г. Новосибирск). Для получения необходимого для

реализации БНЗТ направленного пучка эпитепловых нейтронов в ИЯФ СО РАН используется тандемный ускоритель (см. рисунок 2.2), генерирующий протонный пучок с энергией 2 МэВ и током 4.5 мА и литиевая нейтроногенерирующая мишень [2]. Литиевая мишень облучается протонным пучком, и в ходе реакции  ${}^7\text{Li}(p,n){}^7\text{Be}$  образуются эпитепловые нейтроны с энергией от 0.5 эВ до 10 кэВ, летящие преимущественно вперед относительно направления протонного пучка. В результате формируется пучок направленных эпитепловых нейтронов необходимых для БНЗТ.

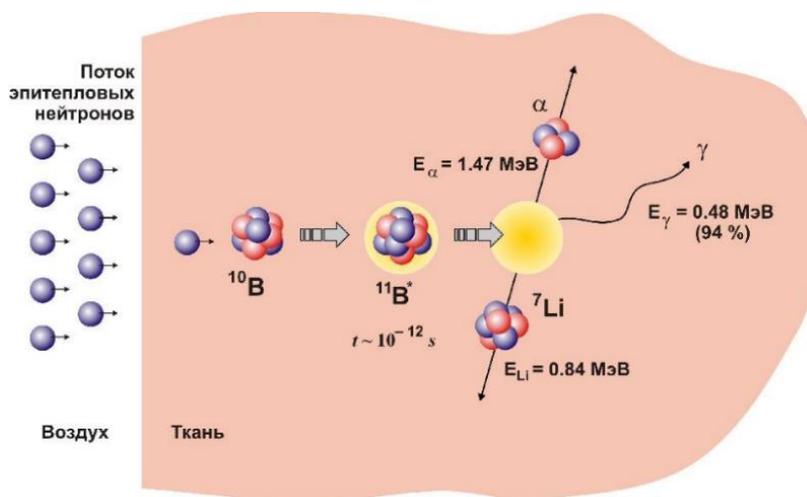


Рисунок 2.1. Концепция бор-нейтронозахватной терапии злокачественных опухолей.

Одной из задач, необходимых для реализации БНЗТ злокачественных опухолей является определение и контроль полной дозы излучения, полученной биологической тканью  $D_{\Sigma}$  [55]:

$$D_{\Sigma} = w_B D_B + w_{n_{epithermal}} D_{n_{epithermal}} + w_{n_{fast}} D_{n_{fast}} + w_{\gamma} D_{\gamma}, \quad (2.1)$$

где  $D_B$  — доза, полученная в ходе реакции с бором  ${}^{10}\text{B}(n,\alpha){}^7\text{Li}$ ;  $D_{n_{epithermal}}$  — доза, полученная от эпитепловых нейтронов, не прореагировавших с бором;  $D_{n_{fast}}$  —

доза, полученная от быстрых нейтронов;  $D_\gamma$  — доза, полученная от сопутствующего  $\gamma$ -излучения;  $w_B$ ,  $w_{n_{epithermal}}$ ,  $w_{n_{fast}}$ ,  $w_\gamma$  — значения биологических эффективностей для соответствующих излучений.

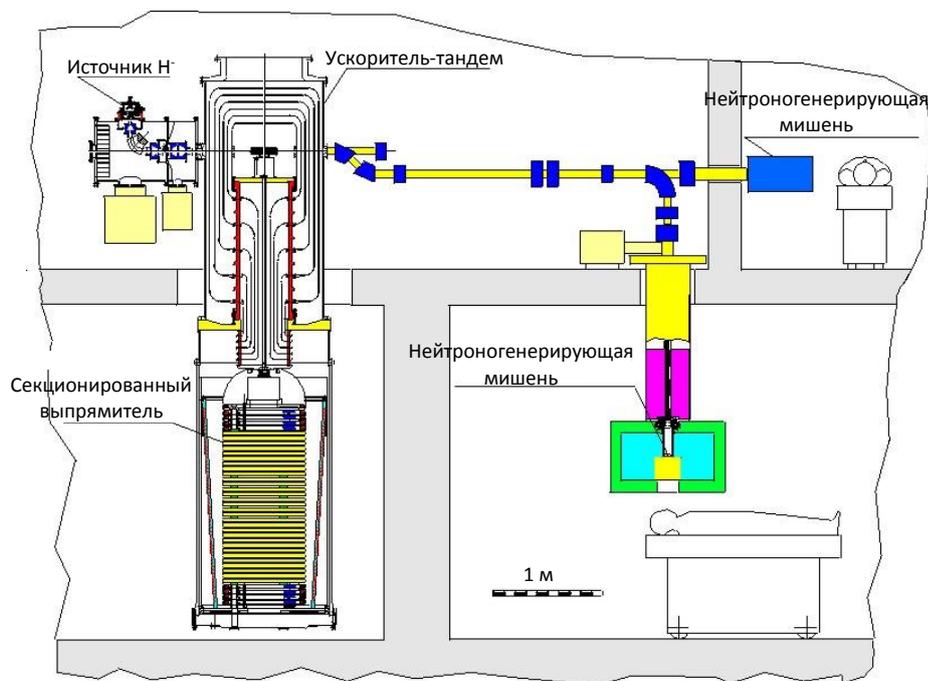


Рисунок 2.2. Схема эксперимента по реализации БНЗТ на установке «Ускоритель-Тандем БНЗТ» (ИЯФ СО РАН, г. Новосибирск).

С точки зрения БНЗТ три последних слагаемых в (2.1) — паразитные составляющие. Полученную биологической тканью дозу излучения, соответствующую сопутствующему  $\gamma$ -излучению, необходимо минимизировать путем устранения источников излучения, а в случае невозможности устранения следует применять радиационную защиту. Для этого необходимо знать не только интенсивности, но и энергетические спектры  $\gamma$ -излучения. Возникновение сопутствующего  $\gamma$ -излучения на установке «Ускоритель-Тандем БНЗТ» обусловлено следующими источниками:

- высоковольтными элементами электростатического ускорителя;
- литиевой нейтроногенерирующей мишенью;

- нейтронами, индуцирующими  $\gamma$ -излучение;
- активированными под действием нейтронного излучения материалами.

### 2.1.2. Обнаружение взрывчатых веществ

Помимо экспериментов по реализации БНЗТ на установке «Ускоритель-Тандем БНЗТ» проводятся эксперименты по генерации  $\gamma$ -квантов с энергией 9.17 МэВ в реакции  $^{13}\text{C}(p,\gamma)^{14}\text{N}$  и их резонансному поглощению на ядрах азота  $^{14}\text{N}$  [56, 57]. Конечной целью проводимых экспериментов является создание установки для надежного обнаружения взрывчатых веществ (ВВ). В основе этого метода лежит тот факт, что основные ВВ имеют повышенное содержание азота по сравнению с обычными веществами. Поэтому, зафиксировав повышенную концентрацию азота в исследуемом объекте, можно с высокой вероятностью обнаруживать ВВ. Идея метода проиллюстрирована на рисунке 2.3.

В разрабатываемом методе груз облучается  $\gamma$ -квантами с энергией 9.17 МэВ, которые резонансно поглощаются в азоте и рассеиваются другими веществами [58, 59]. Сравнение спектров резонансного и нерезонансного излучения позволяет определить наличие ВВ в грузе. Пучок протонов с энергией  $\sim 1.75$  МэВ, генерируемый ускорителем, направляется на мишень из изотопа  $^{13}\text{C}$ , на которой в результате реакции  $^{13}\text{C}(p,\gamma)^{14}\text{N}$  образуются ядра  $^{14}\text{N}$  с испусканием  $\gamma$ -кванта. Резонансные  $\gamma$ -кванты (9.17 МэВ) излучаются в узкий конусный сектор с углом раствора  $80.7^\circ \pm 0.1^\circ$  относительно направления движения протонов. Исследуемый объект зондируется резонансными  $\gamma$ -квантами, и после анализа энергетического спектра, полученного при зондировании, выносится решение о наличии или отсутствии ВВ [60 – 63].

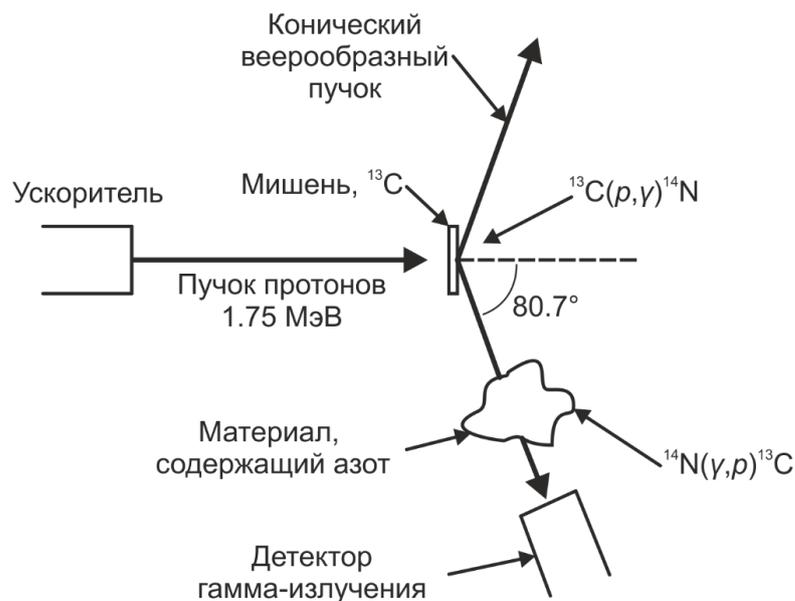


Рисунок 2.3. Схема эксперимента по детектированию повышенного содержания азота в веществе на установке «Ускоритель-Тандем БНЗТ» (ИЯФ СО РАН, г. Новосибирск).

С практической точки зрения наиболее важной характеристикой для рассматриваемого комплекса является время экспозиции [25], то есть время зондирования исследуемого объекта потоком  $\gamma$ -квантов. За время экспозиции необходимо накопить энергетический спектр с достаточным количеством событий для принятия корректного заключения о наличии или отсутствии в объекте азотистых соединений. Очевидно, что свести время экспозиции к минимуму можно только в том случае, если набор статистики производится в высоком темпе, то есть при зондировании исследуемого объекта потоком  $\gamma$ -квантов со скоростью счета  $10^6$  событий/с. При такой скорости счета время экспозиции объекта с размерами  $3 \times 3$  м и пространственным разрешением 10 см составит  $< 10$  мин. При скорости счета  $10^6$  событий/с неизбежно появление наложенных (Pile-up) событий. На рисунке 2.4 представлена осциллограмма выходного сигнала детекторного модуля на основе сцинтиллятора германата висмута (BGO) с диаметром  $\varnothing 80$  мм и длиной 100 мм, а также ФЭУ Photonis XP3312B с диаметром фотокатода  $\varnothing 76$  мм при появлении наложенных событий,

зарегистрированная при помощи 14-разрядного АЦП с частотой дискретизации 250 МГц. Вероятность того, что за интервал времени  $t$  будет зарегистрировано  $N$  событий можно оценить из закона Пуассона [64]:

$$p(N,t) = e^{-n_0 t} \frac{(n_0 t)^N}{N!}, \quad p(0,t) = e^{-n_0 t} \text{ при } N = 0, \quad (2.2)$$

где  $n_0$  — поток частиц. При постоянной времени спада входного сигнала  $\sim 300$  нс (это соответствует постоянным времени спада для сцинтилляторов ВГО и NaI) интервал времени, в котором может произойти наложение составляет 2.4 мкс. При потоке  $10^6$  событий/с вероятность регистрации события в интервале 2.4 мкс без наложения составляет  $\sim 21.84\%$ , вероятность возникновения двух наложенных событий —  $\sim 26.2\%$ , трех —  $\sim 20.96\%$ , при наложении четырех и более событий —  $\sim 22\%$ .

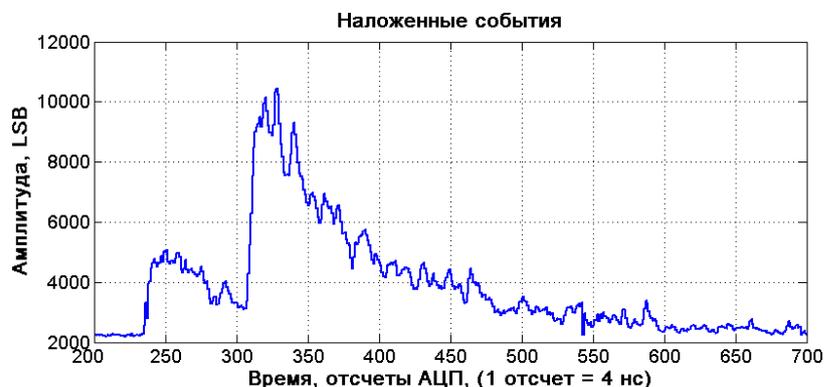


Рисунок 2.4. Осциллограмма выходного сигнала детекторного модуля на основе сцинтиллятора ВГО ( $\varnothing 80$  мм, 100 мм) и ФЭУ Photonis XP3312В с диаметром фотокатода  $\varnothing 76$  мм при появлении наложенных событий, зарегистрированная при помощи 14-разрядного АЦП с частотой дискретизации 250 МГц.

Полагая, что регистрируются частицы только одного типа (в данном случае —  $\gamma$ -кванты) и отсутствует зависимость постоянных времени нарастания и спада сигнала детектора от энергии частицы, можно считать, что значение

энергии зарегистрированной частицы пропорционально амплитуде сигнала. При появлении наложения возникает проблема корректного определения амплитуды наложенного события. Поэтому при регистрации интенсивного потока  $\gamma$ -квантов, в котором вклад наложенных событий достаточно высок, необходимо применять процедуры режекции наложенных событий [34]. Преимуществом этого способа обработки наложенных событий является хорошее энергетическое разрешение. Однако режектированные события не участвуют в накоплении энергетического спектра. В случае, если необходимо снизить потери событий при накоплении спектра, а, следовательно, снизить время накопления спектра, следует применять процедуры разделения наложенных событий, то есть определить амплитуды второго импульса и использовать его в накоплении энергетического спектра.

### **2.1.3. Требования к аппаратуре регистрации гамма-излучения на установке «Ускоритель-Тандем БНЗТ»**

Поскольку поставленные перед аппаратурой регистрации задачи для описанных выше экспериментов во многом сходны, было принято решение создать регистратор интенсивного потока  $\gamma$ -квантов на основе сцинтилляционного детектора BGO, обладающего энергетическим разрешением 3 % в области энергий  $\sim 9$  МэВ. Поскольку сцинтиллятор должен обеспечивать полное поглощение  $\gamma$ -квантов с указанной энергией, то есть обладать достаточно большими размерами, был выбран кристалл BGO с диаметром  $\varnothing 80$  мм и длиной 100 мм. В качестве фотодетектора выбран фотоэлектронный умножитель (ФЭУ) Photonis XP3312B с диаметром фотокатода  $\varnothing 76$  мм, поскольку его диапазон максимальной спектральной чувствительности находится в пределах области излучения с длиной волны 400 – 450 нм, что практически соответствует характерной длине волны излучения сцинтиллятора BGO — 480 нм.

Требования к аппаратуре регистрации  $\gamma$ -излучения на установке «Ускоритель-Тандем БНЗТ» можно сформулировать следующим образом [26]:

- регистрация  $\gamma$ -квантов с энергий от 10 кэВ до 10 МэВ при помощи сцинтилляционного детектора BGO ( $\varnothing$ 80 мм, 100 мм) и ФЭУ Photonis XP3312B;
- работа при высокой скорости счета до  $10^6$  событий/с с применением процедур разделения наложенных событий;
- накопление аппаратных спектров в режиме реального времени;
- сопряжение с вычислительной техникой по каналу связи Ethernet-10/100.

## **2.2. Регистратор интенсивного потока гамма-квантов с гауссовым формирователем**

Функциональная блок-схема регистратора интенсивного потока  $\gamma$ -квантов для установки «Ускоритель-Тандем БНЗТ» приведена на рисунке 2.5.

Регистратор [22] состоит из:

- детекторного модуля, включающего в свой состав сцинтиллятор и ФЭУ;
- модуля регистрации и обработки данных со встроенным цифровым узлом, выполняющего накопление аппаратного спектра в режиме реального времени;
- модуля питания.



Рисунок 2.5. Функциональная блок-схема регистратора интенсивного потока  $\gamma$ -квантов с гауссовым цифровым формирователем.

### 2.2.1. Модуль регистрации и обработки данных

Основным элементом модуля регистрации является АЦП, поэтому к его выбору стоит подходить особенно тщательно. В типовых спектрометрических трактах для обеспечения аппаратного разрешения в низкоэнергетической части спектра  $\sim 10\%$  в диапазоне  $0.01 - 10$  МэВ применяют шкалу с 4096 каналами. Соответственно, разрядность А–Ц тракта регистрации должна составлять, как минимум, 12 разрядов. Тракт регистрации на основе АЦП имеет ненулевое напряжение сдвига нуля как самого АЦП, так и буферного усилителя. Кроме того, на входной сигнал будут неизбежно наложены высокочастотные шумы. Поэтому амплитудный динамический диапазон АЦП необходимо увеличить минимум в два раза. Таким образом, для построения рассматриваемого тракта регистрации необходимо использовать АЦП с разрядностью  $\geq 13$  бит.

Определяющей характеристикой для выбора частоты дискретизации является постоянная времени нарастания сигнала, обусловленная типом ФЭУ (для Photonis XR3312В составляет 5 нс). Для корректного определения порога импульса выбор частоты дискретизации должен производиться с тем расчетом, чтобы на возрастающем фронте сигнала можно было бы взять не менее трёх отсчетов АЦП. Для ФЭУ Photonis XR3312В частота дискретизации АЦП должна составлять минимум 500 МГц. Для выполнения условий теоремы Котельникова [40] в тракте регистрации необходимо также применение ФНЧ. С другой стороны, ФНЧ с постоянной времени  $5 \text{ нс} < \tau \ll 300 \text{ нс}$  (300 нс — постоянная времени спада входного сигнала для ВГО) приведет к удлинению нарастающего фронта сигнала. При совокупной постоянной времени ФЭУ и ФНЧ — 10 – 11 нс, время нарастания сигнала с погрешностью 1% составит ~50 нс. Соответственно, в этом случае частоту дискретизации АЦП можно снизить с 500 МГц до ~65 МГц.

В рассматриваемом тракте в качестве АЦП, удовлетворяющего сформулированным выше требованиям, выбран Analog Devices AD9245 с 14-разрядным амплитудным динамическим диапазоном и частотой дискретизации 64 МГц. Согласование выходного сигнала детектора с амплитудным динамическим диапазоном АЦП выполняет буферный усилитель (БУ) (см. рисунок 2.5). БУ построен на основе микросхем широкополосных операционных усилителей (ОУ) Analog Devices AD8055 и Analog Devices AD8138. ОУ AD8055 преобразует токовый сигнал ФЭУ в напряжение, далее ОУ AD8138 преобразует однополярный сигнал в дифференциальный, а также смещает его на 2.5 В, обеспечивая согласование диапазона изменения входного сигнала с амплитудным динамическим диапазоном АЦП. RC-фильтр на входе АЦП подавляет высокочастотные шумы входного сигнала.

Управление высоковольтным источником выполняет 16-разрядный ЦАП Analog Devices AD5543. В данном случае его время установления на точность

не важно. Основным параметром для выбора ЦАП является разрядность. Для поддержания точности формируемого напряжения на уровне 0.1% необходимо, чтобы ЦАП обладал как минимум 12-разрядным амплитудным динамическим диапазоном. Немаловажным свойством является стабильность опорного напряжения, задающего шкалу ЦАП. В качестве источника опорного напряжения выбран Analog Devices ADR03. Контроль установленного напряжения питания ФЭУ выполняет дополнительный 2-канальный 20-разрядный  $\Sigma$ - $\Delta$  АЦП Analog Devices AD7785, второй канал которого используется для измерения температуры сцинтиллятора при помощи выносного датчика на основе платинового сопротивления PT-100, расположенного непосредственно возле детектора.  $\Sigma$ - $\Delta$  АЦП AD7785 обеспечивает периодическое (с частотой 1 Гц) измерение текущей температуры с результирующей погрешностью менее 0.1°C.

В качестве основы для построения цифрового узла тракта регистрации выбрана FPGA ALTERA Cyclone III. Эта FPGA обладает достаточным количеством логических ячеек для реализации узлов цифровой обработки данных, а также имеет специализированные модули, способные быстро выполнять важные для реализации цифровой фильтрации операции умножения.

Для реализации командного и информационного обмена по каналу связи Ethernet-10/100 были использованы приемопередатчики Cortina Systems LXT972A и программируемое логическое устройство (Programmable logic device, PLD) Altera MAX3000A. PLD выполняет загрузку конфигурационного файла FPGA. Приемопередатчик Ethernet-10/100 выполняет информационный и командный обмен с ЭВМ «сырыми» пакетами (Raw Ethernet packets) в режиме «запрос-ответ». Для настольных экспериментов спроектирована версия с каналом связи USB. Информационный и командный обмен между цифровым узлом и ЭВМ по каналу связи USB осуществляется посредством приемопередатчика FTDIChip FT2232.

### 2.2.2. Модуль питания

Функциональная блок-схема модуля питания представлена на рисунке 2.6. Первичным элементом источника питания является АС–DC конвертор Chinfa КАМ1512, преобразующий переменное напряжение сети (220 В) в постоянное (+12 В). Для работы спектрометра с максимальным энергетическим разрешением стабильность напряжений питания динодов ФЭУ должна быть  $\sim 0.1\%$ , в том числе и в режиме большой загрузки детектора ( $10^6$  событий/с). Эту задачу решает двухканальный источник напряжения питания, построенный на основе управляемых DC–DC преобразователей TRACO Power MHV12-1,5K1300N и EMCO C05N, обладающий линейной зависимостью выходного напряжения от опорного. Для динодов с наибольшим токопотреблением применена схема активной стабилизации напряжений (транзисторы  $T_1$  и  $T_2$ ). Перестройка каналов источника питания ФЭУ производится одновременно. Выходное напряжение высоковольтного канала (MHV12-1,5K1300N) перестраивается в диапазоне от  $-700$  до  $-1500$  В, вспомогательного — от  $-150$  до  $-400$  В. Управляющий сигнал, формируемый 16-разрядным ЦАП Analog Devices AD5543, размещенным на плате модуля регистрации и обработки данных, выполняет функцию опорного для DC–DC преобразователей.

Формирование напряжений питания модуля регистрации и обработки данных обеспечивают DC–DC конвертор Texas Instruments LM2672M, преобразующий +12 В в +5 В и инвертор напряжения Texas Instruments LM2662M.

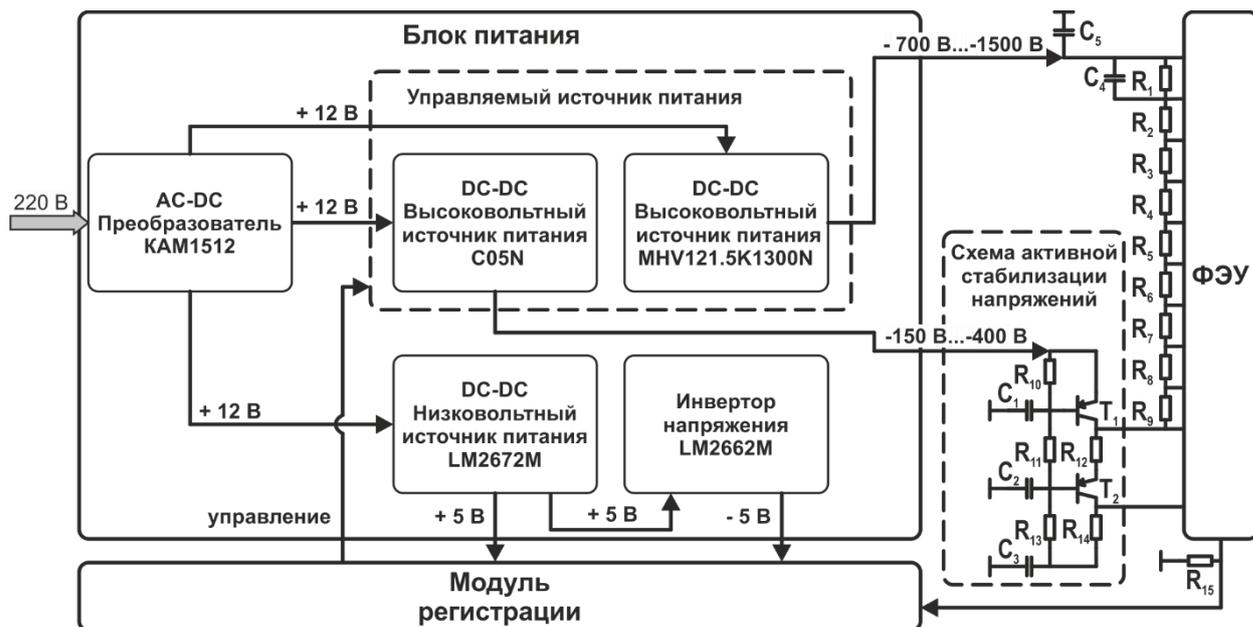


Рисунок 2.6. Функциональная блок-схема модуля питания.

### 2.2.3. Цифровой узел

Функциональная блок-схема цифрового узла регистратора, реализованного на базе FPGA Altera Cyclone III, представлена на рисунке 2.7.

Подавление высокочастотных шумов в узле ЦОС выполняет блок цифровой фильтрации. В этом блоке реализован рекурсивный ФНЧ первого порядка, представляющий собой цифровой аналог интегрирующей цепи [65]:

$$y_n = a_0 x_n + b_1 y_{n-1}, \quad (2.3)$$

где  $x_n$  — отсчет АЦП в момент времени  $n$ ,  $y_{n-1}$  — результат обработки отсчета АЦП фильтром на предыдущем шаге, коэффициенты которого рассчитываются из выражений:  $a_0 = 1-s$ ,  $b_1 = s$ ,  $s = e^{-1/d}$ , где  $d$  — постоянная времени в отсчетах АЦП. Исходя из параметров сигнала и удобства вычисления в FPGA выбраны следующие коэффициенты:  $a_0 = 0.5$ ,  $b_1 = 0.5$ ,  $d = 1.44$  (в отсчетах АЦП), при этом частота среза фильтра составляет  $\nu_{cp} = 44.4$  МГц. Блок-схема рекурсивного

ФНЧ первого порядка представлена на рисунке 2.8, где  $\ggg$  — операция арифметического сдвига.

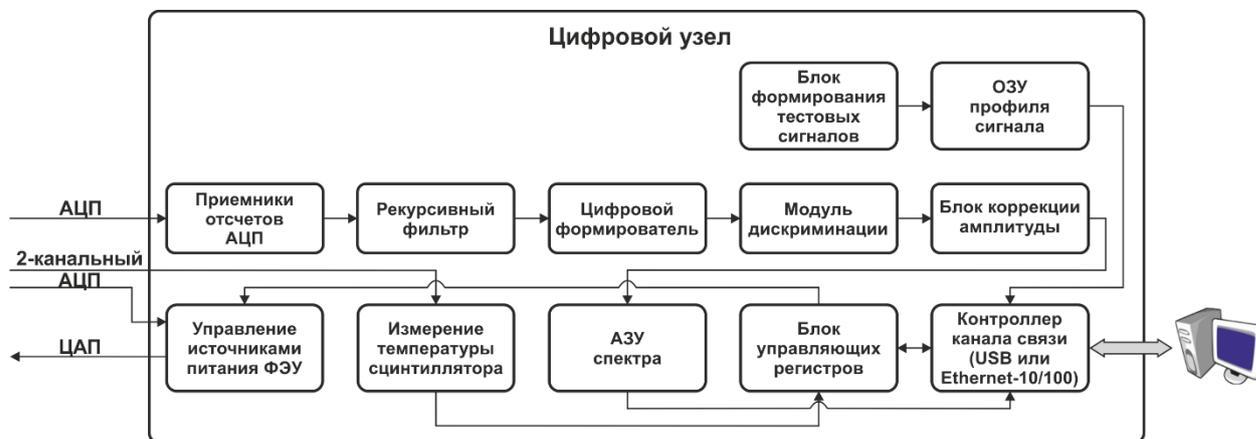


Рисунок 2.7. Функциональная блок-схема цифрового узла.

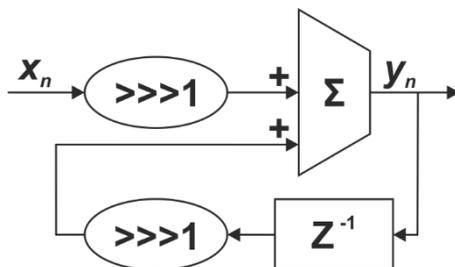


Рисунок 2.8. Блок-схема рекурсивного ФНЧ первого порядка.

Результат обработки рекурсивным фильтром передается в модуль цифрового формирователя, преобразующий входной экспоненциальный сигнал в более короткий импульс, что эквивалентно снижению вероятности появления наложенных событий. Одним из широко применяемых методов разделения наложенных событий является метод формирования короткого выходного импульса в виде импульса Гаусса с амплитудой пропорциональной амплитуде первоначального импульса [66]. Для реализации этого метода необходимо рассчитать импульсную характеристику цифрового формирователя. Допустим, что необходимо превратить входной экспоненциальный сигнал  $u(t)$  в короткий

и удобный для измерения амплитудных значений сигнал  $g(t)$ . Это можно сделать, используя операцию свертки:

$$g(t) = h(t) * u(t), \quad (2.4)$$

где  $h(t)$  — импульсная характеристика фильтра. Переведем левую и правую части выражения (2.4) в спектральную область при помощи преобразования Фурье:

$$G(f) = H(f) \cdot U(f), \quad (2.5)$$

где  $G(f)$ ,  $H(f)$  и  $U(f)$  — спектральные образы  $g(t)$ ,  $h(t)$  и  $u(t)$ , соответственно. Отсюда, спектральное представление импульсной характеристики фильтра будет выражаться как:

$$H(f) = \frac{G(f)}{U(f)}. \quad (2.6)$$

Импульсная характеристика может быть найдена при помощи обратного преобразования Фурье:

$$H(f) \leftrightarrow h(t). \quad (2.7)$$

К числу обязательных условий реализации импульсной характеристики фильтра  $h(t)$  следует отнести отсутствие полюсов функции  $U(f)$  для исключения деления на ноль и более быстрое затухание функции  $G(f)$  по сравнению с функцией  $U(f)$ . В качестве сигнала  $g(t)$  целесообразно задавать функцию Гаусса такой ширины (на половине своей высоты), спектральный образ которой  $G(f)$  по своей основной значимой части соизмерим с  $U(f)$ . Чем меньше ширина функции Гаусса, тем лучше будет выполняться процедура сжатия сигнала и, соответственно, процедура разделения наложенных событий. Однако при

чрезмерном сжатии и, соответственно, увеличении высокочастотных составляющих в  $G(f)$ , функции  $h(t)$  придется осуществлять значительный подъем высокочастотных составляющих сигнала  $u(t)$ , что приведет к увеличению коэффициента усиления фильтром помех.

Вследствие линейности фильтра и принципа суперпозиции зарядов входных сигналов в любой точке оператор фильтра реагирует на входной сигнал, как на сумму всех предыдущих импульсов. Поэтому, если импульсная характеристика фильтра будет рассчитана так, что после обработки единичного импульса отклик фильтра не будет иметь длинных «хвостов», то есть за короткое время выходить на нулевую линию, то это свойство будет сохраняться независимо от наложения входных импульсов друг на друга. На рисунке 2.9 а представлен результат обработки наложенных событий при помощи гауссова формирователя. Соответствующий график отклонения выходного сигнала формирователя при обработке наложенных событий от идеальных гауссовых импульсов с амплитудами равными первому и наложенному событию представлен на рисунке 2.9 б. В этом случае погрешность определения амплитуды первого импульса составляет 0.0012%, погрешность амплитуды наложенного импульса — 0.4%.

Во время регистрации потока  $\gamma$ -квантов процесс формирования заключается в выполнении дискретной свертки входного сигнала с импульсной характеристикой формирователя:

$$y_n = \sum_{k=0}^{N-1} h_k x_{n-k}, \quad (2.8)$$

где  $h_k$  — массив коэффициентов фильтра,  $x_{n-k}$  — входной сигнал,  $N$  — количество коэффициентов фильтра. Блок-схема цифрового гауссова формирователя с  $N = 4$  изображена на рисунке 2.10. На рисунке 2.11 представлена импульсная характеристика гауссова формирователя,

рассчитанная для сцинтиллятора ВГО. Для этого типа сцинтиллятора и при частоте дискретизации АЦП 64 МГц значимая часть фильтра представлена 20 коэффициентами ( $N = 20$ ).

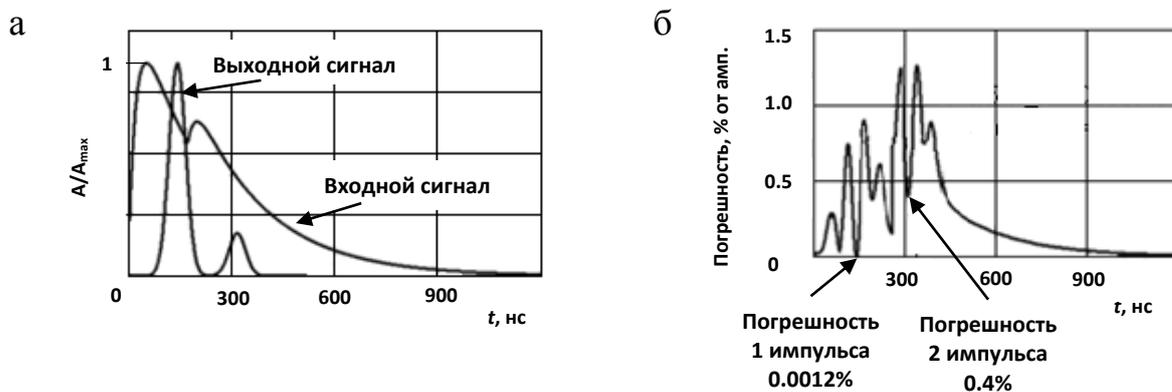


Рисунок 2.9. а — разделение наложенных событий при помощи гауссова формирователя; б — график отклонения выходного сигнала формирователя при обработке наложенных событий (а) от идеальных гауссовых импульсов с амплитудами равными первому и наложенному событию (а).

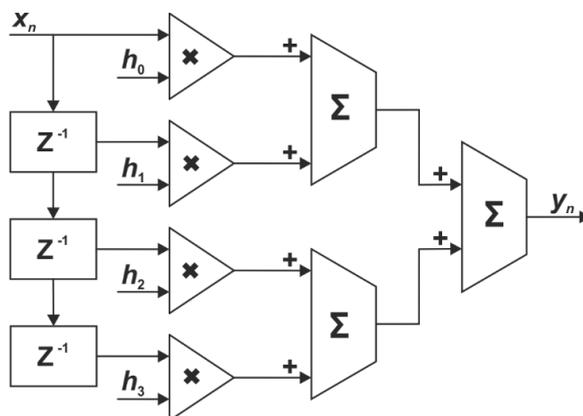


Рисунок 2.10. Блок-схема цифрового гауссова формирователя с  $N = 4$ .

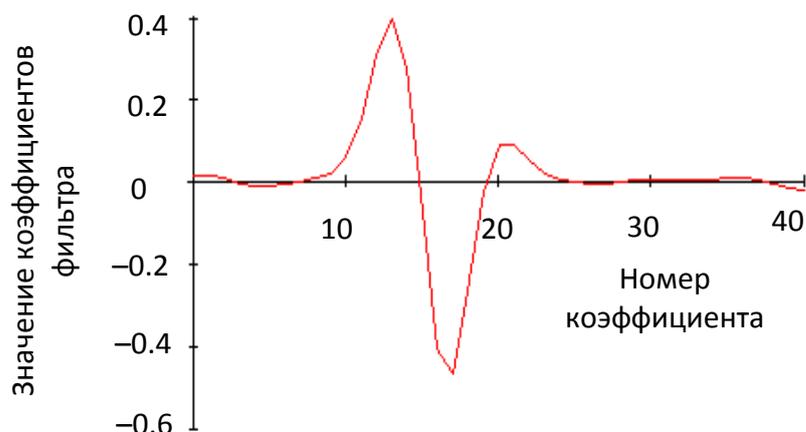


Рисунок 2.11. Импульсная характеристика цифрового формирователя для сцинтиллятора BGO.

Из выражения (2.8) видно, что для реализации процедуры дискретной свертки необходимы умножители и сумматоры. Для выполнения свертки однополярного входного сигнала, представленного 14-разрядным кодом, и знакопеременной импульсной характеристики фильтра в виде 15-разрядных чисел, а также для исключения переполнения умножителей последние должны быть 16-разрядными. Выбранная микросхема FPGA содержит 66 18-разрядных аппаратных умножителей, что достаточно для реализации процедуры свертки. На рисунке Рисунок 2.12 представлен результат обработки наложенных событий гауссовым цифровым формирователем.

Выходной сигнал формирователя поступает в блок дискриминации, в котором выделяются импульсы с амплитудой, превышающей программно-заданный порог. Так как сигнал на выходе цифрового формирователя гладкий, то его максимум можно определить по трем последовательным отсчетам  $y_1$ ,  $y_2$ ,  $y_3$  при выполнении условия:

$$y_1 < y_2 > y_3. \quad (2.9)$$

Отсчет, соответствующий  $y_2$ , фиксируется в качестве амплитуды импульса и сравнивается с программно-заданным порогом. Помимо этого, в дискриминаторе режектируются импульсы, превышающие амплитудный динамический диапазон АЦП.

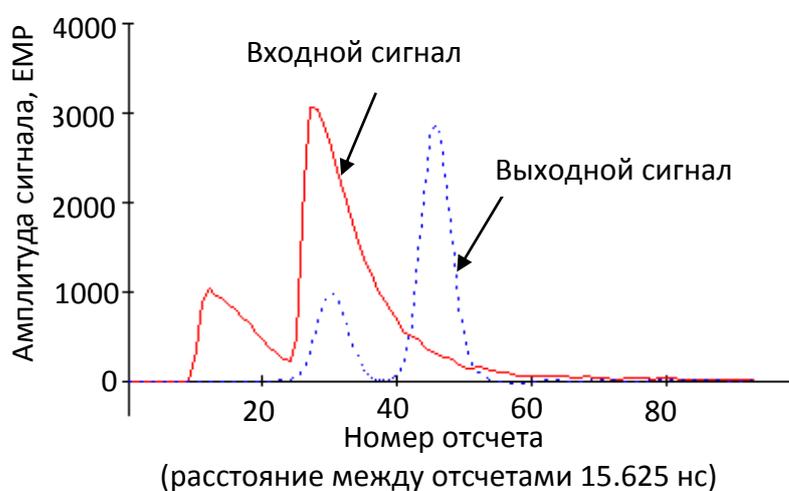


Рисунок 2.12. Результат обработки наложенных событий гауссовым цифровым формирователем (красный график — входной сигнал, синий график — выходной сигнал модуля цифрового формирователя).

Выходной сигнал блока дискриминации передается в модуль коррекции амплитуды импульса. Применение этого блока необходимо из-за того, что момент выборки АЦП может не совпадать с моментом появления максимума импульса. Эту погрешность можно оценить, предположив, что оцифровывается гауссов импульс с параметрами, заложенными в расчет импульсной характеристики цифрового формирователя с частотой дискретизации 64 МГц. При таких параметрах погрешность в области максимума составляет 3% от амплитуды сигнала.

Для устранения этого эффекта в состав цифрового узла регистратора был включен модуль коррекции амплитуды импульса. Импульс Гаусса в первом приближении можно аппроксимировать параболой:

$$y(t) \approx A - \frac{At^2}{\lambda}. \quad (2.10)$$

Зная координаты трех точек в окрестности максимума (см. рисунок 2.13), его истинное значение можно найти, используя следующие соотношения:

$$\begin{cases} ax_1^2 + bx_1 + c = y_1, & x_1 = -1, \\ ax_2^2 + bx_2 + c = y_2, & x_2 = 0, \\ ax_3^2 + bx_3 + c = y_3, & x_3 = 1, \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} y_1 = a - b + c, \\ y_2 = c, \\ y_3 = a + b + c. \end{cases} \quad (2.11)$$

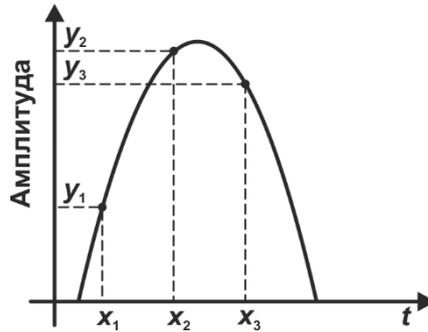


Рисунок 2.13. Окрестность максимума импульса Гаусса.

Решая систему уравнений (2.11), находим, что значение истинного максимума импульса вычисляется как:

$$y_{\max} = y_2 + \frac{(y_3 - y_1) \cdot (y_3 - y_1)}{8 \cdot ((y_2 - y_1) + (y_2 - y_3))}. \quad (2.12)$$

На рисунке 2.14 приведена блок-схема блока коррекции амплитуды импульса, где >>> — операция арифметического сдвига.

По скорректированным значениям амплитуды импульса в автоинкрементном запоминающем устройстве (АЗУ) формируется массив чисел, в котором адрес ячейки соответствует значению амплитуды импульса, а ее содержание — количеству событий с таким значением. По адресу, соответствующему величине текущего значения амплитуды импульса, считывается содержимое ячейки. Это содержимое инкрементируется и записывается по тому же адресу. В результате в АЗУ формируется гистограмма, соответствующая аппаратному спектру зарегистрированных  $\gamma$ -квантов. Емкость АЗУ составляет 4096 32-разрядных слов.

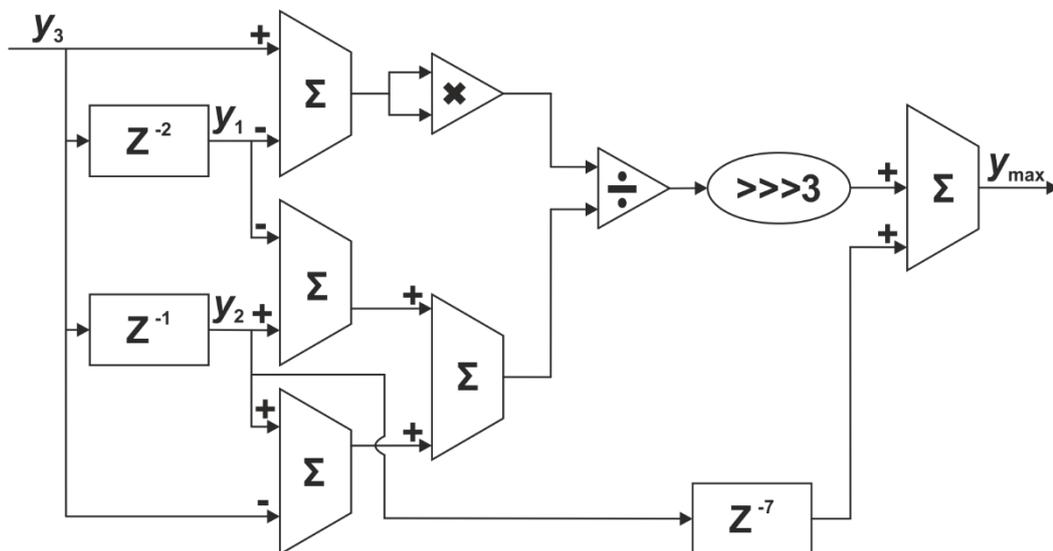


Рисунок 2.14. Блок-схема модуля коррекции амплитуды импульса.

Для удобства тестирования и настройки  $\gamma$ -спектрометра в цифровой узел добавлены блоки формирования тестовых сигналов и регистрации сигналов в осциллографическом режиме как на входе, так и на выходе цифрового формирователя с помощью вспомогательного ОЗУ. Модуль формирования тестовых сигналов позволяет отладить работу алгоритма обработки данных на эталонных сигналах. Во вспомогательном ОЗУ хранится массив коэффициентов эталонного профиля сигнала. Реализация двухканального цифрового

осциллографа с возможностью записи сигналов в ЗУ позволяет проследить корректность работы формирующего фильтра. А также регистрация сигналов детектора в осциллографическом виде позволяет использовать эти данные при последующем расчете коэффициентов цифрового формирователя. Как следствие, появляется возможность адаптации регистратора к временным параметрам конкретного сцинтиллятора.

Для пересылки накопленных в АЗУ аппаратных спектров в ЭВМ, а также с целью выполнения процедур удаленного управления режимами работы  $\gamma$ -спектрометра, в состав цифрового узла были включены контроллеры унифицированных каналов связи USB и Ethernet-10/100.

#### **2.2.4. Прикладное программное обеспечение**

Для сопряжения регистратора интенсивного потока  $\gamma$ -квантов с ЭВМ разработано прикладное программное обеспечение (ПО), реализованное в среде Borland C++ Builder. В задачи прикладного ПО входит: загрузка конфигурационного файла FPGA, значений коэффициентов цифрового формирователя и управляющих регистров; чтение из ОЗУ регистратора накопленного аппаратного спектра и осциллограммы импульсов; чтение из регистров данных значений температуры сцинтиллятора и счетчиков событий; выделение энергетических окон и отображение скорости набора статистики для каждого из них, а также сохранение информации на жестком диске в виде текстового файла. Панель прикладного ПО представлена на рисунке 2.15.

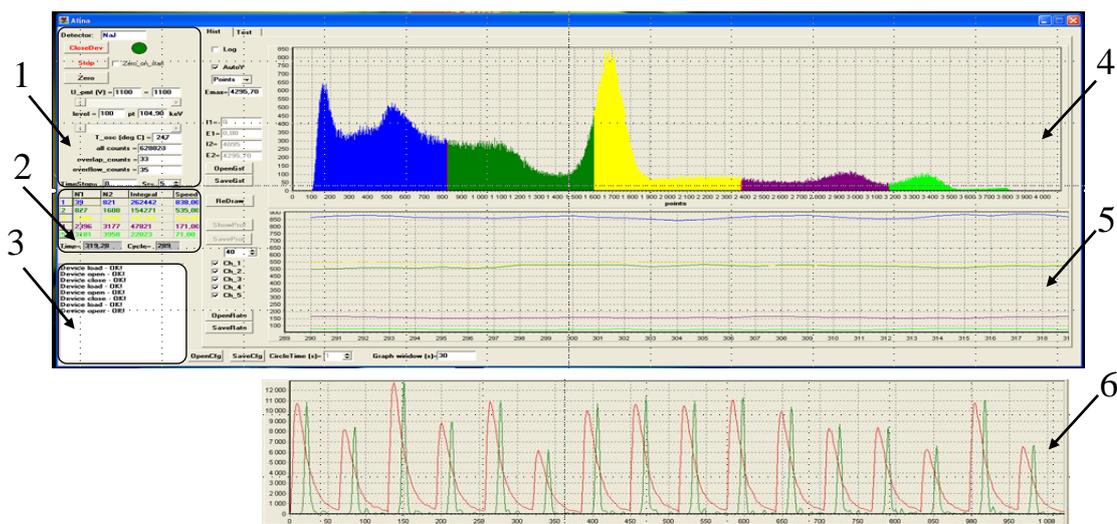


Рисунок 2.15. Панель прикладного ПО регистратора интенсивного потока  $\gamma$ -квантов: 1 — панель управления; 2 — панель установки энергетических окон; 3 — панель вывода служебных сообщений; 4 — окно отображения аппаратного спектра; 5 — окно отображения скорости счета событий по энергетическим окнам; 6 — отображение профиля сигналов (выполняется после остановки накопления спектра в окне отображения скорости счета событий).

## 2.2.5. Регистрация гамма-излучения на установке «Ускоритель-Тандем БНЗТ»

### 2.2.5.1. Рентгеновское излучение высоковольтных элементов тандемного ускорителя

При помощи регистратора интенсивного потока  $\gamma$ -квантов с гауссовым формирователем, установленного внутри защищенного зала на расстоянии 6.3 м от центра тандемного ускорителя, были проведены измерения энергетического спектра рентгеновского излучения высоковольтных элементов тандемного ускорителя [67]. Регистрация этого излучения важна не только с точки зрения контроля полной дозы излучения, полученной биологической тканью, но и для изучения процессов, происходящих внутри ускорителя, поскольку по характеру энергетических спектров рентгеновского излучения можно делать выводы о режимах протекания и механизмах возникновения

эмиссии темновых токов. На рисунках 2.16 а и б представлены фотографии регистратора интенсивного потока  $\gamma$ -квантов в сборе и в радиационной защите, соответственно. Энергетический спектр рентгеновского излучения при протекании темнового тока малой интенсивности во время тренировки ускорителя представлен на рисунке 2.17 а. Энергия 200 кэВ соответствует разности потенциалов между соседними электродами ускоряющих зазоров [68]. Полученный энергетический спектр (см. рисунок 2.17 а) подтвердил предположение о том, что при тренировке ускорителя источником радиации являются темновые токи в межэлектродных зазорах, обусловленные автоэмиссией электронов с поверхности вакуумного бака и ускоряющих электродов [16] (см. рисунок 2.18).



Рисунок 2.16. Фотографии регистратора интенсивного потока  $\gamma$ -квантов на основе сцинтилляционного детектора BGO: а — в сборе, б — в радиационной защите.

После увеличения апертуры ускорительного канала до 58 мм зарегистрирован темновой ток 3–4 мА со значительно большей интенсивностью рентгеновского излучения по сравнению с темновым током [67], описанным выше. На рисунке 2.17 б представлен энергетический спектр рентгеновского излучения при протекании темнового тока большой интенсивности [69]. Из рисунка видно, что распределение сместилось в область больших значений энергий  $\gamma$ -квантов, что подтвердило предположение о появлении эмитированных электронов, попадающих в ускорительный канал и

ускоряющихся вплоть до полного напряжения [17]. Для устранения этого режима в конструкцию ускорителя внесены изменения для предотвращения возникновения темнового тока и, как следствие, мощного радиационного излучения [67]. Следует отметить, что скорость счета при регистрации рентгеновского излучения тандемного ускорителя при протекании темнового тока большой интенсивности достигала  $\sim 85\,000$  событий/с.

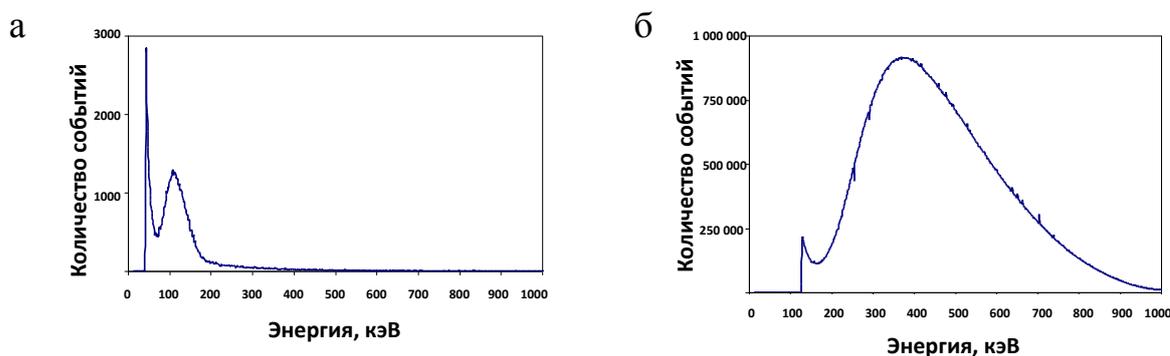


Рисунок 2.17. Энергетический спектр рентгеновского излучения высоковольтных элементов тандемного ускорителя: а — при протекании темнового тока малой интенсивности (тренировка ускорителя); б — при протекании темнового тока большой интенсивности.

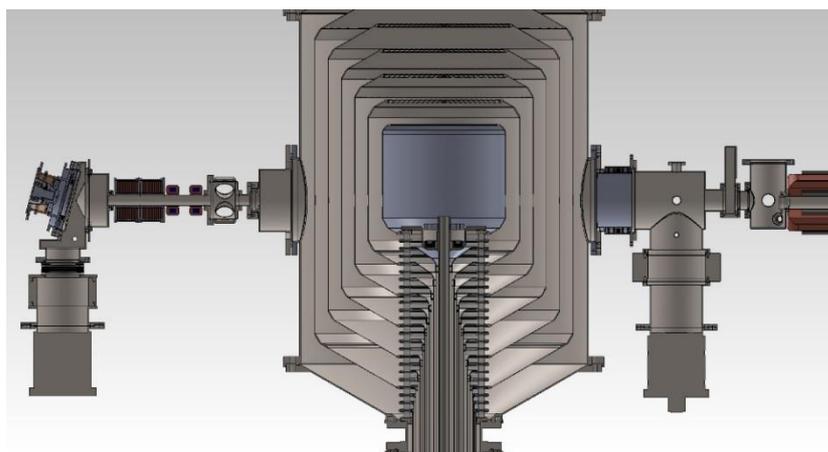


Рисунок 2.18. Схема высоковольтной части установки «Ускоритель-Тандем БНЗТ» (ИЯФ СО РАН, г. Новосибирск).

Также были проведены измерения энергетического спектра рентгеновского излучения высоковольтных элементов тандемного ускорителя при вводе пучка отрицательных ионов водорода 1 мА (см. рисунок 2.19). Для устранения вклада этого излучения в полную дозу, полученную биологической тканью, необходимо производить постоянный контроль излучения и устанавливать радиационную защиту.

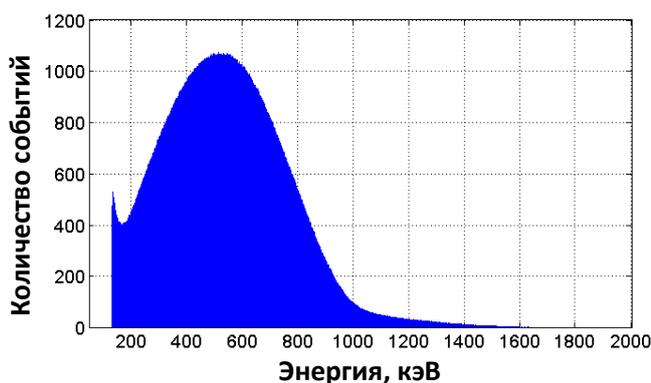


Рисунок 2.19. Энергетический спектр рентгеновского излучения высоковольтных элементов тандемного ускорителя при вводе пучка отрицательных ионов водорода 1 мА.

### 2.2.5.2. Излучение литиевой нейтроногенерирующей мишени

Для генерации эпитепловых нейтронов на установке «Ускоритель-Тандем БНЗТ» применяется литиевая мишень. При облучении литиевой мишени протонным пучком с энергией выше пороговой (1.882 МэВ) в реакции  ${}^7\text{Li}(p,n){}^7\text{Be}$  образуются эпитепловые нейтроны [70]. На рисунке 2.20 а приведена зависимость сечения этой реакции от энергии протонов.

Регистрация энергетических спектров  $\gamma$ -излучения литиевой мишени при облучении протонным пучком проводилась  $\gamma$ -спектрометром, расположенным в свинцовой защите на расстоянии 160 см от мишени. На рисунке 2.20 б представлены энергетические спектры  $\gamma$ -излучения литиевой мишени при облучении протонным пучком с энергией 1.870 МэВ (*I* — до порога реакции) и

1.930 МэВ (2 — выше порога реакции) [18]. Из рисунка 2.20 б видно, что помимо ярко выделенной линии 478 кэВ, при генерации нейтронов появляются  $\gamma$ -кванты с энергиями до 4.8 МэВ и выше. Регистрация энергетического спектра литиевой нейтронногенерирующей мишени является дополнительным средством контроля энергии протонного пучка.

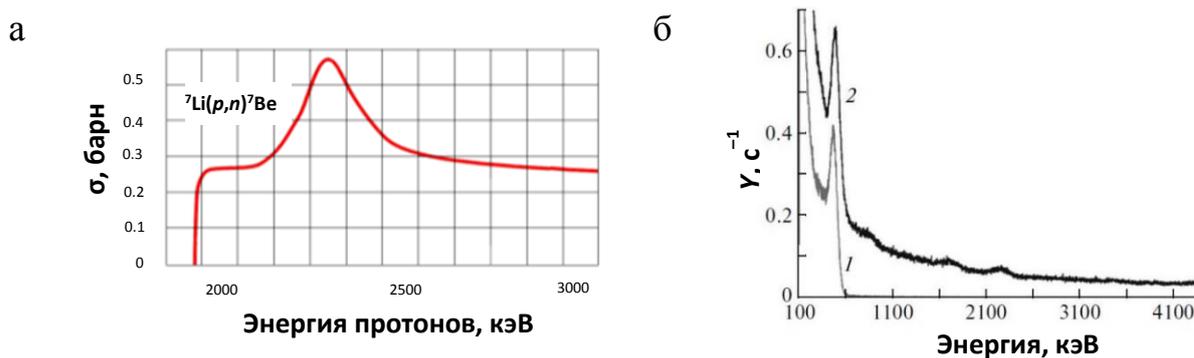


Рисунок 2.20. а — Зависимость сечения реакции  ${}^7\text{Li}(p,n){}^7\text{Be}$  от энергии протонов; б — Энергетические спектры  $\gamma$ -излучения литиевой нейтронногенерирующей мишени при облучении протонным пучком с энергией 1.870 МэВ (1 — ниже порога реакции) и 1.930 МэВ (2 — выше порога реакции).

### 2.2.5.3. Излучение конструкционных материалов

С целью выбора конструкционных материалов для подложки литиевой нейтронногенерирующей мишени был проведен ряд экспериментов по облучению различных материалов (Al, Ti, V, нержавеющая сталь, Cu, Mo, Ta) протонным пучком [19, 20]. На рисунке 2.21 а представлены энергетические спектры  $\gamma$ -излучения этих материалов при облучении протонным пучком с энергией 2 МэВ и средним током 400 мкА. Некоторые материалы при облучении протонным пучком в значительной степени активировались, в частности титан. На рисунке 2.21 б представлен энергетический спектр  $\gamma$ -излучения титановой болванки, зарегистрированный на 3 день после облучения протонным пучком (наведенная активность составляет 4.6 мкЗв/ч).

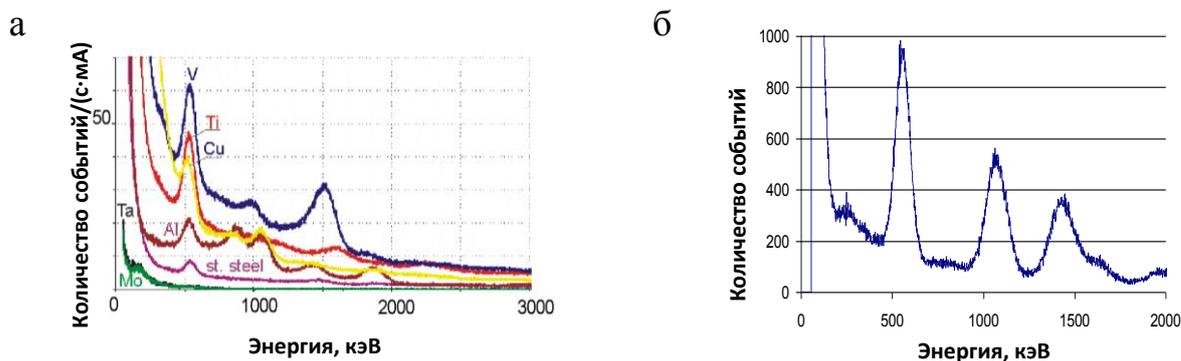


Рисунок 2.21. Энергетические спектры  $\gamma$ -излучения: а — различных материалов (Al, Ti, V, нержавеющая сталь, Cu, Mo, Ta) при облучении протонным пучком с энергией 2 МэВ и средним током 400 мкА; б — титановой болванки, зарегистрированный на 3 день после облучения протонным пучком (наведенная активность составляет 4.6 мкЗв/ч).

#### 2.2.5.4. Излучение углеродной гамма-образующей мишени

Регистратор интенсивного потока  $\gamma$ -квантов с детекторным блоком на основе сцинтиллятора ВГО был апробирован в цикле экспериментов по генерации  $\gamma$ -квантов с энергией 9.17 МэВ в реакции  $^{13}\text{C}(p,\gamma)^{14}\text{N}$  и их резонансному поглощению на ядрах азота  $^{14}\text{N}$ , конечной целью которых является создание установки для надежного обнаружения ВВ. На рисунке 2.22 представлен энергетический спектр углеродной  $\gamma$ -образующей мишени при облучении протонным пучком с энергией  $\sim 1.75$  МэВ.



Рисунок 2.22. Энергетический спектр углеродной  $\gamma$ -образующей мишени при облучении протонным пучком с энергией  $\sim 1.75$  МэВ.

### 2.2.6. Гамма-спектрометр на основе NaI(Tl)

Поскольку рассматриваемый регистратор легко адаптировать к другому типу сцинтиллятора посредством пересчета импульсной характеристики цифрового формирователя, то на его основе для компании Шлюмберже по описанной выше схеме были разработаны  $\gamma$ -спектрометры с детекторным модулем на базе сцинтиллятора NaI(Tl) (постоянная времени высвечивания 230 нс, энергетическое разрешение на линии  $^{137}\text{Cs}$  662 кэВ составляет 8.5 %) и ФЭУ Hamamatsu R6231 (постоянная времени нарастания сигнала 5 нс) с каналом связи с вычислительной техникой — USB. На рисунке 2.23 представлены фотографии внешнего вида  $\gamma$ -спектрометра на основе сцинтилляционного детектора NaI(Tl) и его электронных модулей.

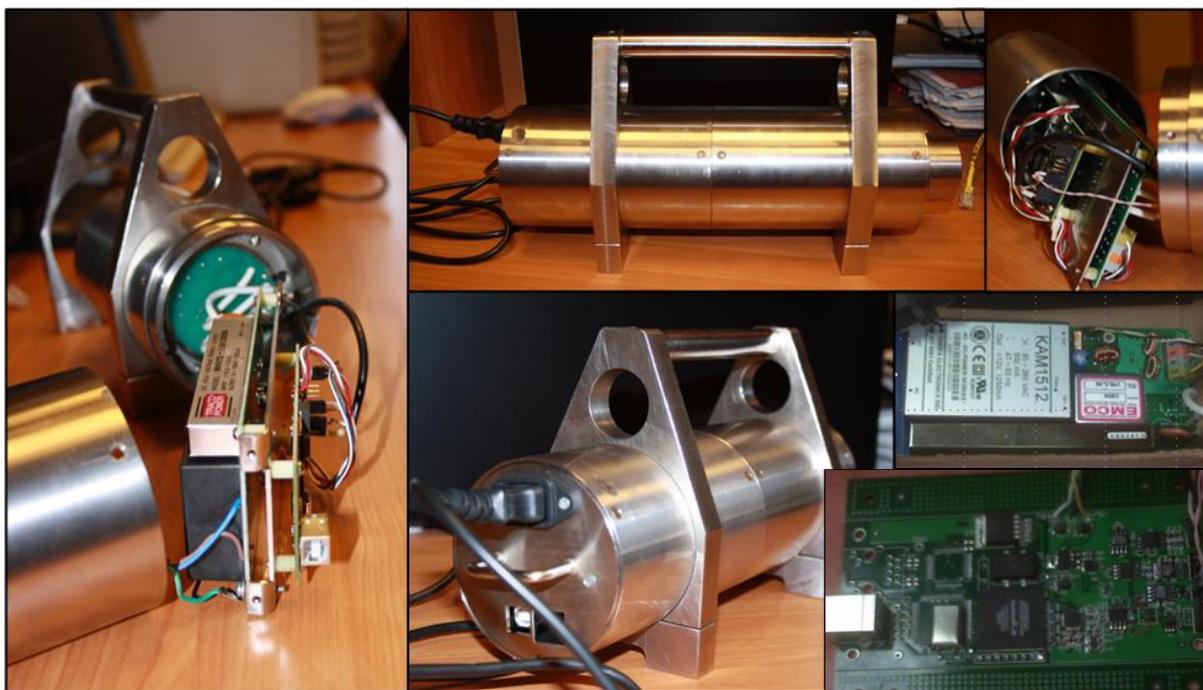


Рисунок 2.23. Фотографии электронных модулей и внешнего вида регистратора интенсивного потока  $\gamma$ -квантов с детекторным модулем на основе сцинтиллятора NaI(Tl) и ФЭУ Hamamatsu R6231 с каналом связи USB.

Метрологические испытания регистратора интенсивного потока  $\gamma$ -квантов проведены с использованием радионуклидов  $^{137}\text{Cs}$ ,  $^{60}\text{Co}$ ,  $^{133}\text{Ba}$ . На рисунках 2.24 а и б представлены аппаратные спектры этих изотопов. На рисунке 2.24 в представлен аппаратный спектр  $\gamma$ -квантов, излучаемых изотопом  $^{133}\text{Ba}$  с активностью 370 МБк, зарегистрированный при скорости счета  $\sim 1.3 \cdot 10^5$  событий/с.

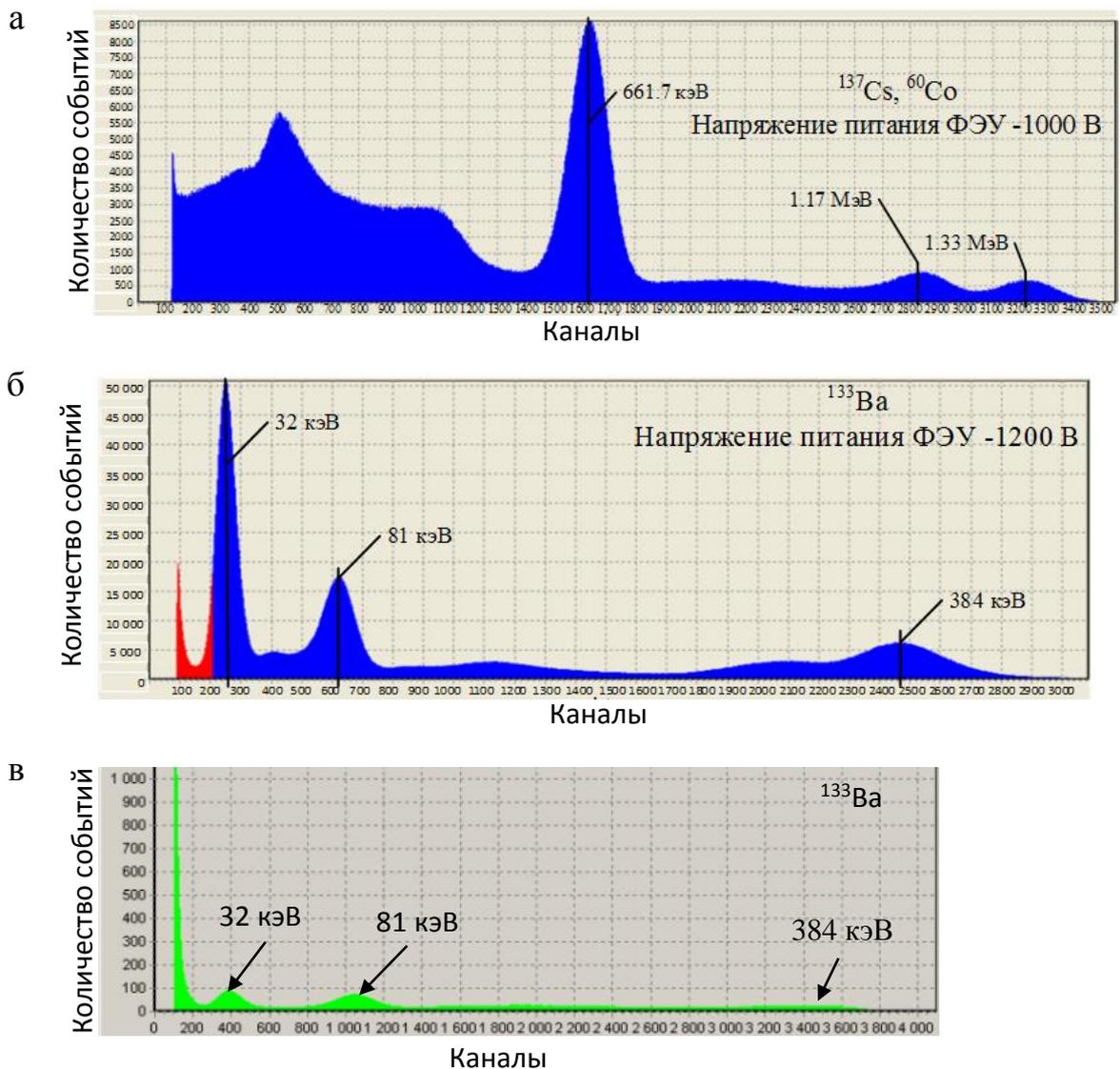


Рисунок 2.24. Аппаратный спектр  $\gamma$ -квантов, излучаемых изотопами: а —  $^{137}\text{Cs}$  (661.7 кэВ) и  $^{60}\text{Co}$  (1.17 МэВ и 1.33 МэВ); б —  $^{133}\text{Ba}$  (32 кэВ, 81 кэВ, 384 кэВ); в —  $^{133}\text{Ba}$  (32 кэВ, 81 кэВ, 384 кэВ) с активностью 370 МБк.

## 2.3. Регистратор интенсивного потока гамма-квантов с трапецеидальным формирователем

Регистратор интенсивного потока  $\gamma$ -квантов с гауссовым цифровым формирователем успешно проработал на установке «Ускоритель-Тандем БНЗТ» шесть лет. С его помощью было получено большое количество экспериментальных данных [16 – 20]. Поскольку регистратор стал одним из важнейших средств контроля  $\gamma$ -излучения на установке «Ускоритель-Тандем БНЗТ», к нему предъявляются повышенные требования по надежности работы и обмену данными с ЭВМ. Для обеспечения стабильной передачи данных необходимо перейти от командного и информационного обмена «сырыми» пакетами на обмен данными по протоколу TCP/IP. Поскольку часть экспериментов, проводимых на установке «Ускоритель-Тандем БНЗТ» заключается в регистрации  $\gamma$ -излучения с низкой скоростью счета  $I < 10^5$  событий/с (контроль активности изотопов, генерируемых на установке), необходимо реализовать два режима регистрации:

- при низкой скорости счета  $I < 10^5$  событий/с с процедурой режекции наложенных событий и максимальным энергетическим разрешением;
- при высокой скорости счета  $10^5 \leq I < 10^6$  событий/с с процедурой разделения наложенных событий.

### 2.3.1. Модуль регистрации

Для обеспечения выше сформулированных требований спроектирован модернизированный модуль регистрации и обработки данных [27]. Функциональная блок-схема модуля регистрации представлена на рисунке 2.25. В качестве ключевого элемента модуля выбран 14-разрядный конвейерный АЦП Texas Instruments ADS61B49 с частотой дискретизации 250 МГц, эффективной разрядностью на уровне 11.3 бит (при частоте входного сигнала 170 МГц) и апертурной неопределённостью 170 фс. Формирование тактовой

частоты АЦП с малым джиттером (порядка апертурной неопределенности АЦП) выполняет микросхема синтезатора частот Analog Devices AD9552 с входящим в его состав ГУН с ФАПЧ, обеспечивающая джиттер тактовой частоты АЦП на уровне 640 фс.

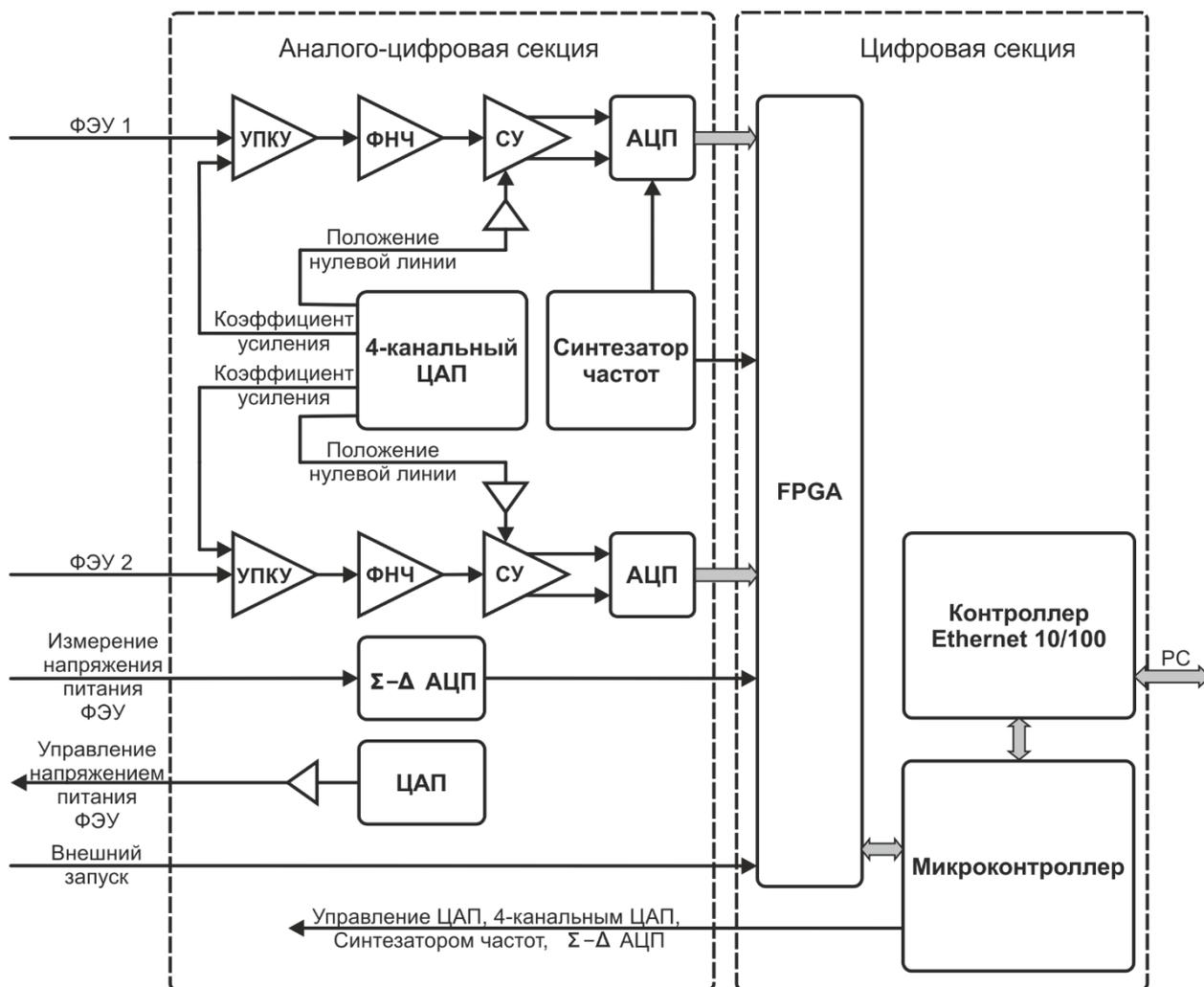


Рисунок 2.25. Функциональная схема модуля регистрации и обработки данных.

Аналоговый тракт каждого канала включает усилитель с программируемым коэффициентом усиления (УПКУ), активный ФНЧ и согласующий усилитель с дифференциальным выходом (СУ) с управляемым сдвигом нуля входного тракта. УПКУ позволяет установить значение

коэффициента усиления в диапазоне от  $-0.83$  дБ до  $24.47$  дБ. Управление напряжением смещения нуля входного сигнала осуществляется с помощью 12-разрядного ЦАП с выходным буферным каскадом на основе ОУ аналогично регистратору, рассмотренному в разделе 2.2.1. Такая схема построения аналогового тракта позволяет адаптировать его к различным сцинтилляционным детекторам. Для ограничения полосы входного сигнала в соответствии с теоремой Котельникова [40] применен ФНЧ, представляющий собой активный фильтр Саллен-Ки [71] четвертого порядка с частотой среза  $90$  МГц. Как и в регистраторе, описанном в разделе 2.2,  $\Sigma$ - $\Delta$  АЦП позволяет измерять температуру сцинтиллятора и контролировать напряжение питания ФЭУ.

Цифровая секция модуля регистрации включает FPGA, микроконтроллер и контроллер Ethernet-10/100. Узел ЦОС построен на базе FPGA Altera Cyclone III. Микроконтроллер Atmel AT91SAM7X512 выполняет загрузку конфигурационного файла и управляющих регистров в FPGA, а также осуществляет управление ЦАП,  $\Sigma$ - $\Delta$  АЦП и синтезатором частот по шине SPI. Физический уровень взаимодействия по Ethernet-10/100 обеспечивает контроллер Intel LXT972A. На рисунке 2.26 представлена фотография модуля регистрации.

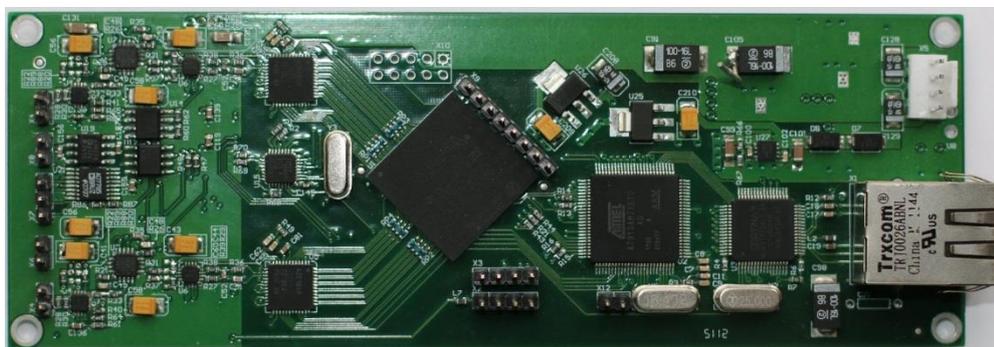


Рисунок 2.26. Фотография модуля регистрации и обработки данных.

### 2.3.2. Узел цифровой обработки сигналов

Узел ЦОС реализован на базе FPGA Altera Cyclone III. На рисунке 2.27 представлена функциональная блок-схема узла ЦОС для регистратора интенсивных потоков  $\gamma$ -квантов. Узел ЦОС построен по модульной архитектуре и реализован на языке описания аппаратуры Verilog.

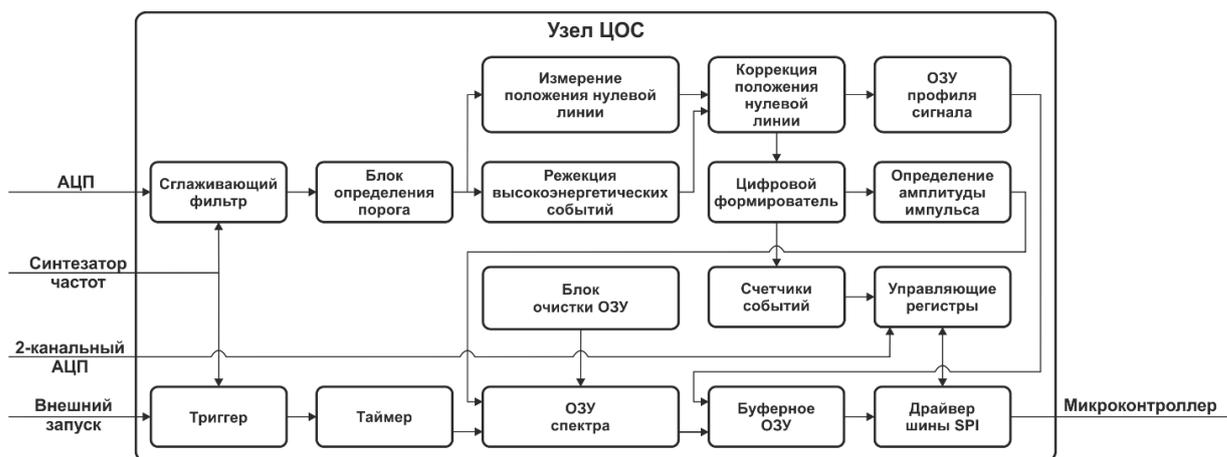


Рисунок 2.27. Функциональная блок-схема узла ЦОС регистратора интенсивных потоков  $\gamma$ -квантов.

При регистрации сигнала детектора ВГО с частотой дискретизации 250 МГц наблюдается структура высвечивания (см. рисунок 2.29) [72]. Так как сигнал детектора ВГО не гладкий, осложняется работа блоков определения порога импульса и процедура разделения наложенных событий. Поэтому в узле ЦОС реализован сглаживающий фильтр по типу скользящего среднего. При реализации потоковой обработки данных в FPGA удобно использовать рекурсивную реализацию, поскольку она требует меньшее количество вычислительных ресурсов. Рекурсивная реализация скользящего среднего имеет вид:

$$\begin{cases} p_n = x_n - x_{n-k}, \\ r_n = r_{n-1} + p_n, \\ y_n = r_n \gg \gg q, \end{cases} \quad (2.13)$$

где  $x_n$  — отсчет АЦП в момент времени  $n$ ,  $k$  — размер окна ( $k = 2^q$ ,  $q$  — целое число),  $\gg \gg$  — операция арифметического сдвига. Блок-схема сглаживающего фильтра (скользящее среднее) изображена на рисунке 2.28.

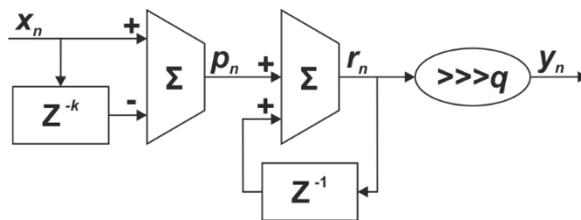


Рисунок 2.28. Блок-схема сглаживающего фильтра (скользящее среднее).

На рисунке 2.29 представлена осциллограмма сигнала (синий график), снятая при регистрации  $\gamma$ -излучения от  $^{137}\text{Cs}$  детектором ВГО ( $\varnothing 80$  мм, 100 мм) и ФЭУ Photonis ХР3312В, и выходной сигнал (красный график) модуля сглаживающего фильтра с окном, равным 64 отсчетам.

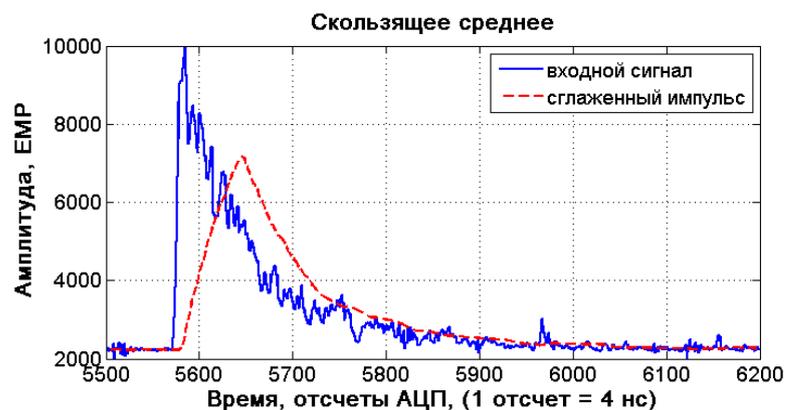


Рисунок 2.29. Осциллограмма сигнала (синий график), снятая при регистрации  $\gamma$ -излучения от  $^{137}\text{Cs}$  детектором ВГО ( $\varnothing 80$  мм, 100 мм) и ФЭУ Photonis ХР3312В, и выходной сигнал (красный график) модуля сглаживающего фильтра с окном, равным 64 отсчетам.

После сглаживающего фильтра отсчёты поступают в модуль определения порога импульса. В этом блоке входной импульс сравнивается с программно-установленным порогом  $\Delta$ . В случае выполнения условия:

$$x_n - x_{n-t_\Delta} > \Delta, \quad (2.14)$$

где  $t_\Delta$  — программно-установленное время срабатывания порога в отсчетах АЦП,  $x_n$  и  $x_{n-t_\Delta}$  — отсчеты АЦП в моменты времени  $n$  и  $n - t_\Delta$  (см. рисунок 2.30 а), запускается таймер регистрации события (см. рисунок 2.30 б) Во время работы этого таймера формируется флаг регистрации события, который блокирует проверку условия (2.14) до программно-установленной длительности импульса  $t_{pulse}$ . Далее входной импульс задерживается на  $t_\Delta$  (см. рисунок 2.30 в) и вместе с флагом регистрации события передается в модули измерения положения нулевой линии и режекции высокоэнергетических событий.

В модуле измерения нулевой линии входной сигнал усредняется по 4 отсчетам, и результирующее значение фиксируется в качестве значения положения нулевой линии. Измерение положения нулевой линии выполняется во время всего интервала регистрации. В случае появления флага регистрации события измерение нулевой линии приостанавливается, а положение нулевой линии фиксируется на последнем вычисленном значении до появления флага регистрации события.

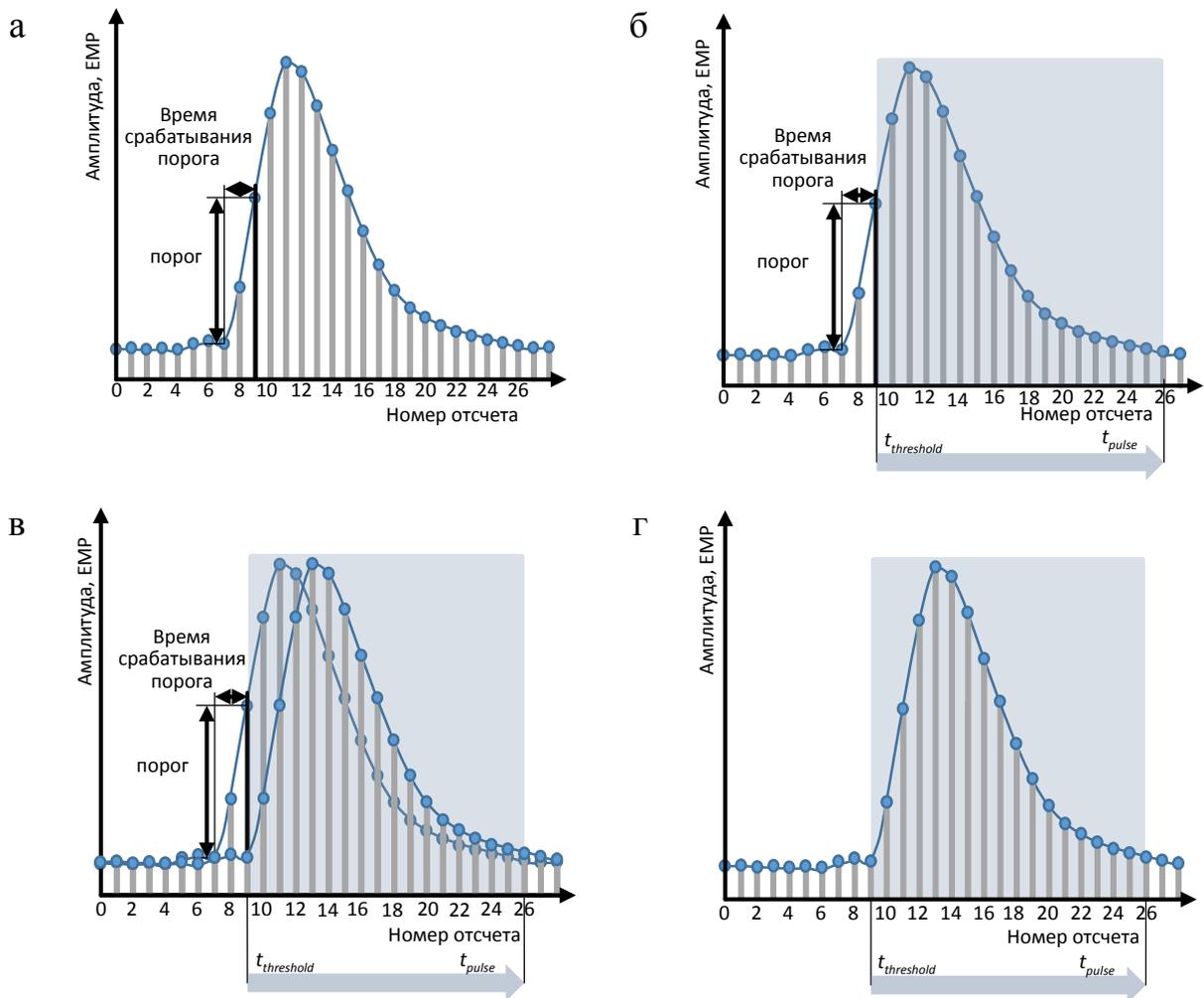


Рисунок 2.30. Процедура определения порога: а — проверка выполнения условия (2.14); б — формирование флага регистрации события; в — задержка входного сигнала на время срабатывания порога  $t_{\Delta}$ ; г — выходной сигнал модуля определения порога и флаг регистрации события.

Выходной сигнал модуля определения порога и значение положения нулевой линии передаются в блок режекции высокоэнергетических событий. Диаграмма процедуры режекции высокоэнергетических событий приведена на рисунке 2.31. При регистрации сигнала, превышающего его входную шкалу, АЦП [73] выдает флаг переполнения (см. рисунок 2.31 а). При появлении этого сигнала в блоке режекции формируется флаг регистрации высокоэнергетического события (см. рисунок 2.31 б), длина которого соответствует  $t_{pulse}$ . Входной импульс задерживается на время, равное

длительности переднего фронта. При активном флаге регистрации высокоэнергетического события импульс заменяется на значение положения нулевой линии, соответствующее моменту времени до регистрации фронта этого события (см. рисунок 2.31 в). Таким образом события, приводящие АЦП в режим перегрузки, исключаются из дальнейшей обработки (см. рисунок 2.31 г).

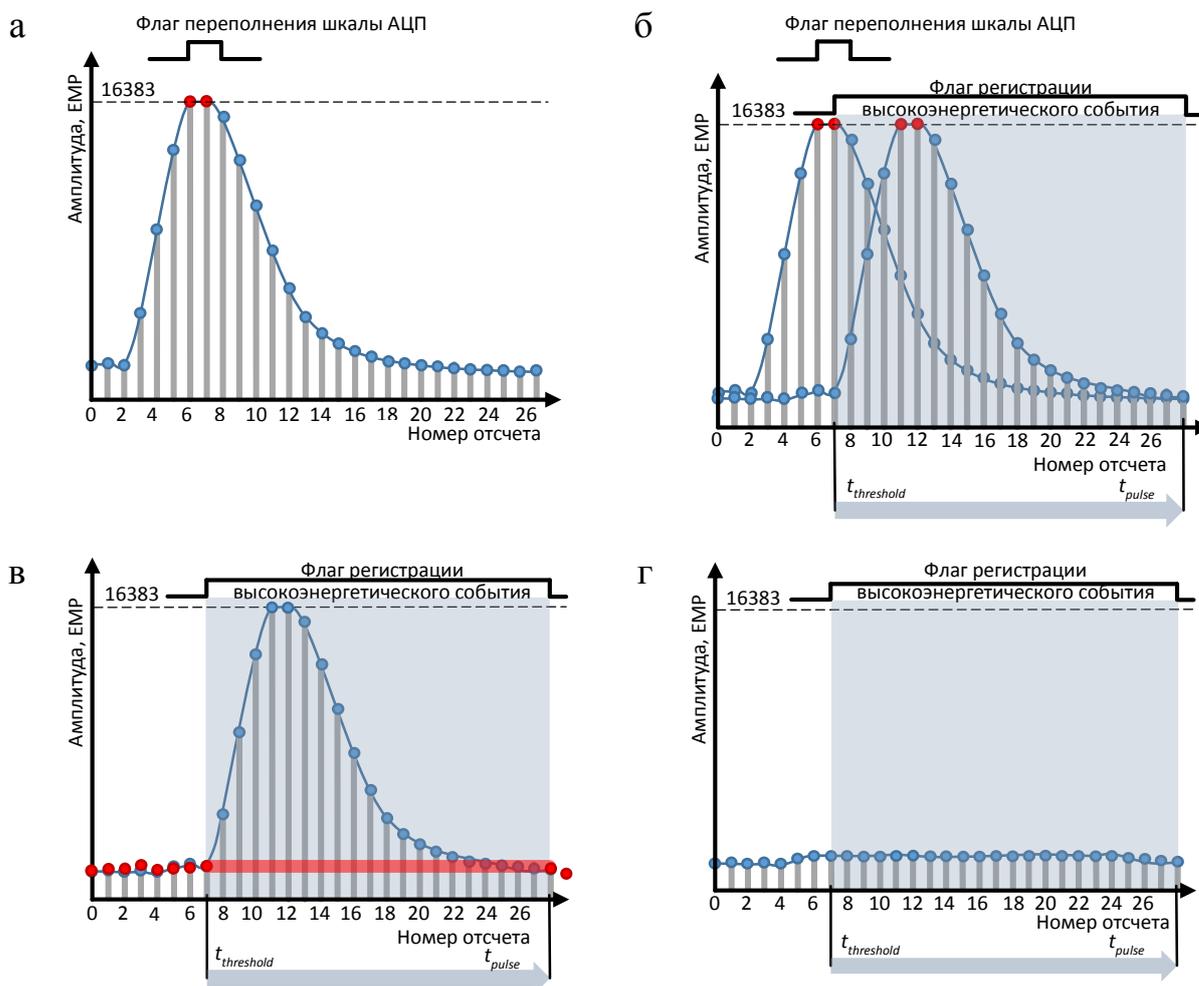


Рисунок 2.31. Диаграмма процедуры режекции высокоэнергетических событий: а — регистрация высокоэнергетического события; б — формирование флага регистрации высокоэнергетического события; в — замена высокоэнергетического события значением положения нулевой линии; г — выходной сигнал блока режекции высокоэнергетических событий.

Количество таких событий за время регистрации фиксируется в счетчике высокоэнергетических событий, который при появлении флага регистрации высокоэнергетического события инкрементирует свое состояние. В блоке коррекции положения нулевой линии из выходного сигнала блока режекции высокоэнергетических событий вычитается значение положения нулевой линии.

В рассматриваемом регистраторе предусмотрено два режим работы:

- с режекцией наложенных событий при низкой скорости счета  $\gamma$ -квантов  $I < 10^5$  событий/с;
- с разделением наложенных событий при высокой скорости счета  $\gamma$ -квантов  $10^5 < I < 10^6$  событий/с.

В рассматриваемом регистраторе процедура разделения наложенных событий реализована на основе рекурсивного трапецеидального цифрового формирователя [42], преобразующего экспоненциальные сигналы в короткие трапецеидальные импульсы. Преимущества трапецеидального формирователя перед другими способами формирования подробно освещены в статье [74]. Трапецеидальный формирователь описывается следующей системой рекурсивных уравнений [42]:

$$\left\{ \begin{array}{l} h_n = x_n - x_{n-l}, \quad \text{при } l \geq 2, \\ c_n = x_{n-k} - x_{n-k-l}, \\ f_n = h_n - c_n, \\ p_n = p_{n-1} + f_n, \\ r_n = p_n + M \cdot f_n, \quad \text{где } M = 1/\exp(T_{clk}/\tau - 1), \\ y_n = y_{n-1} + r_n, \end{array} \right. \quad (2.15)$$

где  $x_n$  — значение отсчета АЦП в момент времени  $n$ ,  $l$  — длительность боковой стороны трапеции в отсчетах АЦП,  $(k - l)$  — длительность верхнего основания трапеции в отсчетах АЦП;  $T_{clk}$  — период дискретизации АЦП,  $\tau$  — постоянная

времени спада входного сигнала,  $y_n$  — результат обработки трапецеидальным формирователем. На рисунке 2.32 изображена блок-схема цифрового трапецеидального формирователя.

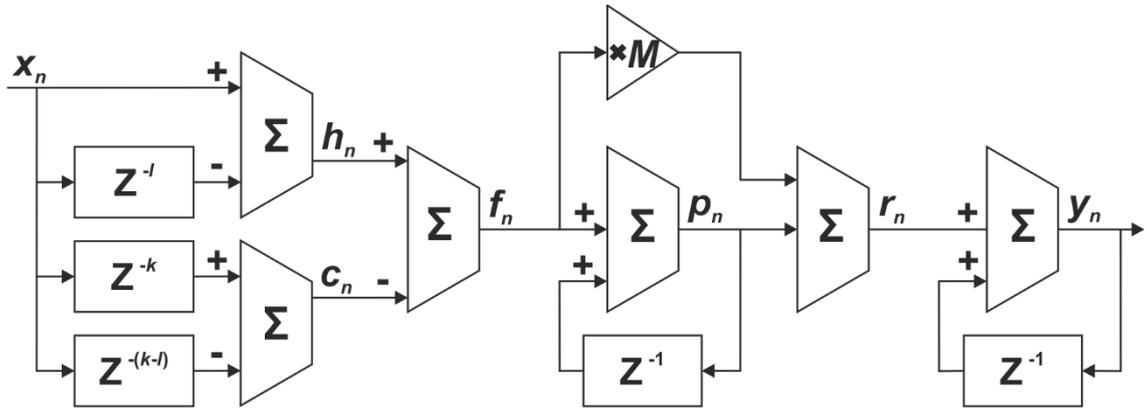


Рисунок 2.32. Блок-схема цифрового трапецеидального формирователя.

Результат обработки трапецеидальным формирователем (красный график) наложенных событий (синий график), сформированных тестовым генератором, реализованным в FPGA, представлен на рисунке 2.33. В этом случае погрешность определения амплитуды наложенного импульса составляет 2 единицы младшего разряда (ЕМР).

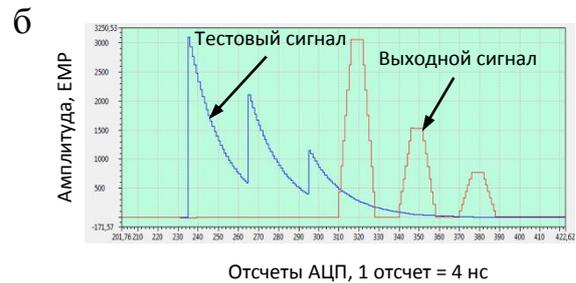
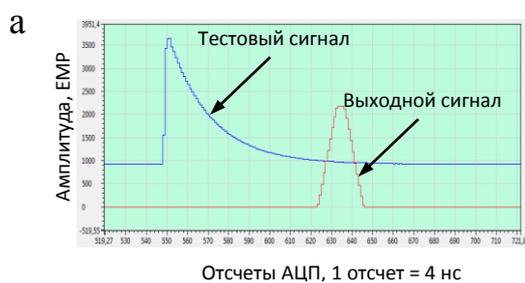


Рисунок 2.33. Результат работы модуля трапецеидального формирователя (синий график — тестовый сигнал, сгенерированный в FPGA, красный график — выходной сигнал) при регистрации: а — одиночного события; б — наложенных событий.

На рисунке 2.34 представлен результат обработки трапецеидальным формирователем наложенных событий, зарегистрированных сцинтилляционным детектором на основе ВГО (Ø80 мм, 100 мм) и ФЭУ Photonis XP3312В с диаметром фотокатода Ø76 мм, синий график — входной сигнал, обработанный сглаживающим фильтром, красный — выходной сигнал трапецеидального формирователя.

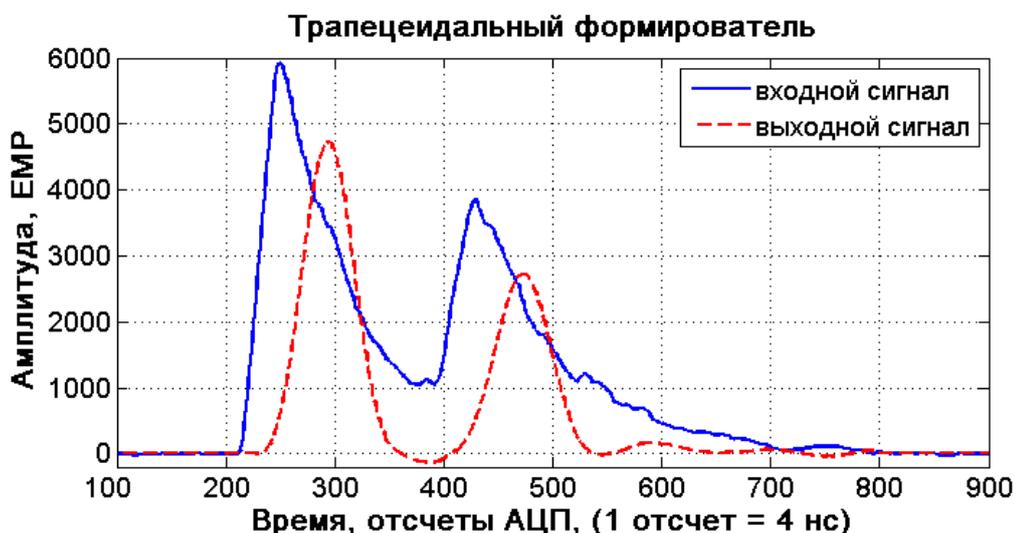


Рисунок 2.34. Обработка трапецеидальным формирователем наложенных событий, зарегистрированных сцинтилляционным детектором на основе ВГО (Ø80 мм, 100 мм) и ФЭУ Photonis XP3312В с диаметром фотокатода Ø76 мм, синий график — входной сигнал, красный — выходной сигнал.

В режиме работы с режекцией наложенных событий в блок определения амплитуды импульса передается выходной сигнал блока коррекции положения нулевой линии, в режиме работы с разделением наложенных событий — выходной сигнал модуля трапецеидального цифрового формирователя. Алгоритм поиска заключается в следующем: текущему значению максимума  $\max_n$  присваивается текущее значение отсчета  $x_n$  при условии, что  $\max_n < x_n$ . При выполнении условия  $\max_n > x_n$ , алгоритм поиска останавливается и формируется флаг обнаружения максимума импульса. На рисунке 2.35

представлен результат работы блока определения амплитуды сигнала, синий график — входной сигнал, красный — амплитуда импульса.

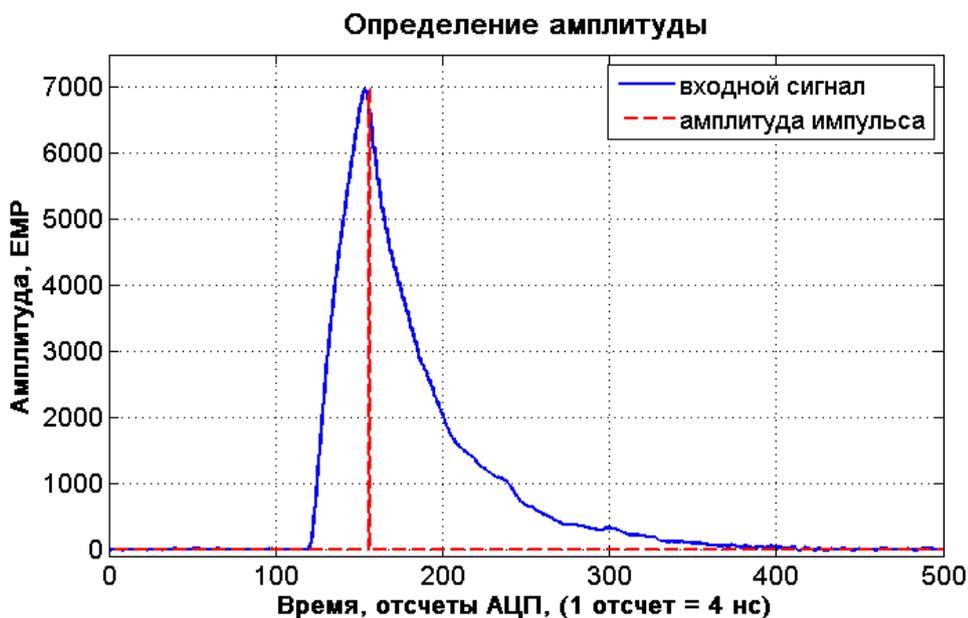


Рисунок 2.35. Результат работы блока определения амплитуды импульса, синий график — входной сигнал, красный — амплитуда импульса.

Аналогично регистратору, рассмотренному в разделе 2.2, по результатам блока определения амплитуды импульса в АЗУ формируется аппаратный спектр зарегистрированных  $\gamma$ -квантов, в котором адрес ячейки соответствует амплитуде импульса, а значение — количеству событий с такой амплитудой.

### 2.3.3. Прикладное программное обеспечение

Прикладное ПО регистратора интенсивного потока  $\gamma$ -квантов с процедурой разделения наложенных событий на основе трапецеидального формирователя построено по клиент-серверной архитектуре. Роль сервера выполняет микроконтроллер Atmel AT91SAM7X512. В его задачи входит: управление ЦАП, АЦП и синтезатором частот по шине SPI, чтение/запись конфигурационных регистров FPGA и передача накопленных массивов данных

клиенту по каналу связи Ethernet-10/100. Взаимодействие клиента с сервером осуществляется по протоколу TCP/IP. Перед началом работы регистратора по запросу клиента сервер загружает конфигурационный файл FPGA. После загрузки конфигурационного файла серверу становятся доступны для чтения внутренние ОЗУ и для чтения/записи управляющие регистры FPGA, один из которых используется для верификации корректной загрузки конфигурационного файла.

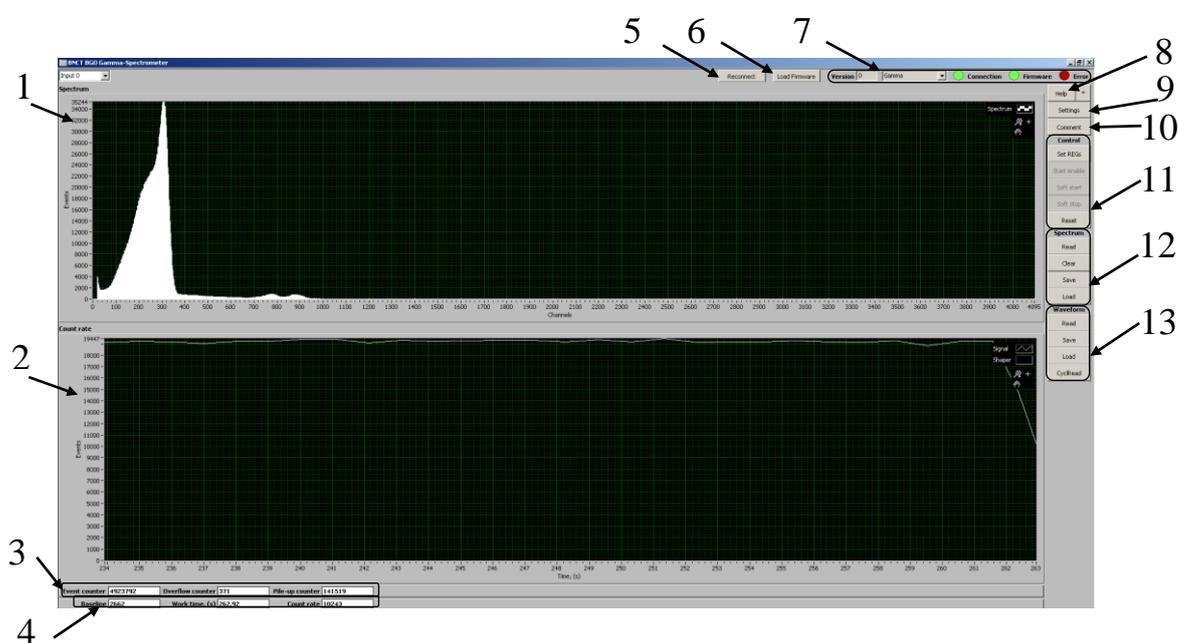


Рисунок 2.36. Панель прикладного ПО регистратора интенсивного потока  $\gamma$ -квантов: 1 — окно отображения аппаратного спектра; 2 — окно отображения скорости счета событий; 3 — отображение данных счетчиков событий; 4 — отображение служебной информации; 5 — установка соединения; 6 — загрузка конфигурационного файла FPGA; 7 — панель индикации; 8 — вызов справки; 9 — вызов панели управления; 10 — вызов панели записи комментариев; 11 — запуск/остановка регистрации; 12 — управление ОЗУ *FAST/SLOW*; 13 — управление ОЗУ профиля сигнала.

Клиентское приложение разработано в среде LabVIEW. Внешний вид панели представлен на рисунке 2.36. Клиентское приложение выполняет: передачу серверу конфигурационного файла FPGA, загрузку значений

управляющих регистров, отображение на экране и запись в файл накопленных массивов данных. Перед стартом регистрации серверу передаются значения управляющих регистров FPGA, которые хранятся в инициализационном файле. Внешний вид панели управления представлен на рисунке 2.37. Во время регистрации выполняется циклическое (с заданной пользователем частотой) считывание, отображение в клиентском приложении, а также запись в файл накопленных во внутренних блоках памяти FPGA данных.

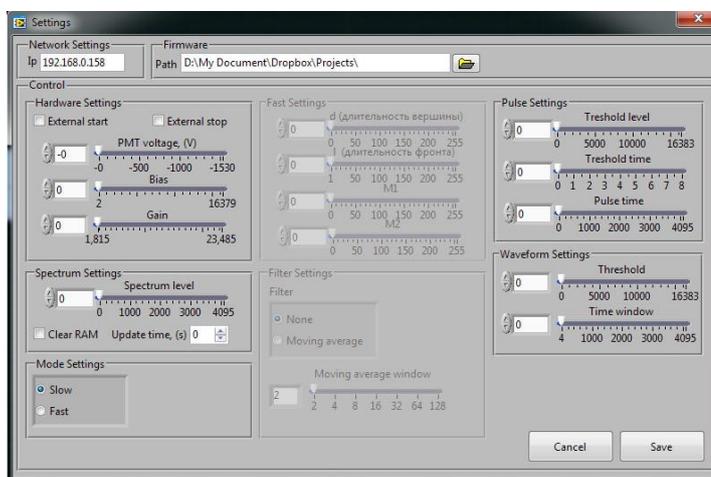


Рисунок 2.37. Панель управления прикладного ПО.

### 2.3.4. Метрологические характеристики

Для измерения энергетического разрешения регистратора интенсивного потока  $\gamma$ -квантов с процедурой разделения наложенных событий на основе трапецеидального формирователя были зарегистрированы аппаратные спектры  $\gamma$ -излучения изотопов  $^{137}\text{Cs}$  и  $^{60}\text{Co}$ . На рисунках 2.38 и 2.39 представлены аппаратные спектры  $\gamma$ -излучения изотопов  $^{60}\text{Co}$  и  $^{137}\text{Cs}$ , соответственно, зарегистрированные в режиме работы регистратора с режекцией наложенных событий. В этом режиме энергетическое разрешение регистратора на основе сцинтиллятора ВГО на линии  $^{137}\text{Cs}$  составило 11%. На рисунке 2.40 представлен аппаратный спектр  $\gamma$ -излучения изотопа  $^{137}\text{Cs}$ , зарегистрированный

в режиме работы регистратора с процедурой разделения наложенных событий на основе трапецеидального формирователя. Энергетическое разрешение на линии  $^{137}\text{Cs}$  в этом режиме составило 20%.

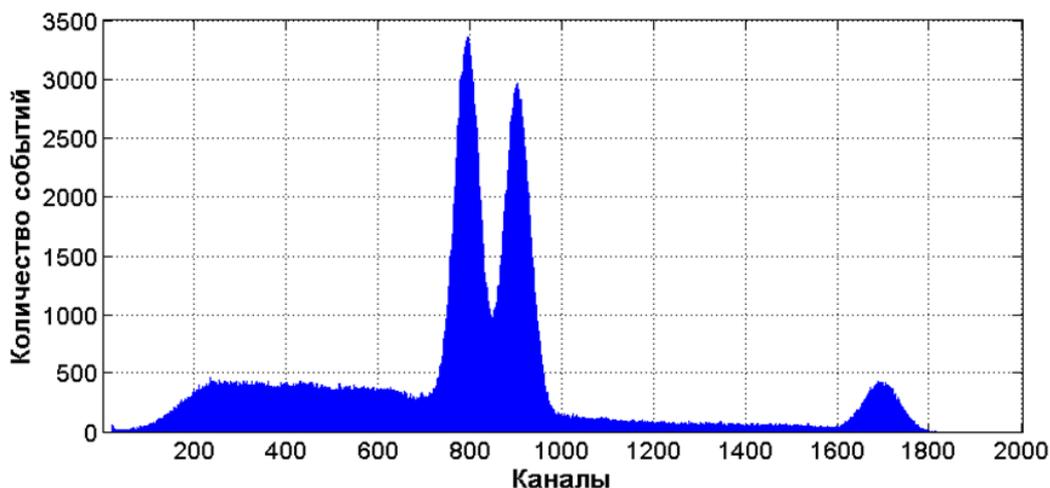


Рисунок 2.38. Аппаратный спектр  $\gamma$ -излучения  $^{60}\text{Co}$ , зарегистрированный в режиме работы регистратора с режекцией наложенных событий.

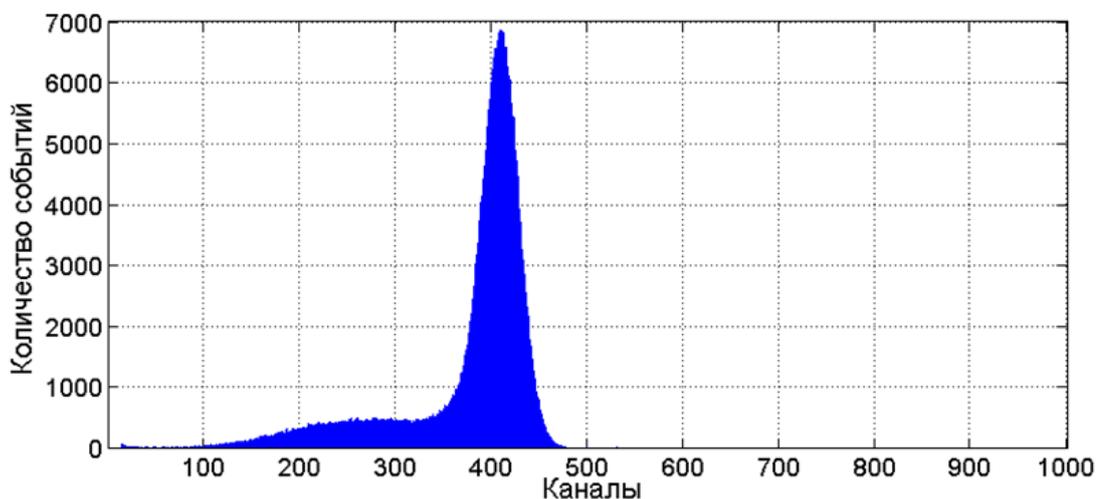


Рисунок 2.39. Аппаратный спектр  $\gamma$ -излучения  $^{137}\text{Cs}$ , зарегистрированный в режиме работы регистратора с режекцией наложенных событий.

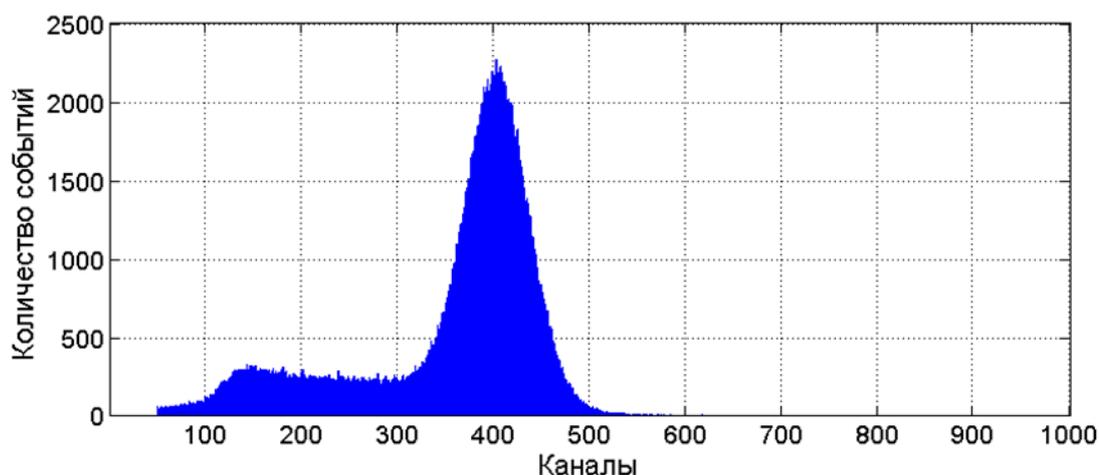


Рисунок 2.40. Аппаратный спектр  $\gamma$ -излучения  $^{137}\text{Cs}$ , зарегистрированный в режиме работы регистратора с процедурой разделения наложенных событий на основе трапецеидального формирователя.

### 2.3.5. Излучение литиевой нейтроногенерирующей мишени

Регистратор интенсивного потока  $\gamma$ -квантов с трапецеидальным формирователем апробирован в эксперименте по регистрации излучения литиевой нейтроногенерирующей мишени на установке «Ускоритель-Тандем БНЗТ». На рисунках 2.41 а и б приведены аппаратные спектры  $\gamma$ -излучения литиевой нейтроногенерирующей мишени, зарегистрированные в режиме с режекцией наложенных событий и с разделением наложенных событий соответственно. Пик соответствует наработанному  $^7\text{Be}$  (478 кэВ) в реакции  $^7\text{Li}(p,n)^7\text{Be}$ . Скорость счета составила  $\sim 1.3 \cdot 10^5$  событий/с.

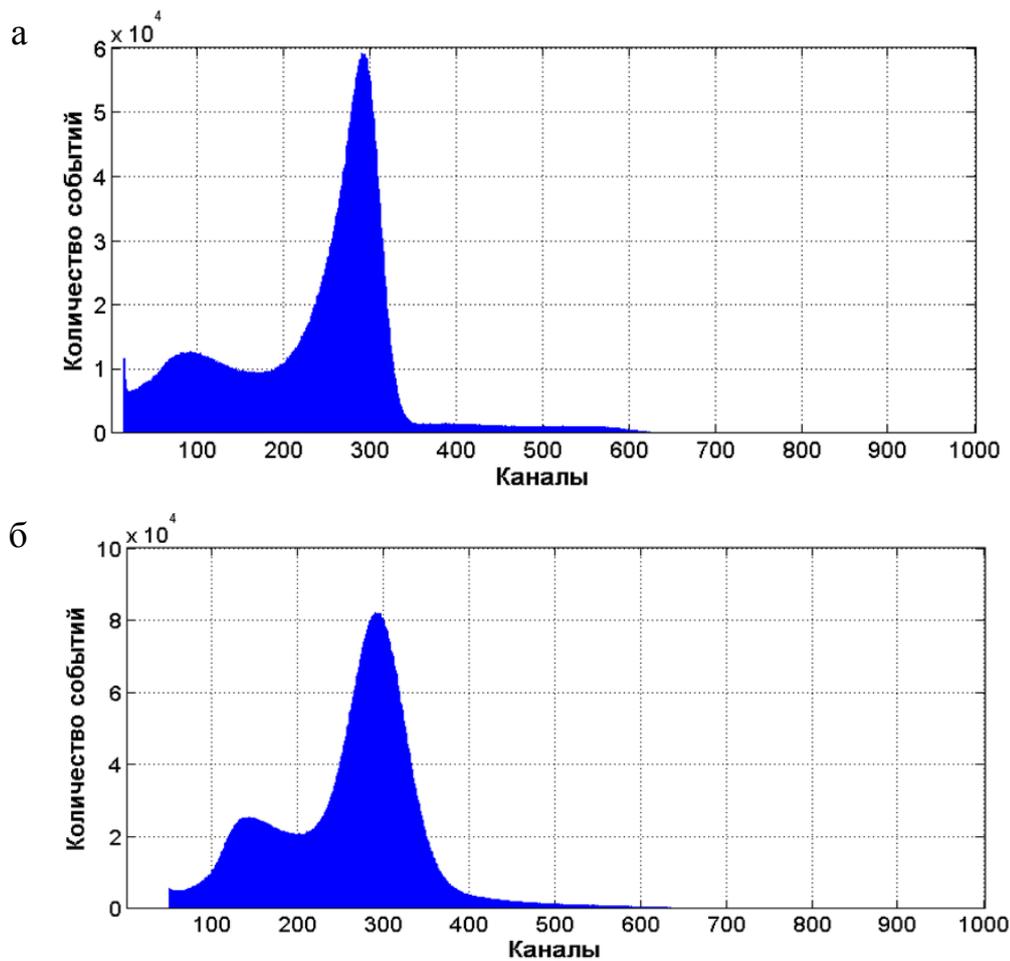


Рисунок 2.41. Аппаратный спектр  $\gamma$ -излучения литиевой нейтроногенерирующей мишени: а — зарегистрированный в режиме с режекцией наложенных событий; б — зарегистрированный в режиме с разделением наложенных событий.

## Глава 3

### Анализатор потока быстрых нейтронов

Регистрация потока быстрых нейтронов применяется для диагностики промышленных устройств, использующих источники или генераторы быстрых нейтронов [1]. Для такого рода диагностики используются детекторы на основе органических сцинтилляторов (стильбен или *p*-терфенил), которые позволяют различать события, связанные с регистрацией нейтронов, от фоновых событий, таких как космическое излучение (мюоны) и сопутствующих нейтронам  $\gamma$ -квантов [15]. При регистрации нейтрона и  $\gamma$ -кванта форма сцинтилляционных импульсов, генерируемых этими детекторами, будет различной. На рисунке 3.1 и в таблице 3.1 представлены форма импульсов и распределение интенсивности излучаемого света во времени при регистрации  $\alpha$ -частицы, нейтрона и  $\gamma$ -кванта сцинтилляционным детектором на основе стильбена соответственно, измеренные в работе [75].

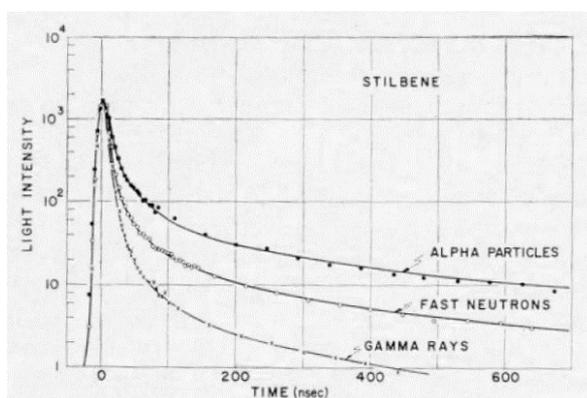


Рисунок 3.1. Форма импульса при регистрации  $\alpha$ -частицы, нейтрона и  $\gamma$ -кванта сцинтилляционным детектором на основе стильбена.

Таблица 3.1. Распределение интенсивности излучаемого света во времени при регистрации  $\alpha$ -частицы, нейтрона и  $\gamma$ -кванта сцинтилляционным детектором на основе стильбена.

Время, нс	Излучаемый свет, % от амплитуды		
	$\gamma$	$n$	$\alpha$
0	100	100	100
20	15	36	54
50	8.6	28	44
100	6.8	24	38
200	5.4	20	32
500	4.0	16	24
1000	3.2	13	19
10000	1.3	5.8	7.2
75000	0	0	0

Системы регистрации потока быстрых нейтронов, построенные на основе органических сцинтилляторов, должны решать задачу  $n$ - $\gamma$ -дискриминации событий по форме импульса. Для решения задачи  $n$ - $\gamma$ -дискриминации в аналоговых системах широко применяется метод сравнения заряда, собранного за разные временные интервалы импульса (Charge Comparison Method, CCM), впервые предложенный в работе [30]. Этот метод основан на анализе соотношения интенсивностей быстрой и медленной компоненты сцинтилляционного импульса. В терминах цифровых систем данный метод заключается в следующем [76 – 79]: импульсы от детекторного модуля оцифровываются АЦП с высокой частотой дискретизации, для каждого импульса вычисляются суммы *FAST* и *SLOW* из последовательности отсчетов АЦП на интервалах времени, обозначенных на рисунке 3.2 как  $t_{FAST}$  и  $t_{SLOW}$  соответственно, где представлена форма импульсов, полученная усреднением по 1000 событий при регистрации нейтрона и  $\gamma$ -кванта детектором на основе  $\text{Ø}30 \times 30$  мм стильбена и ФЭУ Hamamatsu R6231-100. Соотношение сумм *FAST* и *SLOW* используется в качестве критерия  $n$ - $\gamma$ -дискриминации — *PSD* (Pulse shape discrimination) [15], который определяется как:

$$PSD = \frac{FAST}{FAST + SLOW}, \quad (2.16)$$

где  $FAST$  и  $SLOW$  — суммы, полученные за временные интервалы  $t_{FAST}$  и  $t_{SLOW}$ .

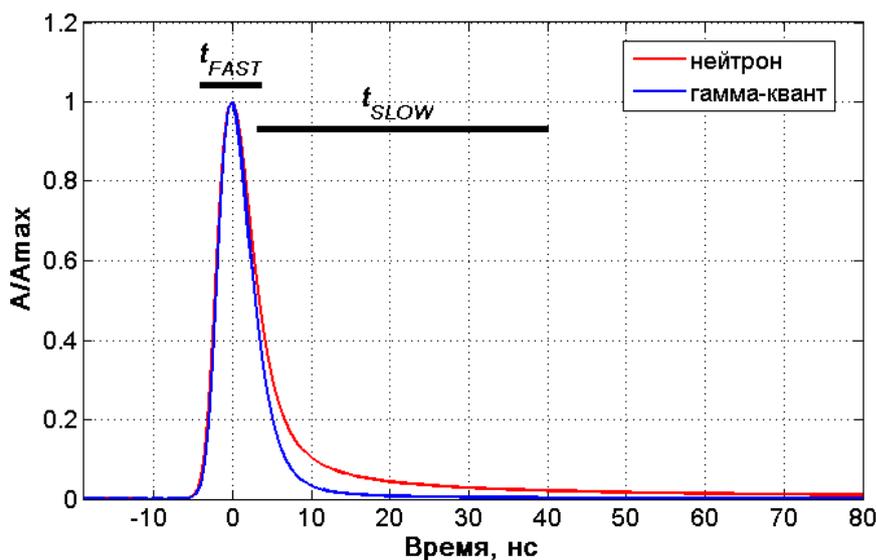


Рисунок 3.2. Форма импульсов, полученных усреднением по 1000 событий при регистрации нейтрона (красный график) и  $\gamma$ -кванта (синий график) детектором на основе  $\text{Ø}30 \times 30$  мм стильбена и ФЭУ Hamamatsu R6231-100.

Для диагностики разрабатываемых в ИЯФ СО РАН генераторов нейтронов [1] необходимы анализаторы потока быстрых нейтронов, позволяющие решать задачу  $n$ - $\gamma$ -дискриминации в режиме реального времени. Результаты по регистрации потока быстрых нейтронов на основе ССМ метода анализаторами, разработанными в ИЯФ СО РАН, представлены в [79, 80, 53, 24]. Поскольку анализатор на основе ССМ метода показал достаточно хорошую качественную оценку  $n$ - $\gamma$ -дискриминации, было принято решение о том, что следующее поколение анализаторов потока быстрых нейтронов для сцинтилляционного детектора на основе стильбена также развивать на основе метода сравнения заряда, собранного за разные временные интервалы импульса.

Для реализации  $n$ - $\gamma$ -дискриминации на основе ССМ метода анализатор должен обладать амплитудным динамическим диапазоном  $\sim 12 - 14$  разрядов, поскольку разница между формами импульсов сцинтилляции от нейтрона и  $\gamma$ -кванта в стильбене составляет несколько процентов (см. рисунок 3.2). Так как постоянная времени высвечивания в стильбене составляет 80 нс, то частота дискретизации АЦП должна составлять не менее 250 МГц. А также, для реализации алгоритма  $n$ - $\gamma$ -дискриминации в режиме реального времени, анализатор должен иметь высокопроизводительный цифровой узел на основе FPGA. Таким образом на основе аппаратной платформы регистратора интенсивного потока  $\gamma$ -квантов, рассмотренного в разделе 2.3, можно построить анализатор потока быстрых нейтронов.

### 3.1. Узел цифровой обработки сигналов

Цифровой узел регистратора интенсивного потока  $\gamma$ -квантов, рассмотренный в разделе 2.3.2, построенный на базе FPGA Altera Cyclone III, был модифицирован для реализации алгоритма  $n$ - $\gamma$ -дискриминации, исполняемого в режиме реального времени. Функциональная блок-схема узла ЦОС для анализатора потока быстрых нейтронов представлена на рисунке 3.3. Все блоки узла ЦОС реализованы на языке описания аппаратуры Verilog.

Архитектура модулей определения порога, режекции высокоэнергетических событий, измерения и коррекции положения нулевой линии совпадает с модулями, описанными в разделе 2.3.2. В связи с тем, что постоянные времени спада сцинтилляционного детектора на основе стильбена составляет  $\sim 80$  нс, была проведена корректировка временных интервалов. На рисунках 3.4 – 3.6 представлены осциллограммы обработки импульсов, зарегистрированных при помощи сцинтилляционного детектора на основе стильбена. На рисунке 3.4 изображена осциллограмма выходного импульса модуля определения порога и соответствующий ему флаг регистрации события,

где длительность флага соответствует значению параметра  $t_{pulse}$ , установленному равным 60 отсчетам АЦП (240 нс), уровень порога —  $\Delta = 100 \text{ ЕМР}$ , время срабатывания порога —  $t_{\Delta} = 2$  отсчета (8 нс).

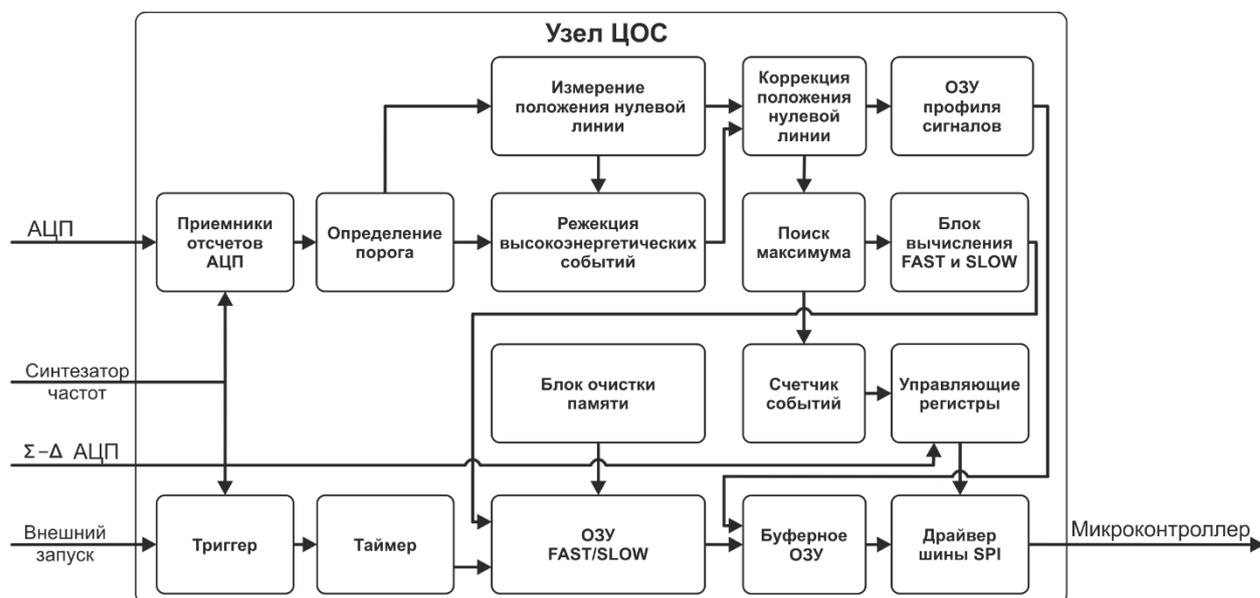


Рисунок 3.3. Структура узла ЦОС анализатора потока быстрых нейтронов.

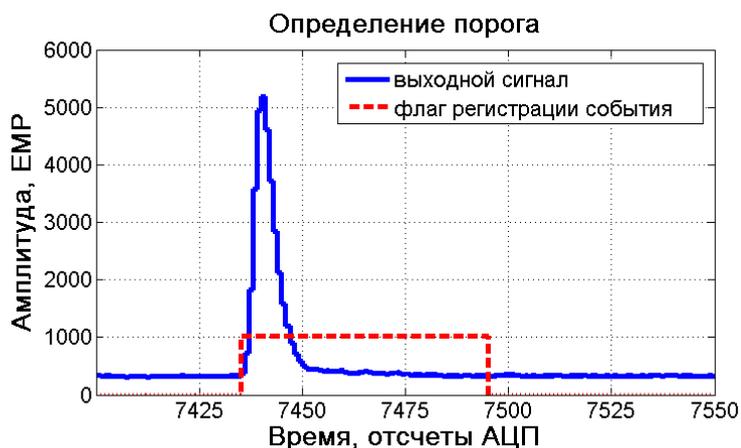


Рисунок 3.4. Выходной сигнал модуля определения порога и соответствующий флаг регистрации события.

На рисунке 3.5 а представлена осциллограмма сигнала на входе и на выходе блока измерения нулевой линии при параметрах узла ЦОС: порог

$\Delta = 200$  ЕМР, время срабатывания порога  $t_{\Delta} = 2$  отсчета (8 нс), длительность импульса  $t_{pulse} = 70$  отсчетов (280 нс). Амплитуда первого импульса меньше установленного порога, поэтому условие (2.14)  $x_n - x_{n-k} > \Delta$  не выполняется, флаг регистрации события не формируется, и вычисление нулевой линии не блокируется. При регистрации второго импульса с амплитудой, превышающей установленный порог, флаг регистрации события формируется и измерение нулевой линии приостанавливается на интервале времени, соответствующем длительности этого флага, а положение нулевой линии фиксируется на последнем вычисленном значении. На рисунке 3.5 б представлена осциллограмма сигнала на входе и на выходе блока коррекции положения нулевой линии.

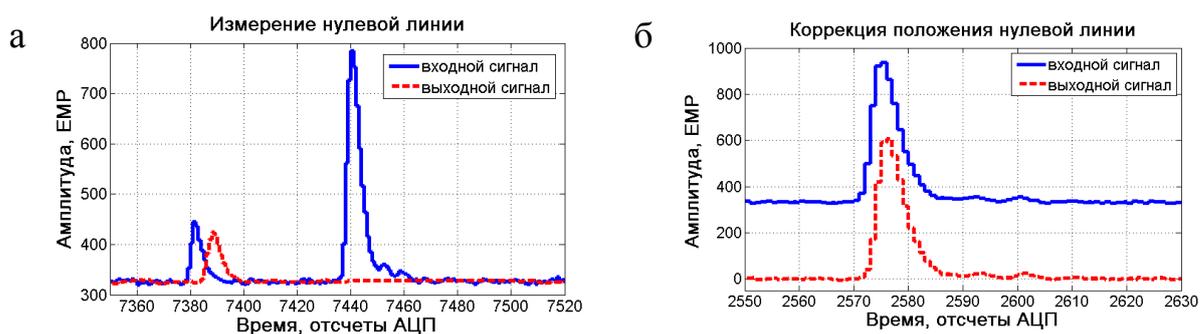


Рисунок 3.5. Осциллограммы входного и выходного сигналов модуля: а — измерения положения нулевой линии; б — коррекции положения нулевой линии.

Осциллограмма импульса с амплитудой, превышающей полную шкалу АЦП, и соответствующий сигнал на выходе блока режекции изображены на рисунке 3.6 а. На рисунке 3.6 б представлен импульс с амплитудой меньше полной шкалы АЦП и соответствующий сигнал на выходе блока режекции, такой импульс проходит без изменений и обрабатывается в дальнейшем тракте узла ЦОС.

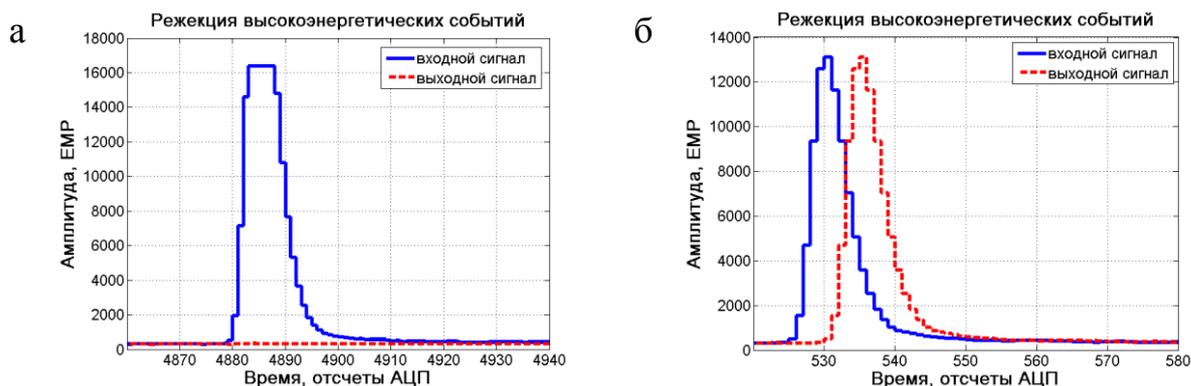


Рисунок 3.6. Осциллограмма входных и выходных сигналов блока режекции высокоэнергетических событий в случае: а — импульса, приводящего к переполнению шкалы АЦП; б — импульса с амплитудой меньше полной шкалы АЦП.

На рисунке 3.7 представлена осциллограмма сигнала на выходе блока поиск максимума и соответствующий флаг обнаружения максимума импульса.

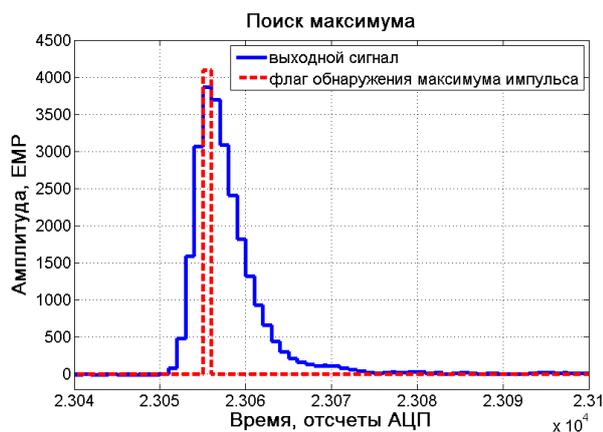


Рисунок 3.7. Выходной сигнал модуля поиска максимума и соответствующий флаг обнаружения максимума импульса.

Флаг обнаружения максимума импульса запускает алгоритм подсчета *FAST* и *SLOW* сумм (см. рисунок 3.8). По задержанным на  $t_{prehistory}$  отсчетам (см. рисунок 3.8 а) выполняется расчет суммы *FAST*. Через  $t_{FAST}$  запускается расчет суммы *SLOW* (см. рисунок 3.8 б), через  $t_{SLOW}$  значения *FAST* и *SLOW* записываются в ОЗУ *FAST/SLOW*, реализованное во внутреннем ОЗУ FPGA. На рисунке 3.9 представлена осциллограмма сигнала и флаги окон для расчета

сумм *FAST* и *SLOW* при длительностях интервалов предыстории  $t_{prehistory} = 0$ , подсчета сумм *FAST*  $t_{FAST} = 4$  отсчета (16 нс) и *SLOW*  $t_{SLOW} = 10$  отсчетов (40 нс).

Помимо основного алгоритма  $n$ - $\gamma$ -дискриминации в узле ЦОС предусмотрены такие вспомогательные блоки, как счетчики высокоэнергетических и полного числа зарегистрированных событий, а также счетчик времени набора статистики. Накопленные массивы *FAST* и *SLOW* сумм и данные вспомогательных блоков узла ЦОС передаются в микроконтроллер по шине SPI по запросу оператора.

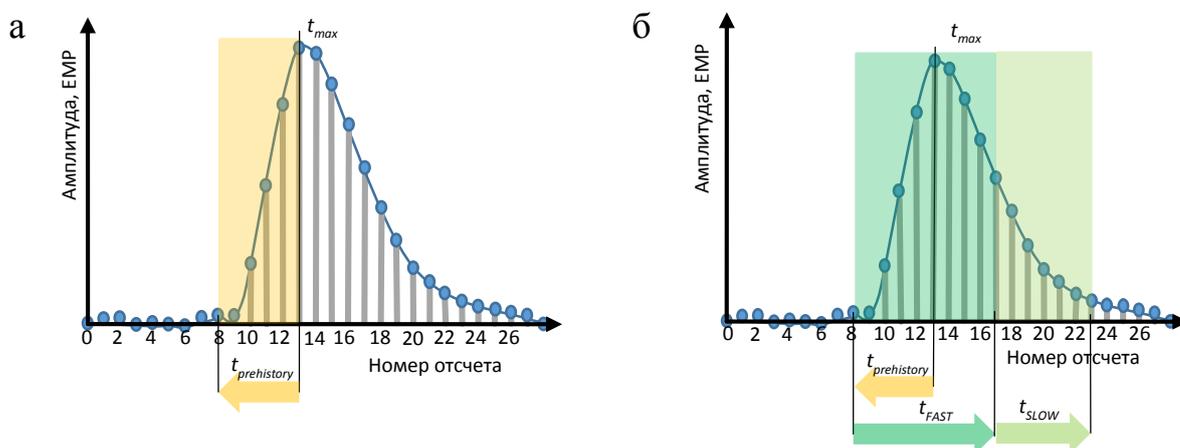


Рисунок 3.8. Диаграмма расчета сумм *FAST* и *SLOW*: а — определение предыстории; б — определение *FAST* и *SLOW* интервалов.

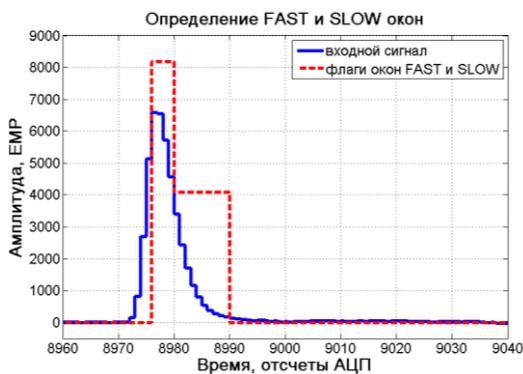


Рисунок 3.9. Осциллограмма сигнала и флаги окон для расчета сумм *FAST* и *SLOW*.

### 3.2. Прикладное программное обеспечение

Прикладное ПО анализатора потока быстрых нейтронов разработано на основе ПО для регистратора интенсивного потока  $\gamma$ -квантов, рассмотренного в разделе 2.3.3. Серверная часть осталась без изменения, модификации подверглось только клиентское приложение. Внешний вид панели клиентского приложения представлен на рисунке 3.10, в верхнем окне которого отображается *FAST/SLOW* распределение, в нижнем — участок осциллограммы и флаги окон *FAST* и *SLOW*. Во время регистрации прикладное ПО выполняет циклическое (с заданной пользователем частотой) считывание, отображение и запись в файл *FAST* и *SLOW* сумм и данных вспомогательных модулей узла ЦОС. Данные сохраняются в файл, содержащий установленные параметры измерений, инкрементирующийся в каждом цикле опроса данных номер измерения, текущее время, значения *FAST* и *SLOW*, значение счетчиков высокоэнергетических и полного числа зарегистрированных событий, а также время набора статистики.

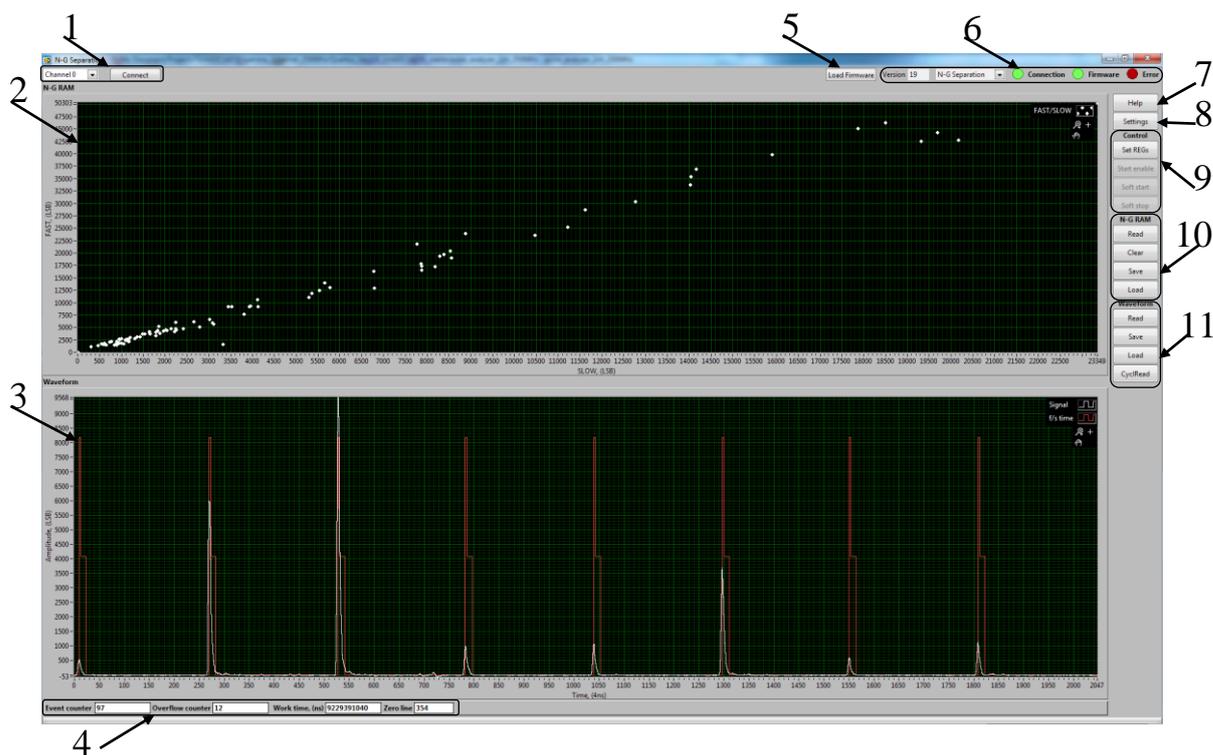


Рисунок 3.10. Панель прикладного ПО для анализатора потока быстрых нейтронов: 1 — установка соединения; 2 — окно отображения распределения по *FAST/SLOW*; 3 — окно отображения профиля входного сигнала; 4 — отображение данных счетчиков событий; 5 — загрузка конфигурационного файла FPGA; 6 — панель индикации; 7 — вызов справки; 8 — вызов панели управления; 9 — запуск/остановка регистрации; 10 — управление ОЗУ *FAST/SLOW*; 11 — управление ОЗУ профиля сигнала.

### 3.3. Метрологические испытания

Метрологические тесты проводились на экспериментальном стенде в ИЯФ СО РАН. На рисунке 3.11 приведены фотографии анализатора потока быстрых нейтронов в сборе. В качестве источника нейтронов и  $\gamma$ -квантов применялся калифорний  $^{252}\text{Cf}$ , расположенный в непосредственной близости от детектора и обеспечивающий скорость счета  $\sim 90$  событий/с. На рисунке 3.12 представлена диаграмма *n*- $\gamma$ -дискриминации, построенная по *FAST* и *SLOW* суммам при регистрации излучения от  $^{252}\text{Cf}$  при параметрах узла ЦОС: порог  $\Delta = 500$  EMP, время срабатывания порога  $t_{\Delta} = 2$  отсчета (8 нс), длительность

импульса  $t_{pulse} = 60$  отсчетов (240 нс), длительность предыстории  $t_{prehistory} = 0$ , длительность окна *FAST*  $t_{FAST} = 6$  отсчета (24 нс), длительность окна *SLOW*  $t_{SLOW} = 20$  отсчетов (80 нс).



Рисунок 3.11. Фотографии анализатора потока быстрых нейтронов.

В такого рода диагностиках для оценки качества  $n$ - $\gamma$ -дискриминации распределение, представленное на рисунке 3.12, принято рассматривать в терминах энергии и  $PSD$  (2.16). Для калибровки энергетической шкалы регистрировалось  $\gamma$ -излучение от  $^{137}\text{Cs}$ , с теми же параметрами узла ЦОС, что и при регистрации излучения от  $^{252}\text{Cf}$ . На рисунке 3.13 показан аппаратный спектр  $^{137}\text{Cs}$ , где по оси  $x$  отложены значения ( $FAST + SLOW$ ), по оси  $y$  — количество событий, соответствующее этому значению. Границе комптоновского распределения, которая для  $^{137}\text{Cs}$  составляет 477.3 кэВ, соответствует значение ( $FAST + SLOW$ ) — 32851 EMP.

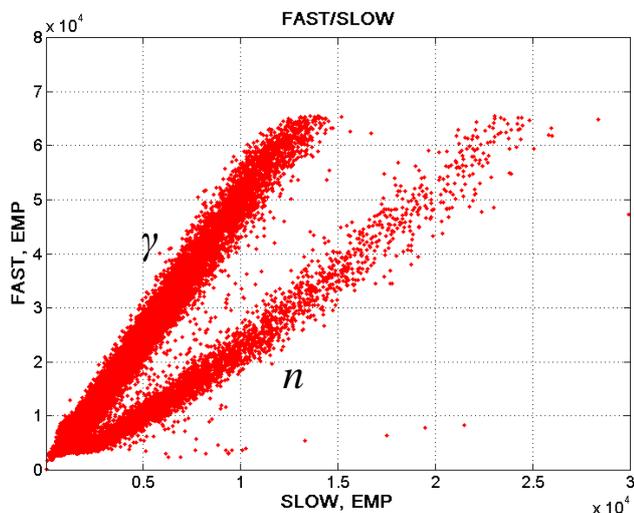


Рисунок 3.12. Диаграмма  $n$ - $\gamma$ -дискриминации, построенная по  $FAST$  и  $SLOW$  суммам ( $^{252}\text{Cf}$ , 90 событий/с).

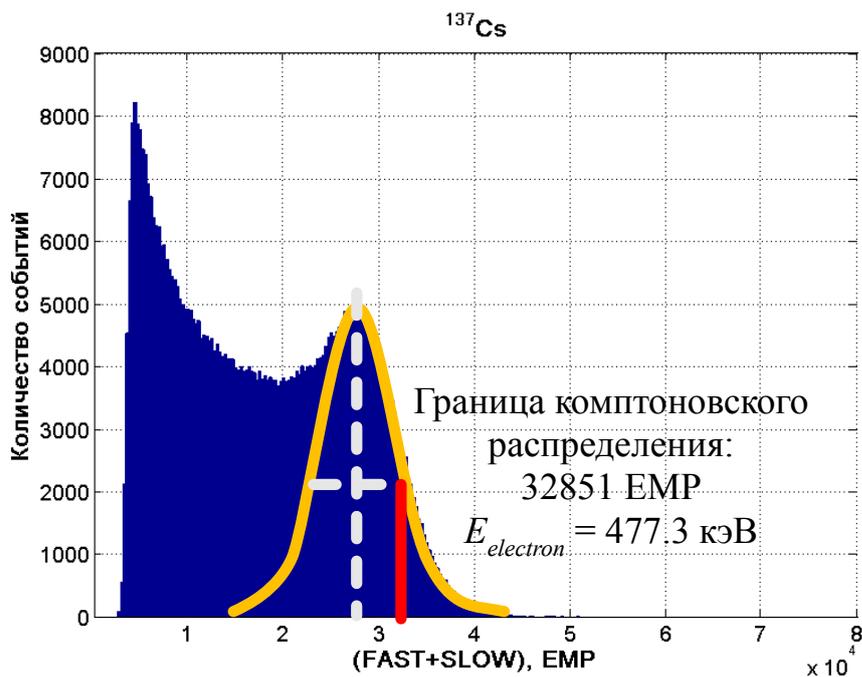


Рисунок 3.13. Спектр  $^{137}\text{Cs}$  (границе комптоновского распределения 477.3 кэВ соответствует 32851 EMP).

Таким образом, распределение, представленное на рисунке 3.12, можно перестроить в терминах  $PSD$  и энергии, как изображено на рисунке 3.14. Значение по оси  $x$  соответствует значению  $FAST + SLOW$ , прокалиброванному

на энергию границы комптоновского распределения для  $^{137}\text{Cs}$ . Цветом показана плотность событий в распределении.

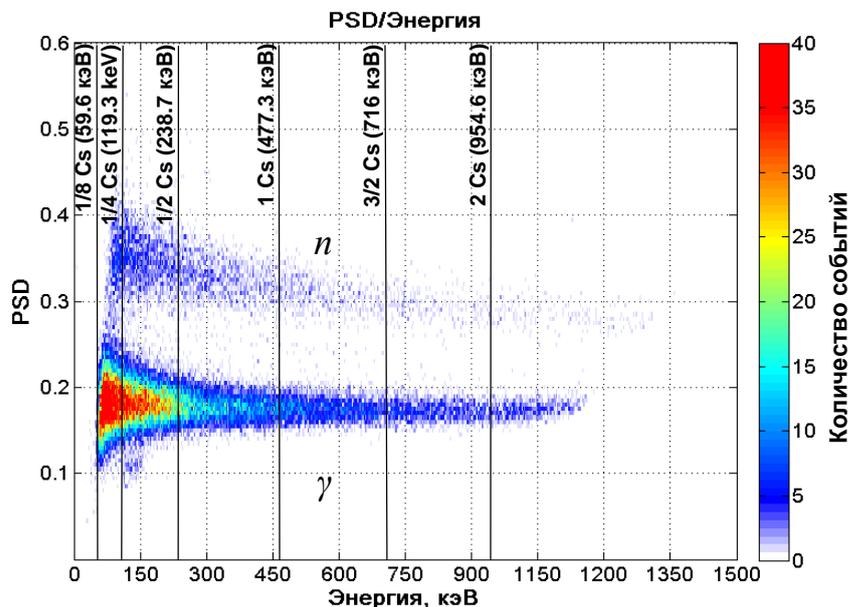


Рисунок 3.14. Распределение  $PSD$  от энергии ( $^{252}\text{Cf}$ , 90 событий/с).

Из рисунка 3.14 видно, что две ветви нейтронов и  $\gamma$ -квантов достаточно хорошо разделяются. Для того чтобы количественно оценить эффективность  $n$ - $\gamma$ -дискриминации необходимо вычислить коэффициент добротности  $FOM$  (Figure of Merit) [15], который определяется как:

$$FOM = \frac{\Delta_{peak}}{FWHM_n + FWHM_\gamma}, \quad (2.17)$$

где  $\Delta_{peak}$  — интервал между пиками распределения нейтронов и  $\gamma$ -квантов,  $FWHM_n$  и  $FWHM_\gamma$  — полная ширина на половине высоты пика нейтронов и пика  $\gamma$ -квантов соответственно. Оценка качества  $n$ - $\gamma$ -дискриминации проводилась на энергиях, соответствующих 1/8 Cs, 1/4 Cs, 1/2 Cs, 1 Cs, 3/2 Cs и 2 Cs от энергии границы комптоновского распределения для  $^{137}\text{Cs}$ . На рисунке 3.15 представлены гистограммы распределения событий по  $PSD$  и соответствующие

значения  $FOM$  для этих энергетических срезов. Анализатор потока быстрых нейтронов для сцинтилляционного детектора на основе стильбена обеспечивает  $n$ - $\gamma$ -дискриминацию на линии 1 Cs (477.3 кэВ) с коэффициентом добротности  $FOM$  не хуже 2.01 (см. рисунок 3.15 г). Коммерческая система регистрации CAEN DT5790 [45] в сборе со сцинтилляционным детектором BC501-A обеспечивает  $n$ - $\gamma$ -дискриминацию на линии 1 Cs с  $FOM = 1.79$ .

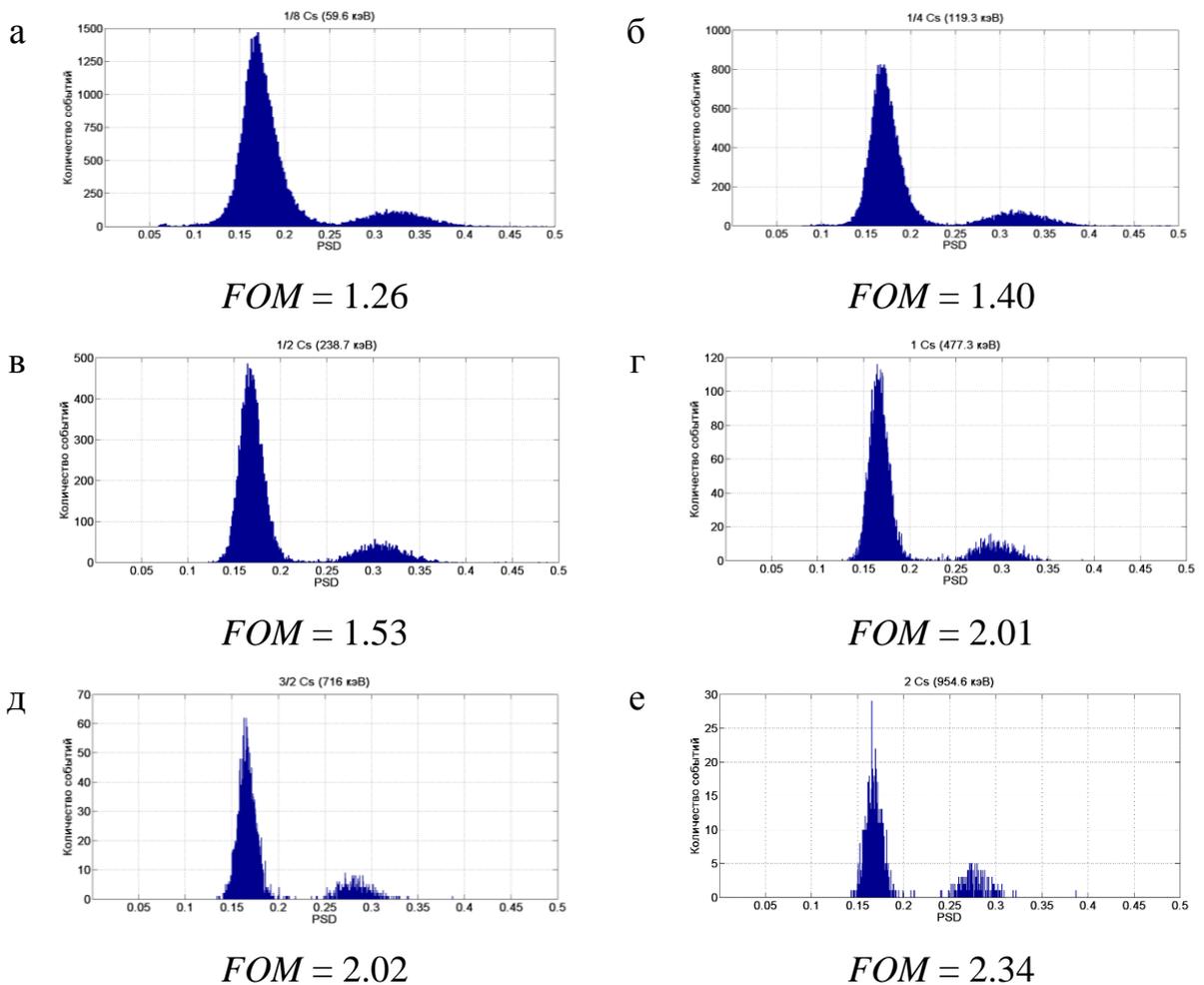


Рисунок 3.15. Гистограмма событий и значения  $FOM$  для: а — 1/8 Cs (59.6 кэВ); б — 1/4 Cs (119.3 кэВ); в — 1/2 Cs (238.7 кэВ); г — 1 Cs (477.3 кэВ); д — 3/2 Cs (716 кэВ); е — 2 Cs (954.6 кэВ).

### 3.4. Поиск оптимальных параметров узла ЦОС

Для получения наилучших значений  $FOM$  был проведен поиск оптимальных параметров узла ЦОС, а именно  $t_{prehistory}$ ,  $t_{FAST}$  и  $t_{SLOW}$ . Диапазоны изменения параметров ЦОС приведены в таблице 3.2. Длина импульса, генерируемая сцинтилляционным детектором на основе стильбена, составляет ~60 отсчетов. Поэтому для поиска оптимальных параметров узла ЦОС  $t_{FAST}$  и  $t_{SLOW}$  пробегали значение от 1 до 59 отсчетов. Стоит отметить, что  $t_{prehistory}$  изменялось не только в левую сторону относительно момента времени обнаружения максимума импульса, но и в правую, то есть устанавливалась не только предыстория, но и «постистория». Для автоматизации задачи оптимизации параметров узла ЦОС разработано ПО в среде LabVIEW, внешний вид панели которого представлен на рисунке 3.16. При оптимизации выполнялся алгоритм расчета  $FOM$ , рассмотренный в разделе 3.3, для всех наборов параметров  $t_{prehistory}$ ,  $t_{FAST}$  и  $t_{SLOW}$  из диапазонов, указанных в таблице 3.2.

Таблица 3.2. Диапазоны изменения параметров ЦОС для поиска оптимальных параметров.

Параметр	Диапазон изменения	
	отсчеты АЦП	нс
Размер предыстории ( $t_{prehistory}$ )	-5...53	-20...212
Длина окна $FAST$ ( $t_{FAST}$ )	1...59	4...236
Длина окна $SLOW$ ( $t_{SLOW}$ )	1...59	4...236

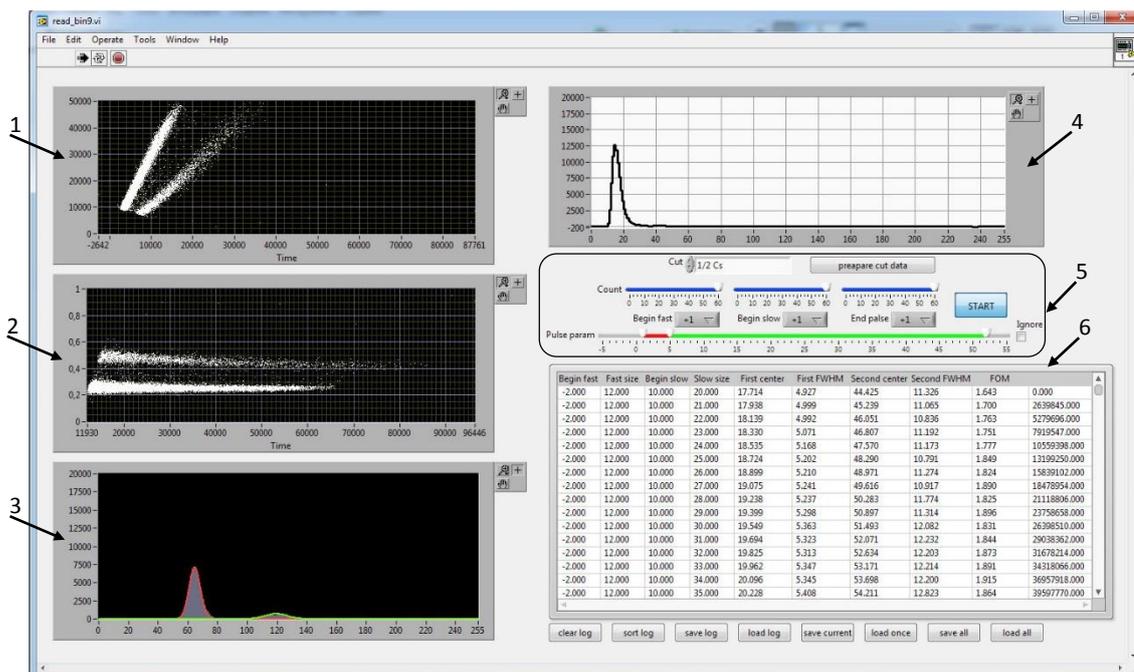


Рисунок 3.16. Внешний вид панели ПО для поиска оптимальных параметров узла ЦОС: 1 — распределение по *FAST/SLOW*; 2 — распределение *PSD*; 3 — гистограмма событий; 4 — профиль сигнала; 5 — панель установки диапазонов изменения параметров ЦОС для поиска оптимальных параметров; 6 — панель отображения рассчитанных данных.

В результате проведения расчетов FOM на энергетических срезах:  $1/8$  Cs,  $1/4$  Cs,  $1/2$  Cs,  $1$  Cs,  $3/2$  Cs и  $2$  Cs, получены параметры, при которых наблюдаются наибольшие значения FOM, то есть наилучшая  $n$ - $\gamma$ -дискриминация методом сравнения заряда, собранного за разные временные интервалы импульса. В таблице Таблица 3.3 приведены сводные данные по оптимальным параметрам узла ЦОС различных энергетических срезов. Начало окон *FAST* и *SLOW*, а также конец окна *SLOW* даны относительно момента появления максимума импульса. Наибольшие значения *FOM* наблюдаются при привязке начала окна *FAST* на 2–3 отсчета правее момента обнаружения максимума импульса, то есть при установке не предыстории, а «постистории». При этом длины окон *FAST* и *SLOW* должны составлять от 2 до 5 и от 46 до 49 отсчетов соответственно.

Таблица 3.3. Оптимальные параметры узла ЦОС.

Параметр	Ед. Изм.	Значение						
		Полн. Диап.	1/8 Cs	1/4 Cs	1/2 Cs	1 Cs	3/2 Cs	2 Cs
Начало окна <i>FAST</i>	<b>отсч.</b>	<b>2</b>	<b>2</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>2</b>	<b>2</b>	<b>2</b>
	нс	8	8	8	12	8	8	8
Длина окна <i>FAST</i>	<b>отсч.</b>	<b>3</b>	<b>3</b>	<b>3</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>	<b>5</b>
	нс	12	12	12	8	12	16	20
Начало окна <i>SLOW</i>	<b>отсч.</b>	<b>5</b>	<b>5</b>	<b>5</b>	<b>5</b>	<b>5</b>	<b>6</b>	<b>7</b>
	нс	20	20	10	20	20	24	28
Длина окна <i>SLOW</i>	<b>отсч.</b>	<b>47</b>	<b>47</b>	<b>47</b>	<b>48</b>	<b>46</b>	<b>49</b>	<b>47</b>
	нс	188	188	188	192	184	196	188
Конец окна <i>SLOW</i>	<b>отсч.</b>	<b>52</b>	<b>52</b>	<b>52</b>	<b>53</b>	<b>51</b>	<b>55</b>	<b>54</b>
	нс	208	208	208	212	204	220	216
<b><i>FOM</i></b>		<b>1.6</b>	<b>1.83</b>	<b>1.9</b>	<b>2.09</b>	<b>2.6</b>	<b>2.89</b>	<b>3.01</b>

### 3.5. Измерение нейтронного выхода на прототипе инжектора токамака TCV

Анализатор потока быстрых нейтронов с  $n$ - $\gamma$ -дискриминацией в режиме реального времени был апробирован в эксперименте по измерению нейтронного выхода на прототипе инжектора, разработанного в ИЯФ СО РАН для токамака TCV (г. Лозанна, Швейцария). Нейтронные измерения проводились с целью оценки радиационной опасности для персонала и исследовании накопления изотопов водорода в приемниках пучков и плазмы. Конструкция прототипа инжектора токамака TCV представлена на рисунке 3.17. Инжектор генерирует пучок быстрых атомов дейтерия с энергией 30 кэВ и эквивалентным током 50 А. Нейтроны образуются в реакции  $D + D = {}^3\text{He} + n$  (2.45 МэВ) при столкновении ускоренных атомов дейтерия с газообразным дейтерием в нейтрализаторе и атомами дейтерия, имплантированными в приемник пучка.

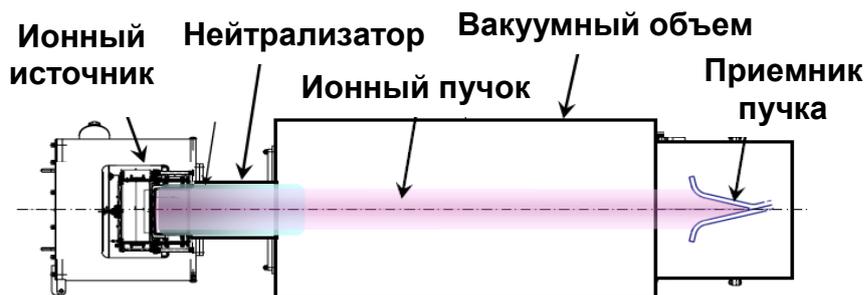


Рисунок 3.17. Конструкция прототипа инжектора токамака TCV (г. Лозанна, Швейцария).

На рисунке 3.18 приведена построенная по *FAST* и *SLOW* суммам диаграмма *n-γ*-дискриминации событий при регистрации нейтронов с энергией 2.45 МэВ от DD-генератора с параметрами узла ЦОС: порог  $\Delta = 930$  EMP, время срабатывания порога  $t_{\Delta} = 3$  отсчета (12 нс), длительность импульса  $t_{pulse} = 60$  отсчетов (240 нс), длительность предыстории  $t_{prehistory} = 2$  отсчета (8 нс), длительность окна *FAST*  $t_{FAST} = 8$  отсчетов (32 нс), длительность окна *SLOW*  $t_{SLOW} = 20$  отсчетов (80 нс).

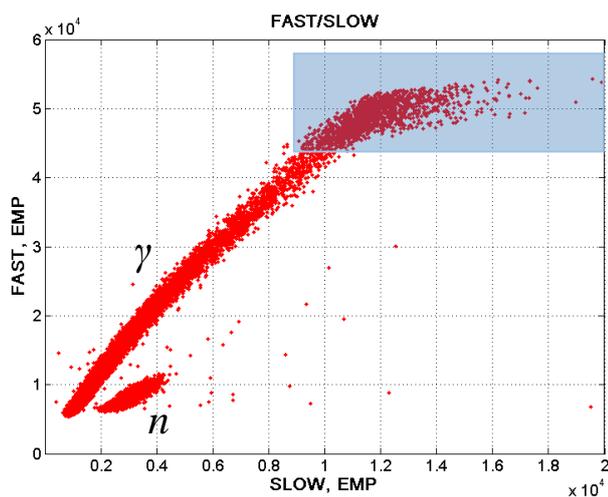
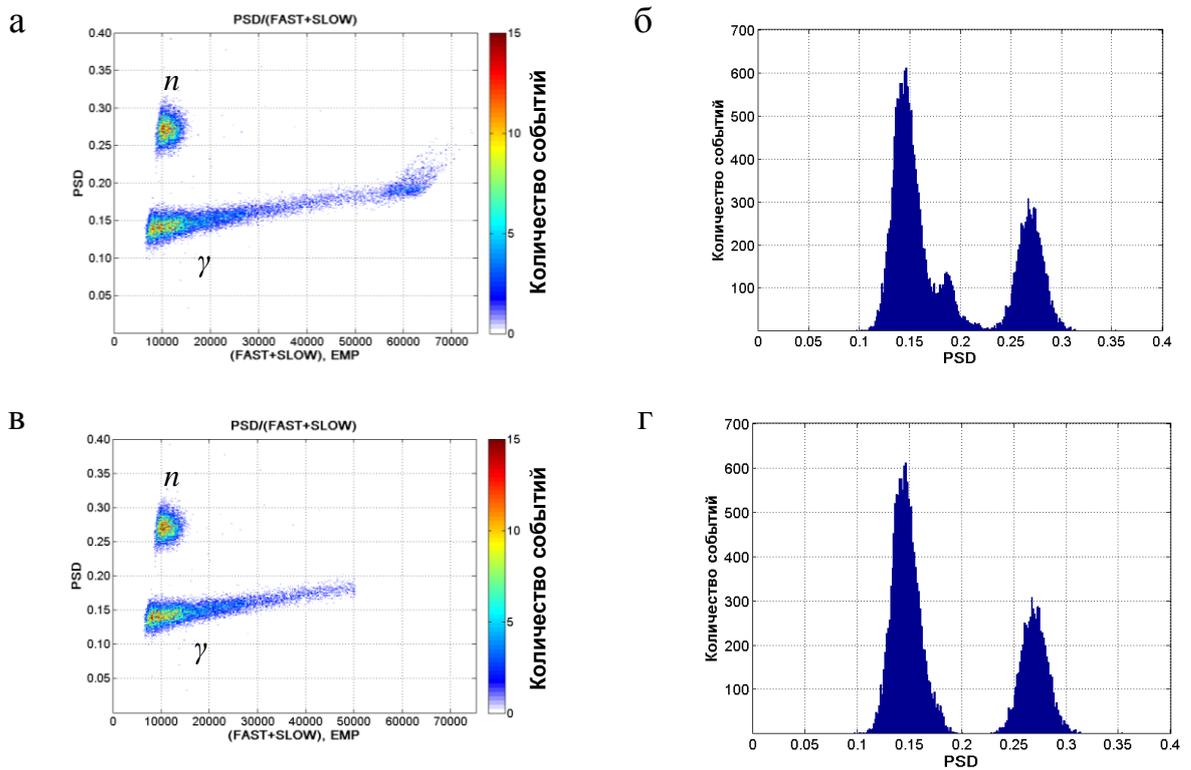


Рисунок 3.18. Диаграмма *n-γ*-дискриминации, построенная по *FAST* и *SLOW* суммам при регистрации нейтронного потока на прототипе инжектора, разработанного в ИЯФ СО РАН (г. Новосибирск) для токамака TCV (г. Лозанна, Швейцария).

Во время эксперимента в узел ЦОС не был добавлен блок аппаратной обработки высокоэнергетических событий, что привело к загибу ветви соответствующей  $\gamma$ -квантам, показанному заштрихованной областью на рисунке 3.18. На рисунке 3.19 а представлены графики  $PSD$  без блока режекции высокоэнергетических событий и с режекцией (см. рисунок 3.19 в), с соответствующими гистограммами событий (см. рисунки 3.19 б и г).



$$FOM = 2.34$$

Рисунок 3.19. Измерение нейтронного выхода на прототипе инжектора для токамака TCV (г. Лозанна, Швейцария): а — распределение  $PSD$  от  $FAST + SLOW$ ; б — гистограмма событий; в — распределение  $PSD$  от  $FAST + SLOW$  с коррекцией высокоэнергетических событий; г — гистограмма событий с коррекцией высокоэнергетических событий.

Для корректного вычисления  $FOM$  высокоэнергетические события были исключены из рассмотрения (см. рисунок 3.19 в). Значение  $FOM$  в этом случае составило 2.34 (см. рисунок 3.19 г).

## Глава 4

# Цифровой анализатор сигналов алмазного детектора для Вертикальной нейтронной камеры ИТЭР

### 4.1. Вертикальная нейтронная камера ИТЭР

В настоящее время ведется строительство первого в мире экспериментального термоядерного реактора ИТЭР (г. Кадараш, Франция), целью которого является демонстрация технической возможности получения энергии реакций термоядерного синтеза  $D + D$  и  $D + T$ . На рисунке 4.1 представлена конструкция токамака ИТЭР, рабочие параметры которого составляют:

- тороидальное магнитное поле 5.3 Т;
- тороидальный плазменный ток 15 МА;
- длительность импульса 400 – 600 с;
- полная термоядерная мощность до 700 МВт;
- ожидаемый выход нейтронов — от  $10^{14}$  до  $10^{21}$  событий/с с энергиями нейтронов 2.45 и 14 МэВ в реакциях  $D + D$  и  $D + T$ .

Вертикальная нейтронная камера (ВНК) ИТЭР, разработка которой закреплена за Россией, является одной из диагностик, предназначенных для регистрации потока термоядерных нейтронов [28]. На рисунке 4.2 представлена конструкция ВНК ИТЭР. Требования к диагностическому комплексу ВНК ИТЭР:

- регистрация потока нейтронов до  $10^7$  событий/с;

- формирование аппаратных спектров в режиме реального времени с дискретностью 10 мс;
- многоканальная система регистрации;
- единая система синхронизации каналов регистрации;
- сопряжение на уровне ПО с общей системой хранения данных ИТЭР;
- электронное оборудование, сертифицированное по стандартам ИТЭР.

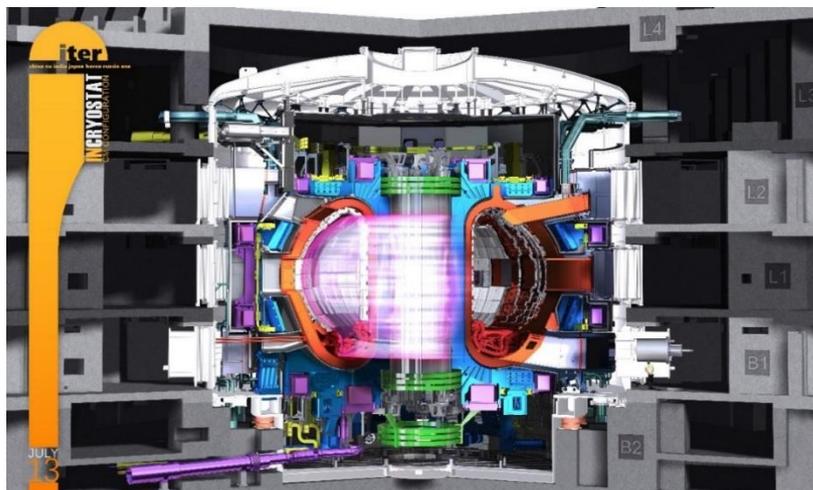


Рисунок 4.1. Конструкция токамака ИТЭР (г. Кадараш, Франция).

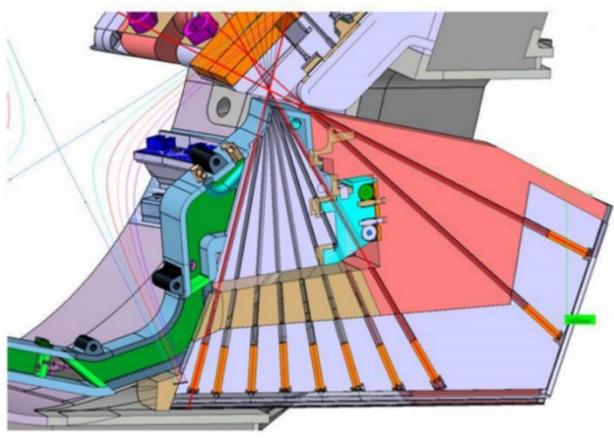


Рисунок 4.2. Конструкция Вертикальной нейтронной камеры ИТЭР.

Каждый измерительный тракт диагностического комплекса ВНК ИТЭР состоит из:

- алмазного детектора на основе CVD (Chemical vapor deposition) пластины (разрабатывается ТРИНИТИ, г. Троицк) [81 – 83]. Фотографии алмазного детектора и высоковольтного источника питания (ИЯФ СО РАН) приведены на рисунках 4.3 а и в соответственно;
- усилительного блока, включающего в себя предусилитель и усилитель-формирователь (ИЯФ СО РАН). Фотография усилителя с алмазным детектором в сборе изображена на рисунке 4.3 б;
- аппаратуры регистрации, включающей в себя АЦП и узел ЦОС;
- сервера на основе PICGM FAST Controller;
- системы хранения данных.

Функциональная блок-схема измерительного тракта ВНК ИТЭР приведена на рисунке 4.4.

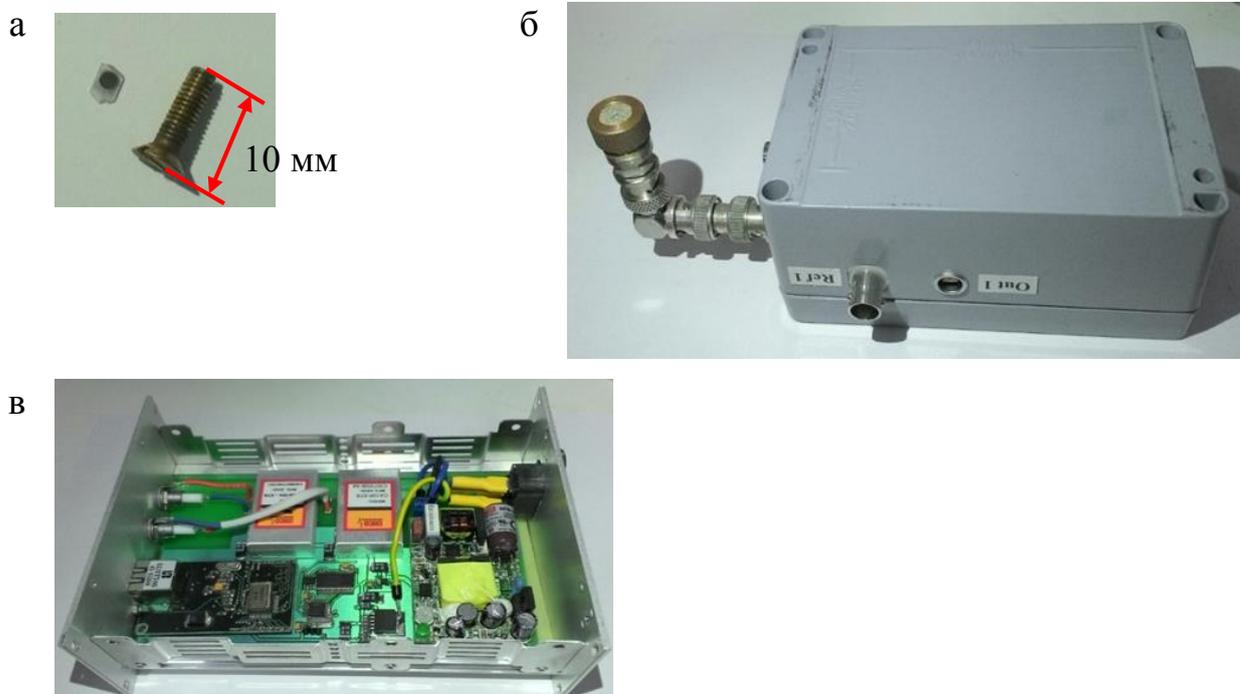


Рисунок 4.3. Фотографии: а — алмазного детектора; б — усилителя с алмазным детектором в сборе; в — высоковольтного источника питания.

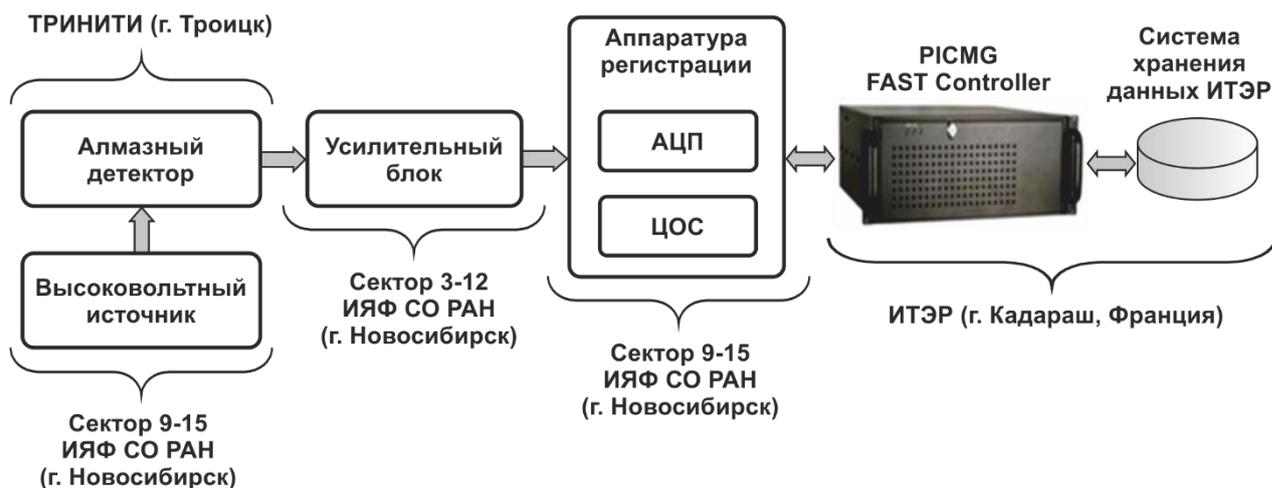


Рисунок 4.4. Функциональная блок-схема измерительного тракта ВНК ИТЭР.

Сигнал на выходе усилительного блока имеет экспоненциальную форму с длительностью нарастающего фронта  $\sim 10$  нс. Исходя из параметров сигнала, для получения нескольких отсчетов на возрастающем фронте импульса частота дискретизации А–Ц преобразования аппаратуры регистрации должна составлять не менее 500 МГц. Разрядность каждого тракта А–Ц преобразования должна составлять более 11 бит, для того чтобы тракт регистрации вносил погрешность менее 0.1%.

При длительности рабочего импульса ИТЭР 500 с и частоте дискретизации трактов А–Ц преобразования 500 МГц объемы оцифрованных данных составляют 500 Гбайт, потоки — до 1 Гбайт/с. Такие параметры предъявляют высокие требования к пропускной способности каналов связи и производительности вычислительной техники. Исходя из этого, целесообразно совместить АЦП с узлом ЦОС на базе FPGA в одном измерительном модуле. Такое решение позволяет осуществить потоковую обработку данных (фильтрацию сигнала, фиксацию полезных событий и формирование аппаратных спектров) на аппаратном уровне и сократить массивы данных, передаваемых по каналам связи в ЭВМ.

## 4.2. Регистратор ADC12500PXIe

Для одноканального макета ВНК ИТЭР в качестве модуля регистрации со встроенным цифровым узлом, позволяющим реализовать потоковую обработку данных в режиме реального времени был выбран регистратор ADC12500PXIe [23], разработанный в секторе 9-15 ИЯФ СО РАН и сертифицированный по стандартам ИТЭР [84]. На рисунке 4.5 изображена фотография модуля ADC12500PXIe.



Рисунок 4.5. Фотография модуля ADC12500PXIe.

### 4.2.1. Архитектура

Функциональная блок-схема регистратора ADC12500PXIe представлена на рисунке 4.6. Регистратор ADC12500PXIe [23] построен на базе 12-разрядного АЦП Texas Instruments ADS5463 с частотой дискретизации 500 МГц. ADS5463 имеет собственное значение эффективной разрядности  $ENOB$  на уровне 10.4 бит (при частоте входного сигнала 100 МГц) и апертурной неопределённости  $t_{ADC} = 150$  фс. Формирование тактовой частоты АЦП с малым джиттером на уровне 225 фс, что соответствует  $\sim t_{ADC}$ , обеспечивает синтезатор частот Analog Devices AD9518-3, включающий в свой состав ГУН с ФАПЧ.

Усилительный тракт каждого канала состоит из входного широкополосного буферного усилителя (БУ) с дифференциальным входом и коэффициентом ослабления синфазной составляющей сигнала  $-93$  дБ, усилителя с программируемым коэффициентом усиления (УПКУ) и согласующего усилителя (СУ) с дифференциальным выходом. УПКУ позволяет установить 128 различных значений коэффициента усиления в диапазоне от  $-11$  дБ до  $17$  дБ. Управление напряжением смещения нуля входного сигнала осуществляется с помощью 12-разрядного ЦАП с выходным буферным каскадом на основе операционного усилителя. Для ограничения полосы входного сигнала в соответствии с теоремой Котельникова [40] применен пассивный ФНЧ, представляющий собой фильтр Бесселя третьего порядка с частотой среза  $150$  МГц.

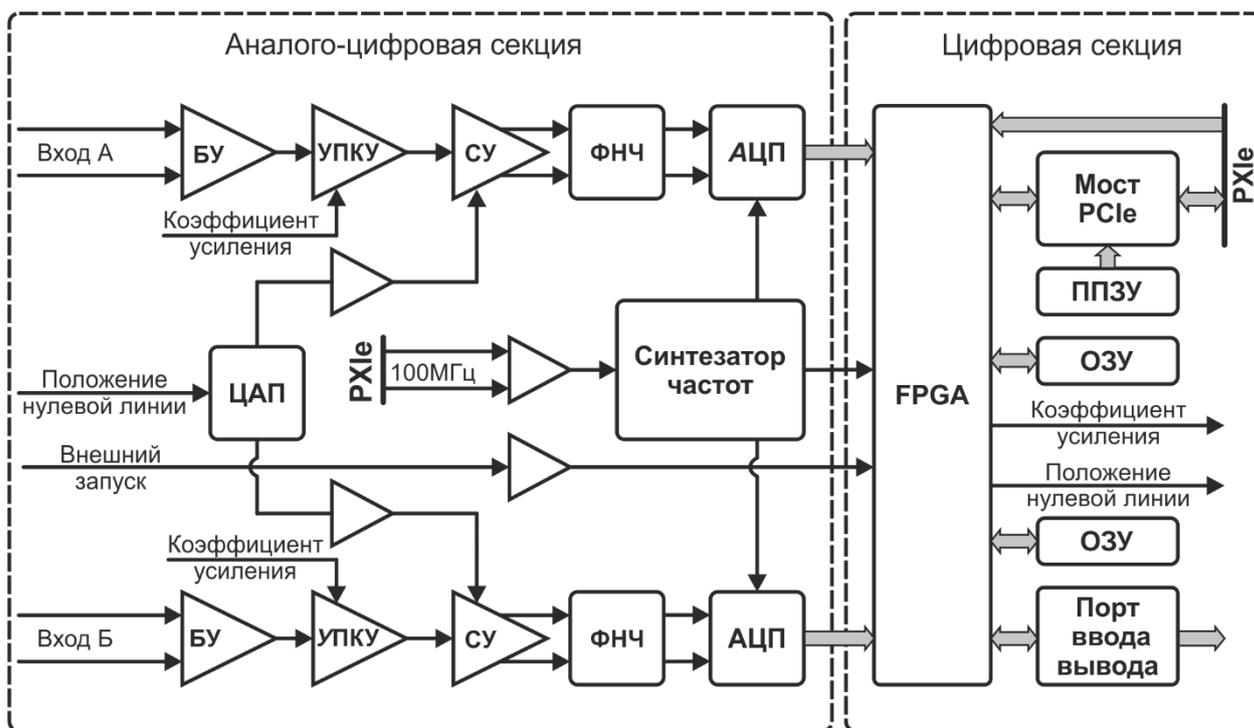


Рисунок 4.6. Функциональная блок-схема регистратора ADC12500PXIe.

Цифровой узел ADC12500PXIe [23] реализован на основе FPGA Altera Cyclone III. Для накопления зарегистрированных данных АЦП используются два статических ОЗУ емкостью по 6 МБ каждое. Для аппаратуры регистрации диагностических систем ИТЭР сертифицированы PXI Express [50, 51] и microTCA [52] интерфейсы. Поэтому для обеспечения возможности построения многоканальных диагностических систем на основе ADC12500PXIe выбран интерфейс PXI Express. Функцию моста между FPGA и шиной PXI Express (мост PCIe) выполняет микросхема Gennum GN4124, обеспечивающая поддержку PCI Express v1.1 x4 на физическом уровне, канальном уровне и уровне транзакций. Инициализация моста PCIe выполняется посредством перепрограммируемого постоянного запоминающего устройства (ППЗУ).

#### **4.2.2. Метрологические характеристики**

Основными метрологическими характеристиками, существенными для спектрометрических трактов, являются: джиттер, эффективная разрядность, дифференциальная и интегральная нелинейности. Метрологические испытания регистратора ADC12500PXIe[23] проводились на экспериментальном стенде в ИЯФ СО РАН. В состав измерительного стенда входили:

- функциональный генератор тестовых импульсов Tektronix AFG3252;
- аналоговый генератор Rohde & Schwarz SMB100A;
- регистратор ADC12500PXIe [23];
- крейт National Instruments PXIe-1075;
- контроллер крейта National Instruments PXIe-8133.

##### **4.2.2.1. Джиттер**

На рисунках 4.7 а и б представлены графики спектральной плотности мощности при регистрации синусоидального сигнала (от генератора SMB100A) с частотой 1 МГц и 100 МГц соответственно. В качестве реперной линии на

графике приведено среднее значение уровня шума для идеального 12-разрядного АЦП (Average Noise Floor,  $ANF$ ):

$$ANF = 6.02 \cdot N + 1.76 + 10 \cdot \log(3 \cdot M / (\pi \cdot ENBW)), \quad (4.1)$$

где  $N$  — разрядность АЦП,  $M$  — количество выборок АЦП, использованных для построения преобразования Фурье,  $ENBW$  — эквивалентная полоса пропускания шума оконной функции. В нашем случае для построения спектральной плотности мощности применено четырехчленное окно Блэкмана-Харриса с эквивалентной полосой пропускания шума  $ENBW = 2$ . В этом случае  $ANF$  идеального 12-разрядного АЦП при  $M = 65536$  составляет 118.894 дБ.

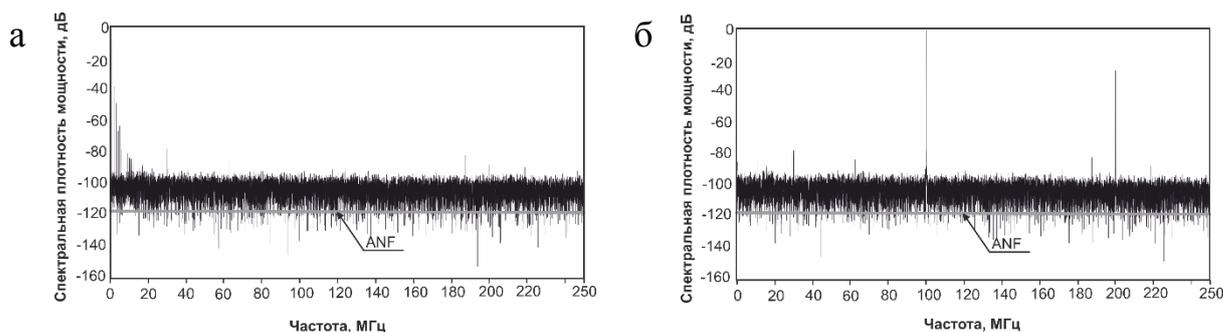


Рисунок 4.7. Графики спектральной плотности мощности при регистрации входного синусоидального сигнала: а — с частотой 1 МГц; б — с частотой 100 МГц.

Отношение сигнал/шум для сигнала с частотой 1 МГц составляет  $SNR = 60.025$  дБ, с частотой 100 МГц —  $SNR = 59.651$  дБ. Полный джиттер регистратора можно рассчитать через деградацию значения  $SNR$  при увеличении частоты входного синусоидального сигнала:

$$t_{total} = \frac{\sqrt{\left(10^{-\frac{SNR_{high}}{20}}\right)^2 - \left(10^{-\frac{SNR_{low}}{20}}\right)^2}}{2\pi f_{signal}}, \quad (4.2)$$

где  $f_{signal}$  — частота входного синусоидального сигнала,  $SNR_{high}$  и  $SNR_{low}$  — отношение сигнал/шум при регистрации быстрого и медленного входных сигналов соответственно. Полный джиттер регистратора составил  $t_{total} = 475$  фс, что соответствует теоретической оценке джиттера  $t_{total} = 270$  фс на основе значения апертурной неопределенности АЦП и джиттера генератора тактовой частоты (4.2).

#### 4.2.2.2. Эффективная разрядность регистратора

Эффективная разрядность регистратора  $ENOB$  (1.1) измерялась при максимальном коэффициенте усиления аналогового тракта (17 дБ) и частоте входного сигнала 10 МГц и составила 8.2 бита. Также была построена гистограмма распределения шума при закороченных входах регистратора (см. рисунок 4.8). Ширина распределения на полувысоте составила 2.86 ЕМР.

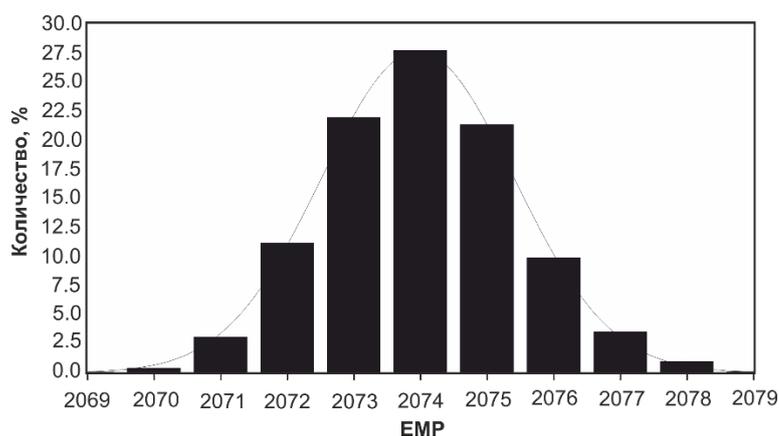


Рисунок 4.8. Гистограмма шума при закороченных входах.

### 4.2.2.3. Дифференциальная и интегральная нелинейности

Измерения дифференциальной ( $DNL$ ) и интегральной ( $INL$ ) нелинейностей регистратора ADC12500PXIe проводились при помощи функционального генератора тестовых импульсов Tektronix AFG3252. На рисунках 4.9 а и б представлены графики  $DNL$  и  $INL$  соответственно. В таблице 4.1 приведены значения дифференциальной и интегральной нелинейностей. Значения  $DNL$  и  $INL$ , за исключением областей минимума и максимума шкалы АЦП, соответствуют значениям, указанным в документации АЦП [73].

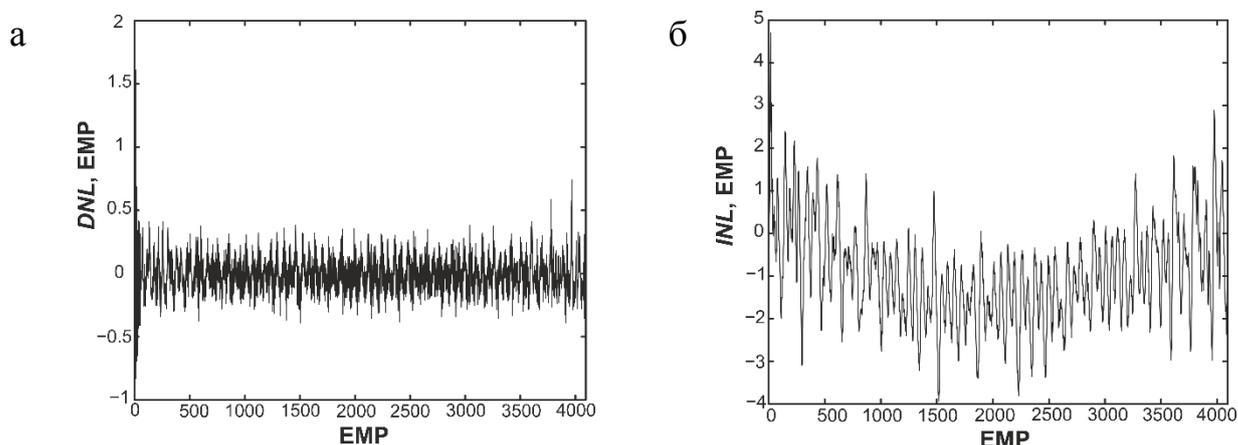


Рисунок 4.9. а — дифференциальная нелинейность; б — интегральная нелинейность.

Таблица 4.1. Значения дифференциальной и интегральной нелинейностей.

Параметр	Измеренные значения, EMP			Значение АЦП ADS5463 [73], EMP		
	min	rms	max	min	typ	max
$DNL$	-0.844	0.129	1.595	-0.95	$\pm 0.25$	0.95
$INL$	-4.013	1.541	4.726	-2.5	+0.8/ -0.3	2.5

### 4.2.3. Структура цифрового узла

Структура цифрового узла регистратора ADC12500PXIe, реализованного в FPGA Altera Cyclone III, представлена на рисунке 4.10. В состав цифрового узла ADC12500PXIe входят как модули, обеспечивающие функционирование и взаимодействие различных узлов регистратора ADC12500PXIe между собой, так и модули, конфигурируемые в зависимости от требований диагностических систем. В таблице 4.2 приведены ресурсы цифрового узла. К модулям, обеспечивающим функционирование регистратора ADC12500PXIe, относятся:

- приемники отсчетов АЦП, согласующие внешнюю DDR (Double Data Rate) шину с внутренней SDR (Single Data Rate) шиной;
- контроллер ОЗУ, выполняющий запись отсчетов АЦП во внешние ОЗУ;
- контроллер локальной шины, обеспечивающий взаимодействие FPGA с сервером через мост PCIe. В его задачи входят: чтение накопленных во внешних ОЗУ отсчетов АЦП с помощью процедуры прямого доступа к памяти сервера, запись/чтение конфигурационных регистров и инициализационного ОЗУ, обмен данными с узлом ЦОС;
- блок запуска, осуществляющий прием и выбор источника запуска. В качестве источника запуска могут быть использованы сигналы шины PXI Express [50, 51], внешний сигнал запуска и сигналы автосинхронизации, формируемые приемниками отсчетов АЦП;
- загрузчик синтезатора частот и контроллер УПКУ и ЦАП, выполняющий установку параметров синтезатора частот, положения нулевых линий и коэффициентов передачи входных сигналов.

В состав конфигурируемых пользователем модулей входят: узел ЦОС и контроллер порта ввода/вывода. Контроллер порта ввода/вывода, предназначенный для обмена данными с внешним устройством, может быть использован в системах реального времени в качестве источника сигналов обратной связи.

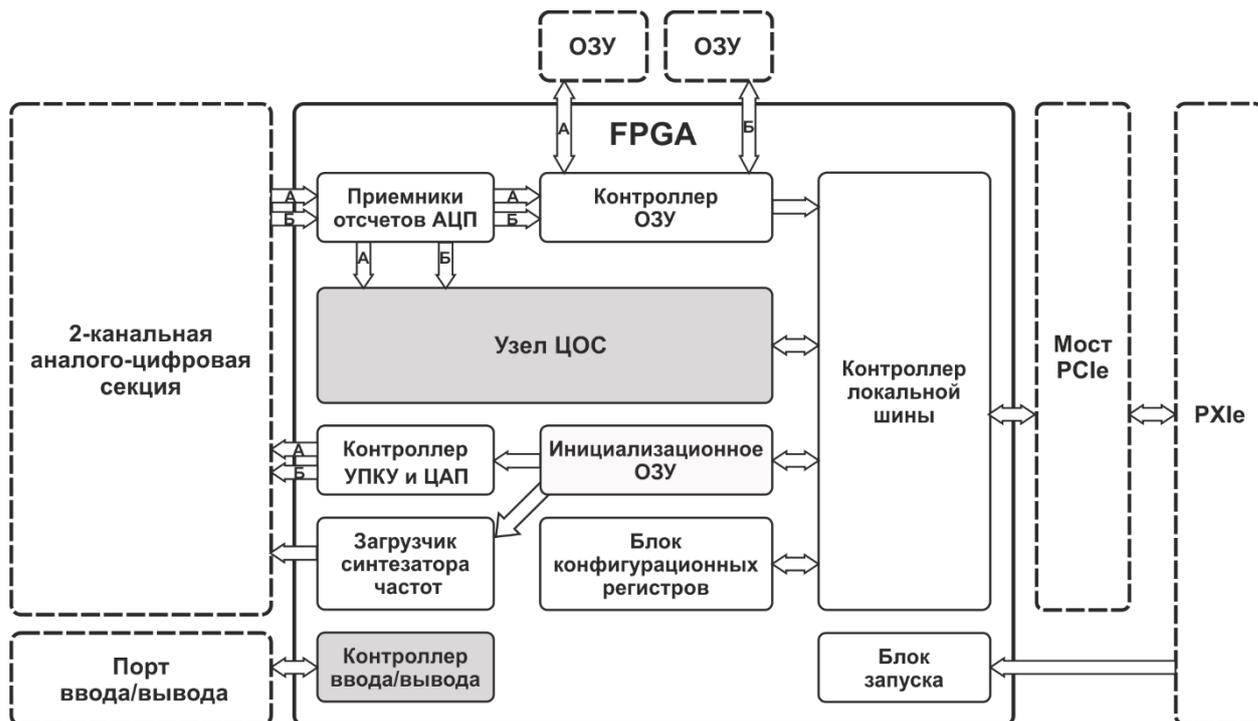


Рисунок 4.10. Структура цифрового узла регистратора ADC12500PXIe.

Таблица 4.2. Ресурсы цифрового узла.

Параметр	Ресурсы		
	Общие	Занимаемые блоками с фиксированной архитектурой	Доступные для узла ЦОС
Число логических элементов	39600	3 870	35730
Объем встроенной памяти	1161216 бит	15041 бит	1146175 бит
Число умножителей	252 (9×9 бит)	0	252 (9×9 бит)
Число схем с петлей ФАПЧ	4	3	1

### 4.3. Узел цифровой обработки сигналов

На базе узла ЦОС регистратора ADC12500PXIe [23] был спроектирован цифровой анализатор сигналов алмазного детектора для ВНК ИТЭР [14]. На рисунке 4.11 приведена структура цифрового анализатора. Логика работы таких

блоков, как режекция высокоэнергетических событий, измерение и коррекция положения нулевой линии, сглаживающий фильтр и накопление аппаратного спектра на базе АЗУ, совпадает с аналогичными блоками, рассмотренными в разделах 2.3.2 и 3.1. Ключевая особенность цифрового анализатора заключается в непосредственной реализации блоков обработки данных.

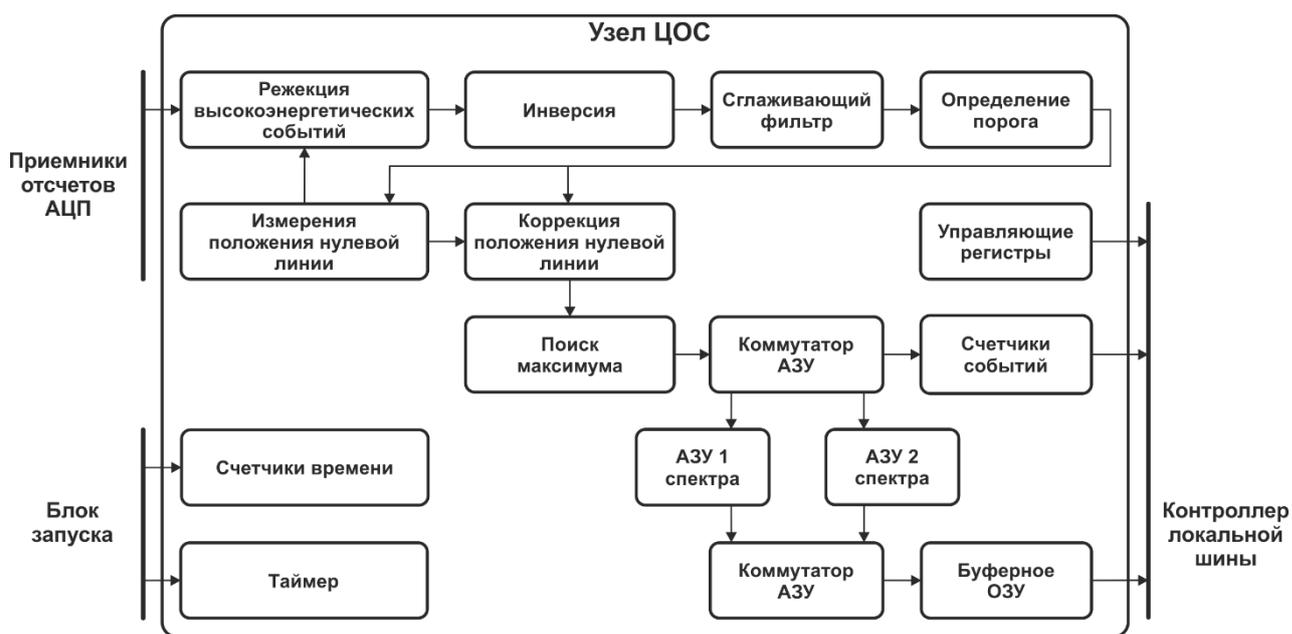


Рисунок 4.11. Структура цифрового анализатора сигналов алмазного детектора для ВНК ИТЭР.

В регистраторе ADC12500PXIe [23] частота дискретизации АЦП составляет 500 МГц, при этом для FPGA Altera Cyclone III предельные частоты работы ключей составляет 500 МГц, встроенных умножителей FPGA разрядностью 18×18 бит — 287 МГц, записи во внутреннее ОЗУ — 315 МГц. Поэтому для реализации потоковой обработки данных на базе регистратора ADC12500PXIe необходимо снизить частоту потока данных в FPGA минимум в два раза. Это можно выполнить, реализовав «склейку» 12-разрядных отсчетов АЦП в 24-разрядные слова с частотой потока данных 250 МГц. С другой стороны, в регистраторе ADC12500PXIe [23] использовано внешнее

36-разрядное ОЗУ. Для эффективного использования емкости ОЗУ 12-разрядные отсчеты следует «склеить» по три, преобразовав в 36-разрядные слова (см. рисунке 4.12 а). Таким образом узел ЦОС должен обрабатывать 36-разрядные данные с частотой следования 166.7 МГц, а все блоки обработки данных должны быть построены по последовательно-параллельной схеме.

Рассмотрим, в качестве наиболее сложного примера для реализации по последовательно-параллельной схеме, модуль сглаживающего фильтра, представляющего собой скользящее среднее, алгоритм которого рассмотрен в разделе 2.3.2. В этом случае основная трудность заключается в реализации рекурсивного звена из выражения (2.13). Для реализации последовательно-параллельной схемы построения этого фильтра выражение (2.13) можно переписать следующим образом:

$$\begin{cases} p_{n,0} = x_{n,0} - x_{n-a_0,b_0}, & \text{при } k = 3a_0 + b_0 + 2, \\ p_{n,1} = x_{n,1} - x_{n-a_1,b_1}, & \text{при } k = 3a_1 + b_1 + 1, \\ p_{n,2} = x_{n,2} - x_{n-a_2,b_2}, & \text{при } k = 3a_2 + b_2, \end{cases}$$

$$\begin{cases} r_{n,0} = r_{n-1,2} + p_{n-2,0}, \\ r_{n,1} = r_{n-1,2} + p_{n-2,1} + p_{n-2,0}, \\ r_{n,2} = r_{n-1,2} + p_{n-2,2} + p_{n-2,1} + p_{n-2,0}, \end{cases} \quad (4.3)$$

$$y_{n,j} = r_{n,j} \gggg q,$$

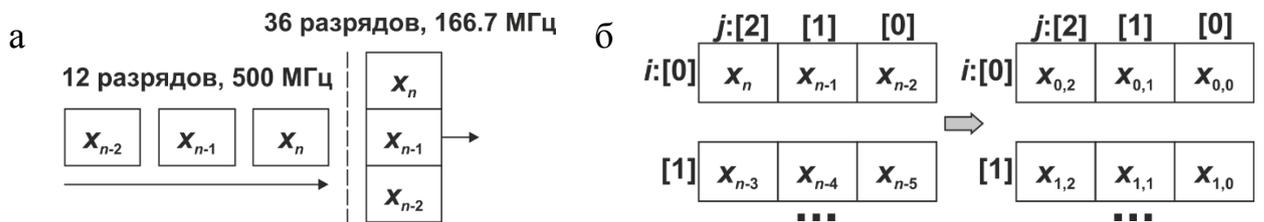


Рисунок 4.12. а — «склейка» отсчетов; б — параллельный сдвиговый регистр.

где  $k$  — размер окна ( $k = 2^q$ ,  $q$  — целое число),  $x_{ij}$  — элементы сдвигового регистра (см. рисунок 4.12 б),  $\gg$  — операция арифметического сдвига. Блок-схема скользящего среднего при последовательно-параллельной реализации на основе (4.3) приведена на рисунке 4.13. Реализация всех остальных блоков ЦОС также подверглась распараллеливанию.

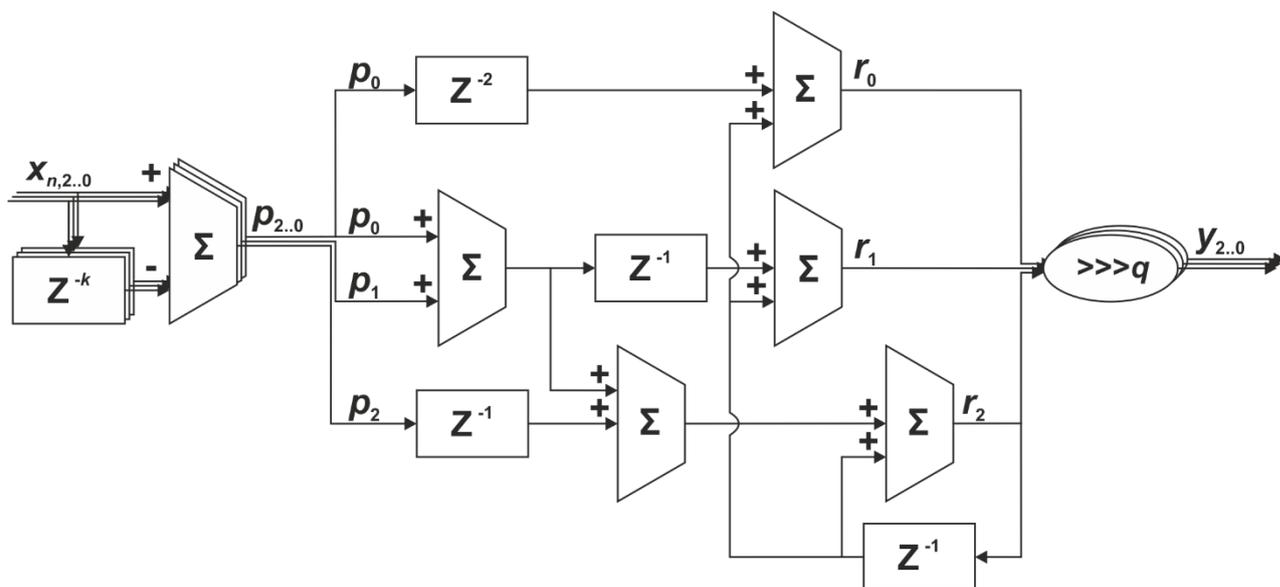


Рисунок 4.13. Блок-схема скользящего среднего при последовательно-параллельной реализации.

Далее рассмотрим специфику модулей, логика работы которых отличается от реализованных в регистраторах, рассмотренных во второй и третьей главах. В цифровом анализаторе предусмотрено два альтернативных подхода определения порога и амплитуды импульса. Помимо алгоритмов, рассмотренных в разделе 2.3.2, в цифровом анализаторе реализованы алгоритмы определения порога и амплитуды импульса на основе вычисления второй производной [85]. Алгоритмы на основе вычисления второй производной менее чувствительны к внешним шумам. Для определения порога вычисляются первые производные  $(x_{n-4} - x_n)$ ,  $(x_{n-4} - x_{n-2})$ ,  $(x_{n-2} - x_n)$ , где  $x_n$  —

значение сигнала в момент времени  $n$  и вторая производная:  $(x_{n-4} - x_{n-2}) - (x_{n-2} - x_n)$ . Порог импульса определяется при выполнении условий [85]:

$$\begin{cases} (x_{n-4} - x_{n-2}) - (x_{n-2} - x_n) > l, \\ (x_{n-4} - x_n) > l, \end{cases} \quad (4.4)$$

где  $l$  — это значение программно-установленного порога. На рисунке 4.14 представлена диаграмма определения порога импульса на основе второй производной.

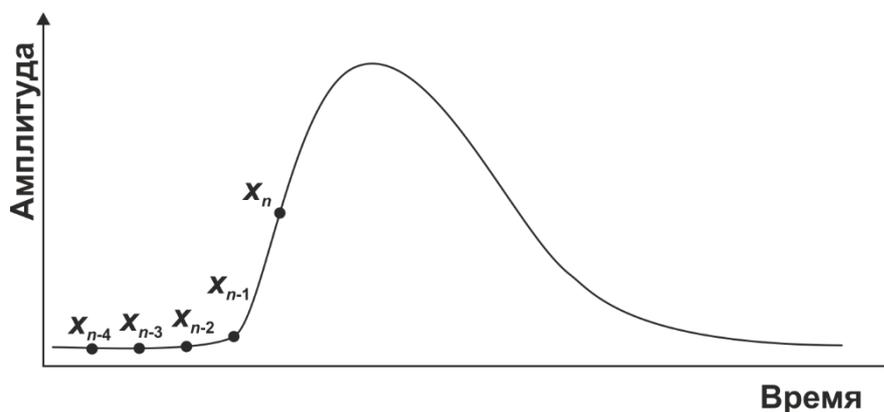


Рисунок 4.14. Диаграмма определения порога импульса на основе второй производной.

Поскольку цифровой анализатор обрабатывает по три отсчета параллельно, то условие (4.4) примет вид:

$$\begin{cases}
 (x_{2,2} - x_{1,1}) - (x_{1,1} - x_{0,0}) > l, \\
 (x_{2,2} - x_{0,0}) > l, \\
 (x_{1,0} - x_{1,2}) - (x_{1,2} - x_{0,1}) > l, \\
 (x_{1,0} - x_{0,1}) > l, \\
 (x_{1,1} - x_{0,0}) - (x_{0,0} - x_{0,2}) > l, \\
 (x_{1,1} - x_{0,2}) > l,
 \end{cases} \quad (4.5)$$

где  $x_{i,j}$  — элементы сдвигового регистра (см. рисунок 4.12 б). Определение амплитуды импульса происходит при выполнении условий [85]:

$$\begin{cases}
 -(x_{n-4} - x_{n-2}) - (x_{n-2} - x_n) > l, \\
 (x_{n-4} - x_{n-2}) > l,
 \end{cases} \quad (4.6)$$

где  $l$  — это значение программно-установленного порога, а  $x_{n-2}$  соответствует амплитуде импульса. На рисунке 4.15 представлена диаграмма определения амплитуды импульса на основе второй производной.

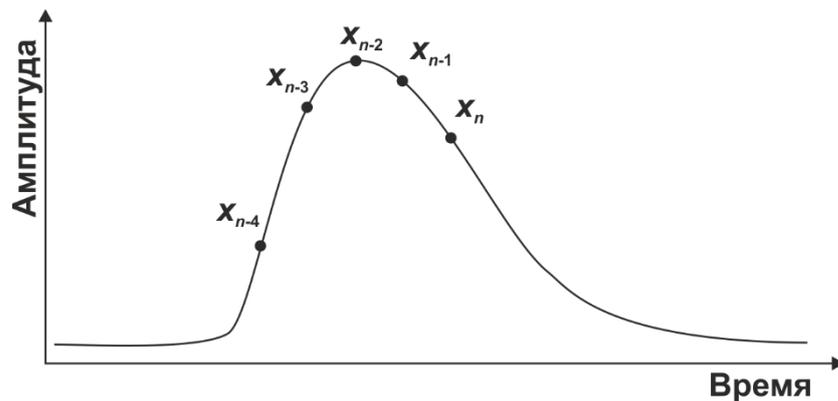


Рисунок 4.15. Диаграмма определения амплитуды импульса на основе второй производной.

Для параллельной реализации условие (4.6) примет вид:

$$\begin{cases}
 -(x_{2,2} - x_{1,1}) - (x_{1,1} - x_{0,0}) > l, \\
 (x_{2,2} - x_{1,1}) > l, \\
 -(x_{1,0} - x_{1,2}) - (x_{1,2} - x_{0,1}) > l, \\
 (x_{1,0} - x_{1,2}) > l, \\
 -(x_{1,1} - x_{0,0}) - (x_{0,0} - x_{0,2}) > l, \\
 (x_{1,1} - x_{0,0}) > l,
 \end{cases} \quad (4.7)$$

где  $x_{ij}$  — элементы сдвигового регистра (см. рисунок 4.12 б). При выполнении первой системы условий, независимо от выполнения остальных условий амплитуде импульса соответствует значение  $x_{1,1}$ ; при невыполнении первой системы и выполнении второй, независимо от выполнения третьей —  $x_{1,2}$ ; при невыполнении первых двух условий и выполнении третьей системы —  $x_{0,0}$ .

Для исключения мертвого времени при передаче накопленного аппаратного спектра на сервер, модуль накопления аппаратного спектра организован на базе двух идентичных АЗУ, работающих поочередно на последовательных интервалах накопления спектра. Значение, соответствующее амплитуде импульса, поступает в блок накопления спектра, получив флаг о появлении нового события; активное АЗУ использует текущее значение, соответствующее амплитуде импульса, в качестве адреса ячейки, содержимое которой должно быть инкрементировано. В результате в активном АЗУ формируется аппаратный спектр, состоящий из 1024 каналов по амплитуде. По окончании интервала регистрации 10 мс активное АЗУ переходит в режим передачи данных, а накопление спектра происходит во втором АЗУ. Данные из активного АЗУ поступают в буферное ОЗУ и передаются на сервер. Временной интервал регистрации одного аппаратного спектра, согласно требованиям диагностического комплекса ВНК ИТЭР, составляет 10 мс. Начало регистрации определяется модулем таймера с привязкой к внешнему или программному запуску. Количество циклов регистрации определяется модулем таймера,

исходя из программно-установленных параметров или с привязкой ко внешнему сигналу конца накопления спектра.

Согласно требованиям диагностики, в узле ЦОС реализованы 8 счетчиков полезных событий. Результаты модуля определения амплитуды импульса поступают в массив из восьми счетчиков событий. Каждому счетчику соответствует амплитудное окно с программно-изменяемыми границами. Содержание каждого счетчика инкрементируется при выполнении условия:

$$l_{n-1} \leq A < l_n, \quad (4.8)$$

где  $A$  — значение амплитуды импульса,  $l_n$  — уровень порога  $n$ -го амплитудного окна, причем  $l_0 = 0$ . В блоке счетчиков также фиксируется количество наложенных и высокоэнергетических событий, исключенных из регистрации. В момент окончания интервала регистрации данные всех счетчиков записываются в соответствующие регистры индикации и передаются на сервер.

В цифровом анализаторе выполняется подсчет «живого» и «мертвого» времени регистрации. К «мертвому» относится время, затраченное на регистрацию событий, исключенных из накопления спектра, таких как высокоэнергетические и наложенные события. К «живому» относится всё остальное время, за которое цифровой анализатор способен регистрировать «полезные» события.

Все модули узла ЦОС реализованы на языке описания аппаратуры Verilog. С помощью Altera Quartus II они объединяются с остальными блоками цифрового узла регистратора ADC12500PXIe [23] в единый проект и после его компиляции формируют общий конфигурационный файл FPGA.

#### 4.4. Прикладное программное обеспечение

Система сбора данных ВНК ИТЭР представлена на рисунке 4.16 а. В качестве ЭВМ центральной командой ИТЭР рекомендован PICMG Fast

Controller под управлением операционной системы Linux. Структура уровней ПО, разработанного для цифрового анализатора, представлена на рисунке 4.16 б.

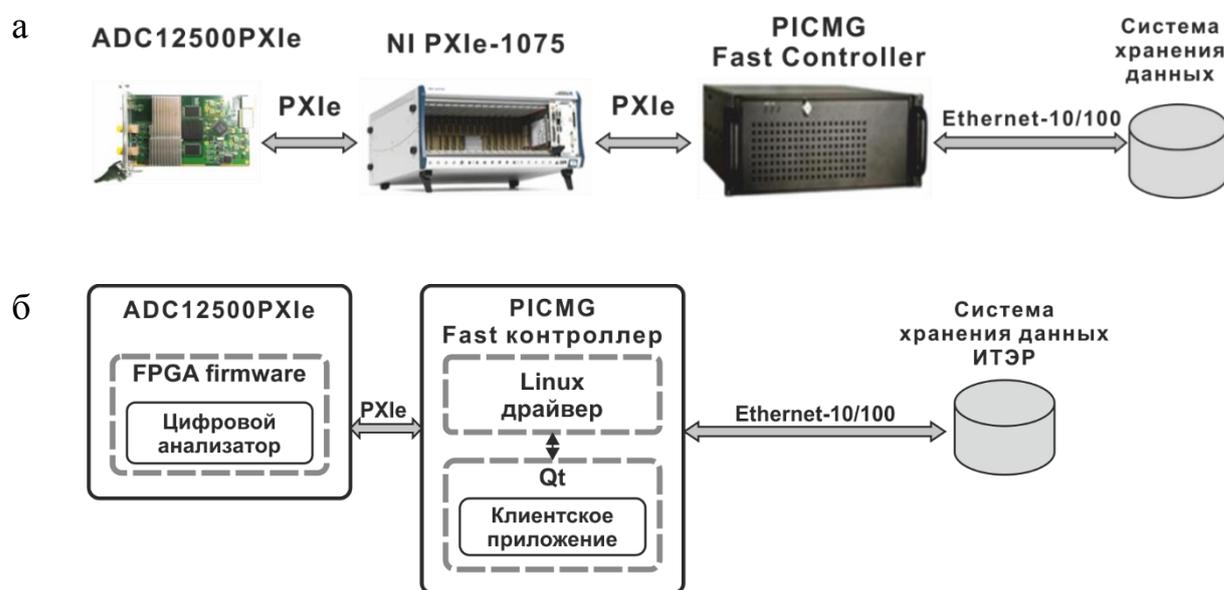


Рисунок 4.16. а — система сбора данных; б — структура прикладного ПО одноканального макета ВНК ИТЭР.

На нижнем уровне взаимодействие с модулем ADC12500PXIe обеспечивает Linux драйвер, выполняющий загрузку конфигурационного файла FPGA, установку параметров измерительных трактов и узла ЦОС. Клиентское приложение реализовано на языке C++ в среде Qt Designer. На рисунке 4.17 представлен внешний вид панели клиентского приложения. В его задачи входит:

- загрузка конфигурационного файла FPGA;
- установка управляющих параметров и режимов работы цифрового анализатора;
- сохранение на жесткий диск накопленных в узле ЦОС кадров аппаратных спектров каждые 10 мс;
- отображение данных цифрового осциллографа.

На верхнем уровне ПО сопрягается с системой хранения данных ИТЭР.

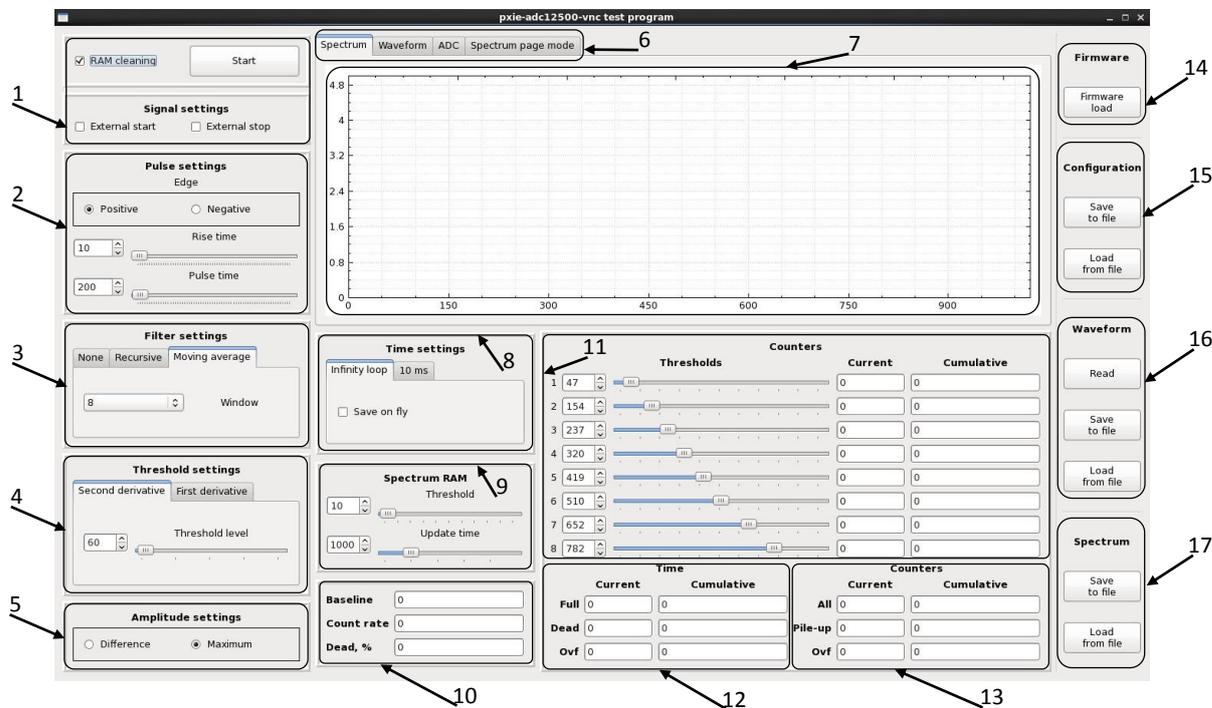


Рисунок 4.17. Внешний вид панели клиентского приложения: 1 — запуск регистрации; 2 — установка параметров входного сигнала; 3 — установка параметров сглаживающего фильтра; 4 — выбор алгоритма определения порога; 5 — выбор алгоритма определения амплитуды импульса; 6 — выбор данных для отображения; 7 — окно отображения данных; 8 — настройки таймера; 9 — управление АЗУ аппаратного спектра; 10 — отображение текущих параметров регистрации; 11 — установка порогов и отображение данных счетчиков событий; 12 — отображение данных счетчиков времени; 13 — отображение счетчиков событий (зарегистрированных, наложенных, высокоэнергетических); 14 — загрузка конфигурационного файла FPGA; 15 — загрузка и сохранение настроек конфигурации; 16 — управление данными ОЗУ профиля сигнала; 17 — управление данными АЗУ спектра.

## 4.5. Метрологические испытания одноканального макета

### Вертикальной нейтронной камеры ИТЭР

Метрологические испытания цифрового анализатора сигналов алмазного детектора для макета ВНК ИТЭР проводились на стенде в ИЯФ СО РАН. В ходе

испытаний были проведены следующие тесты: измерение аппаратного спектра, измерение линейности шкалы преобразования, проверка корректности формы спектра. В состав измерительного стенда входили:

- генераторы тестовых сигналов Tektronix AFG3252 и Keysight Technologies 33250A;
- регистратор ADC12500PXIe [23], в FPGA которого реализован цифровой анализатор сигналов ВНК ИТЭР;
- крейт National Instruments PXIe-1075;
- контроллер крейта National Instruments PXIe-8133.

#### **4.5.1. Аппаратное разрешение**

На вход цифрового анализатора подавались экспоненциальные сигналы от генератора Tektronix AFG3252 с амплитудой входных сигналов 250 мВ и частотой 1 МГц. На рисунке 4.18 представлена осциллограмма импульса и соответствующая ему амплитуда, зарегистрированные при параметрах ЦОС: сглаживающий фильтр — скользящее среднее с окном, равным 8-ми отсчетам; алгоритм определения порога — вычисление второй производной; алгоритм определения амплитуды — поиск максимума.

На рисунке 4.19 представлен амплитудный спектр экспоненциальных импульсов. Разрешение каналов аппаратного спектра составляет 1.147 мВ. Пик спектра (218 канал) соответствует амплитуде входного сигнала (250 мВ). Полуширина пика составляет 2 канала, что соответствует 2.294 мВ.

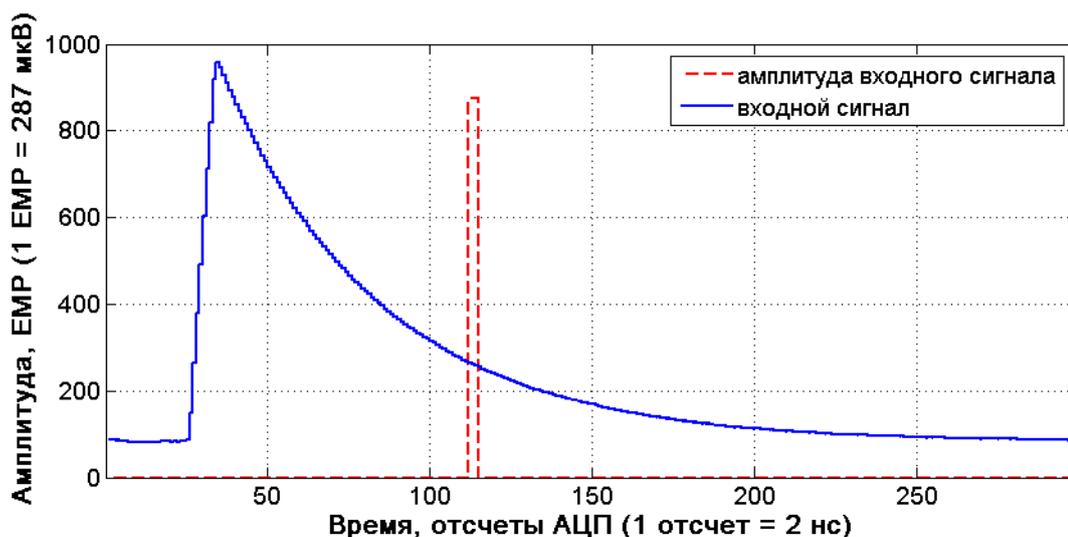


Рисунок 4.18. Осциллограмма импульса и его амплитуда; параметры входного сигнала: амплитуда 250 мВ, частота 1 МГц.

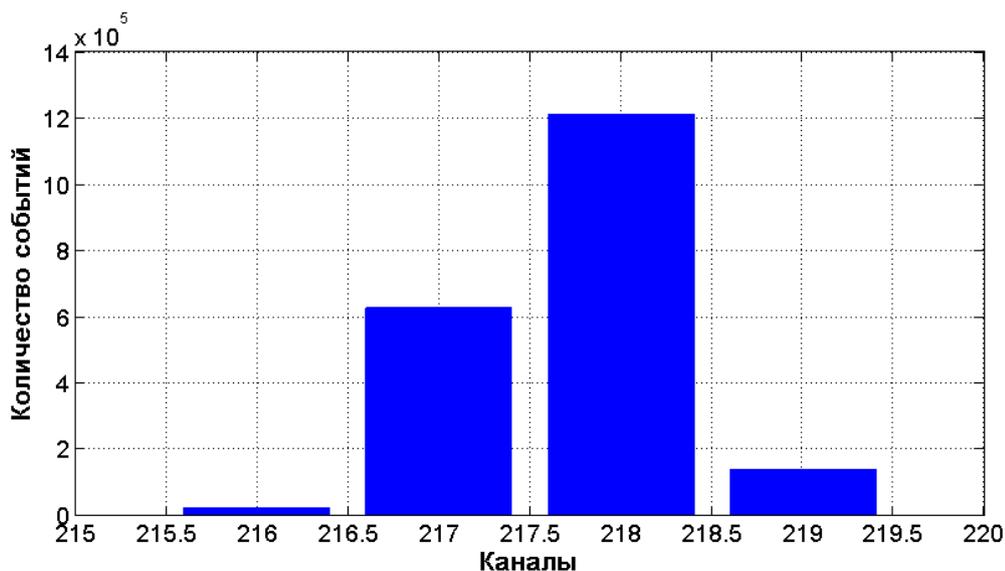


Рисунок 4.19. Аппаратный спектр при регистрации экспоненциальных импульсов с амплитудой входных сигналов 250 мВ и частотой следования 1 МГц.

#### 4.5.2. Линейность шкалы преобразования

В следующем тесте проводились измерения линейности шкалы преобразования. На рисунке 4.20 представлены аппаратные спектры при регистрации экспоненциальных импульсов от генератора Tektronix AFG3252 с

частотой следования 1 МГц, амплитуда которых составляет от 50 мВ до 1050 мВ с дискретностью 50 мВ, зарегистрированные при параметрах ЦОС: фильтр — скользящее среднее с окном равным 8 отсчетов, алгоритм определения порога — вычисление второй производной, алгоритм определения амплитуды — поиск максимума. Разрешение каналов аппаратного спектра составило 1.147 мВ. Каждый пик был зарегистрирован отдельно за 2 с компьютерного времени. При увеличении амплитуды входного сигнала пик уширяется, поэтому при равном количестве событий в пике визуально кажется, что амплитуда пика уменьшается. Уширение пиков обусловлено разбросом амплитуд входных сигналов генератора, а при больших амплитудах цифровой анализатор начинает их разрешать.

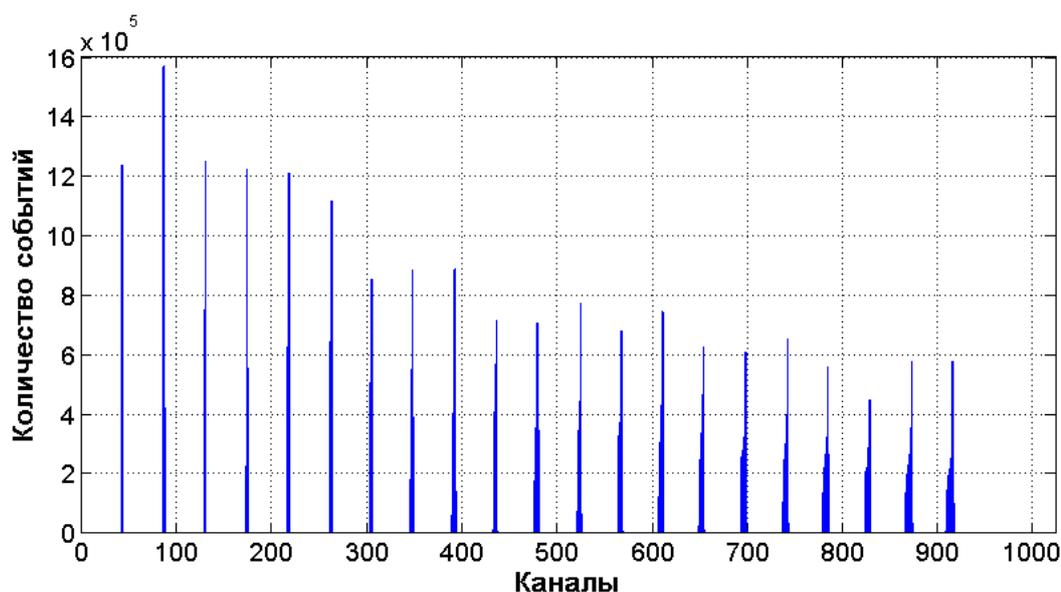


Рисунок 4.20. Спектры импульсов с амплитудой входных сигналов: от 50 мВ до 1050 мВ с дискретностью 50 мВ, частота 1 МГц.

На рисунке 4.21 приведены амплитуды импульсов входных сигналов в увеличенном масштабе без какой-либо цифровой обработки. Параметры сигнала: амплитуда 500 мВ, частота 1 МГц.

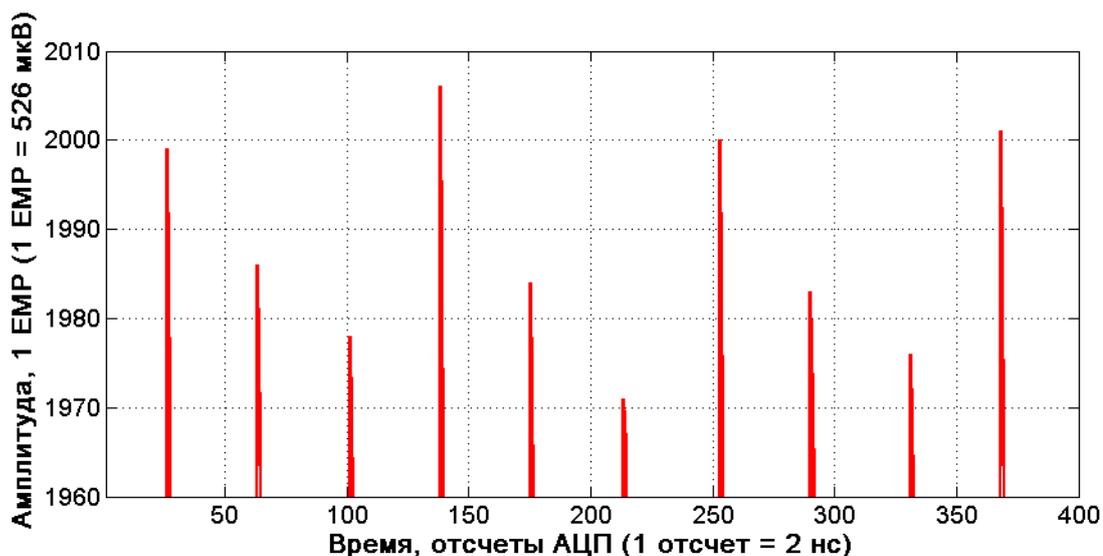


Рисунок 4.21. Амплитуды входных экспоненциальных сигналов (амплитуда — 500 мВ, частота — 1 МГц) от тестового генератора в увеличенном масштабе.

Немонотонное изменение амплитуды пика объясняется структурой распределения событий внутри каналов пика. На рисунке 4.22 представлены два пика, соответствующие импульсам с амплитудой входных сигналов 950 мВ и 1000 мВ, в увеличенном масштабе, зарегистрированные при параметрах ЦОС: фильтр — скользящее среднее с окном 8 отсчетов, алгоритм определения порога — вычисление второй производной, алгоритм определения амплитуды — поиск максимума.

На рисунке 4.23 а изображена зависимость номера канала пика от амплитуды входного сигнала: сплошная синяя линия — экспериментальная кривая, пунктирная красная линия — линейная шкала. График отклонения экспериментальной кривой от линейной приведен на рисунке 4.23 б. Максимальное отклонение от линейности составляет 1 канал аппаратного спектра.

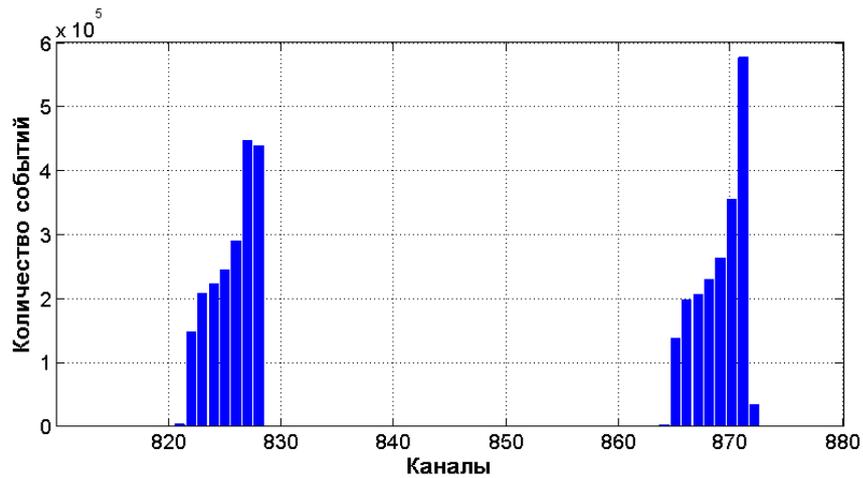


Рисунок 4.22. Спектры импульсов с амплитудой входных сигналов 950 мВ и 1000 мВ, частота 1 МГц.

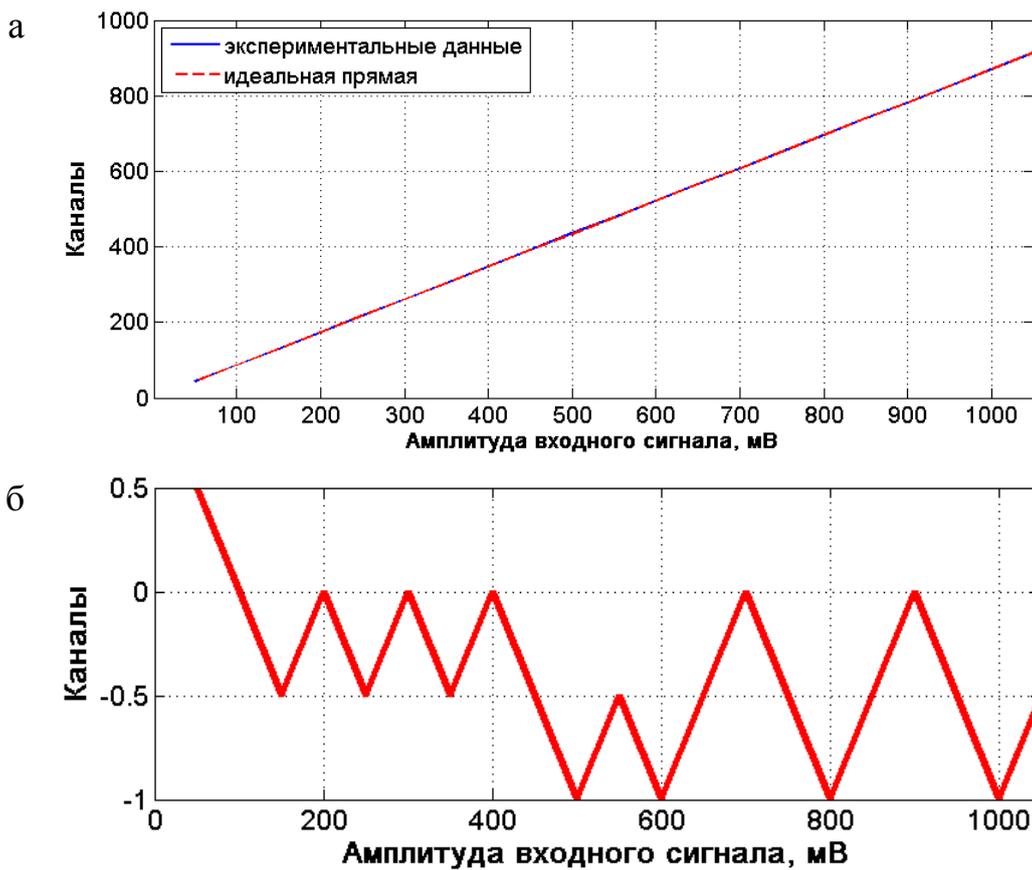


Рисунок 4.23. а — зависимость номера канала пика от амплитуды входного сигнала: сплошная синяя линия — экспериментальная кривая, пунктирная красная линия — линейная шкала; б — отклонение экспериментальной кривой от линейной.

### 4.5.3. Форма спектра

Для проверки корректности накопления аппаратного спектра была проведена регистрация аппаратных спектров при амплитудной модуляции входного сигнала: синусоидальным, случайным и трапецеидальным сигналами. Так как для этих типов модуляций функции распределения плотности вероятностей хорошо известны, провести верификацию работы цифрового анализатора достаточно легко. На вход цифрового анализатора подавались экспоненциальные сигналы от генератора Keysight Technologies 33250A (амплитуда — 250 мВ, частота — 1 МГц, передний фронт — 10 нс, задний спад — 800 нс) с наложенной амплитудной модуляцией. Полученные аппаратные спектры приведены на рисунке 4.24. Из рисунка 4.24 видно, что формы аппаратных спектров соответствуют плотности распределения установленным типам амплитудной модуляции.

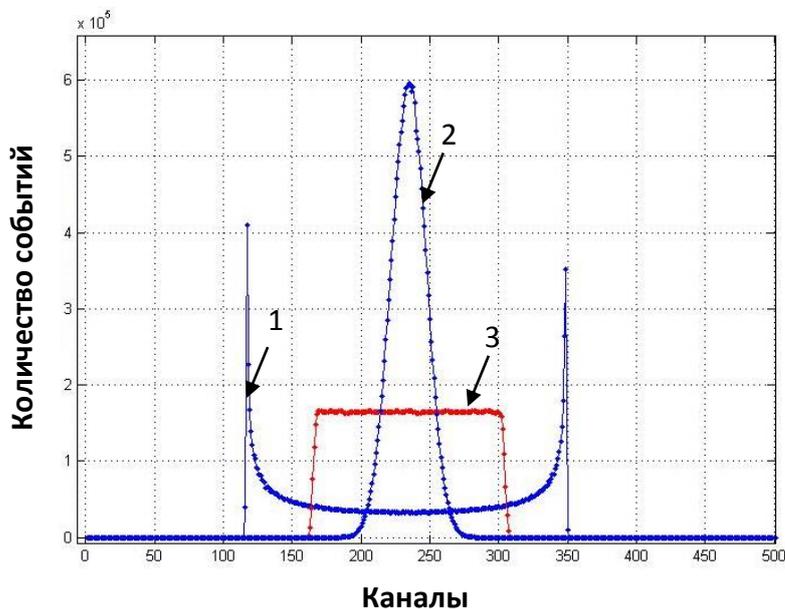


Рисунок 4.24. Аппаратные спектры при амплитудной модуляции входного экспоненциального сигнала: 1 — синусоидальным (глубина модуляции — 50%), 2 — случайным (глубина модуляции — 10%), 3 — пилообразным (глубина модуляции — 50%) сигналами с частотой 10 Гц.

#### 4.6. Регистрация ионизирующего излучения

Экспериментальная проверка одноканального макета ВНК ИТЭР при регистрации ионизирующего излучения проводилась на стенде в Проектном центре ИТЭР (г. Москва). В ходе экспериментов проводилось сравнение аппаратных спектров ионизирующего излучения, зарегистрированных цифровым анализатором сигналов алмазного детектора для макета ВНК ИТЭР и аналоговой системой ORTEC 926. Детекторный блок в обоих случаях состоял из:

- алмазного детектора на основе CVD (Chemical vapor deposition) пластины (ТРИНИТИ, г. Троицк) [81 – 83];
- предусилителя CANBERRA 2004;
- усилителя-формирователя ORTEC 673 (время формирования 0.25 мкс).

Аппаратные спектры, полученные при помощи цифрового анализатора на базе ADC12500PXIe [23] и спектрометрической системы ORTEC 926 при регистрации импульсного сигнала на алмазном детекторе на основе CVD (Chemical vapor deposition) пластины (ТРИНИТИ, г. Троицк) [81 – 83] от генератора нейтронов ИНГ-07Т (ВНИИА им. Н.Л. Духова) и источника  $\alpha$ -частиц  $^{226}\text{Ra}$ , приведены на рисунках 4.25 и 4.26 соответственно.

Форма спектров, зарегистрированных цифровой и аналоговой системами, не отличаются, что говорит о корректности работы цифрового анализатора сигналов алмазного детектора ВНК ИТЭР.

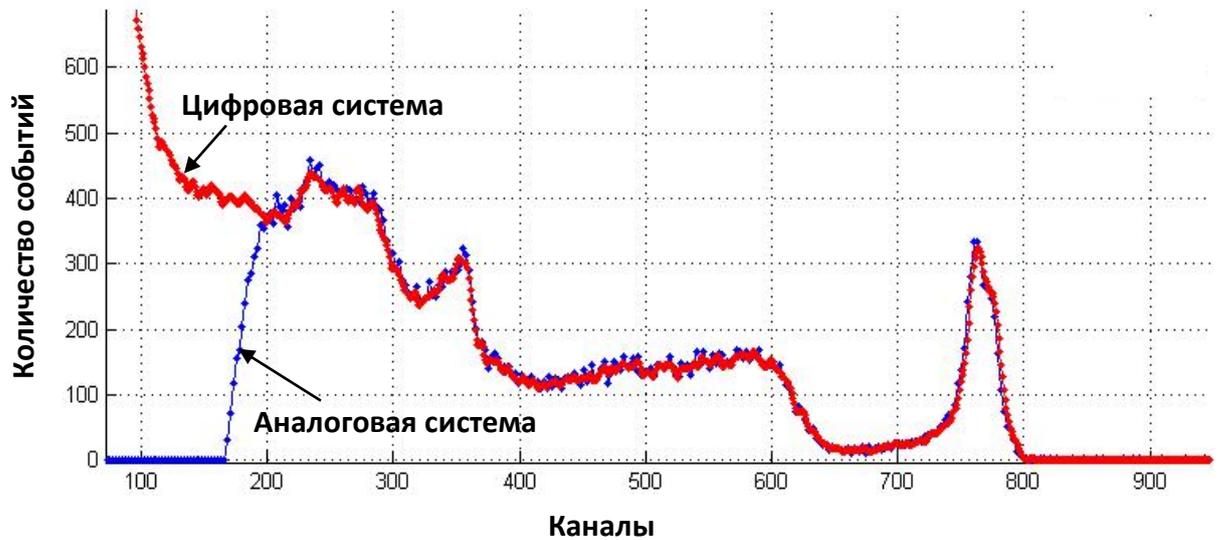


Рисунок 4.25. Наложение аппаратных спектров от нейтронного генератор ИНГ-07Т, зарегистрированных аналоговой (синий график) и цифровой (красный график) системами за время экспозиции, составляющее 300 секунд.

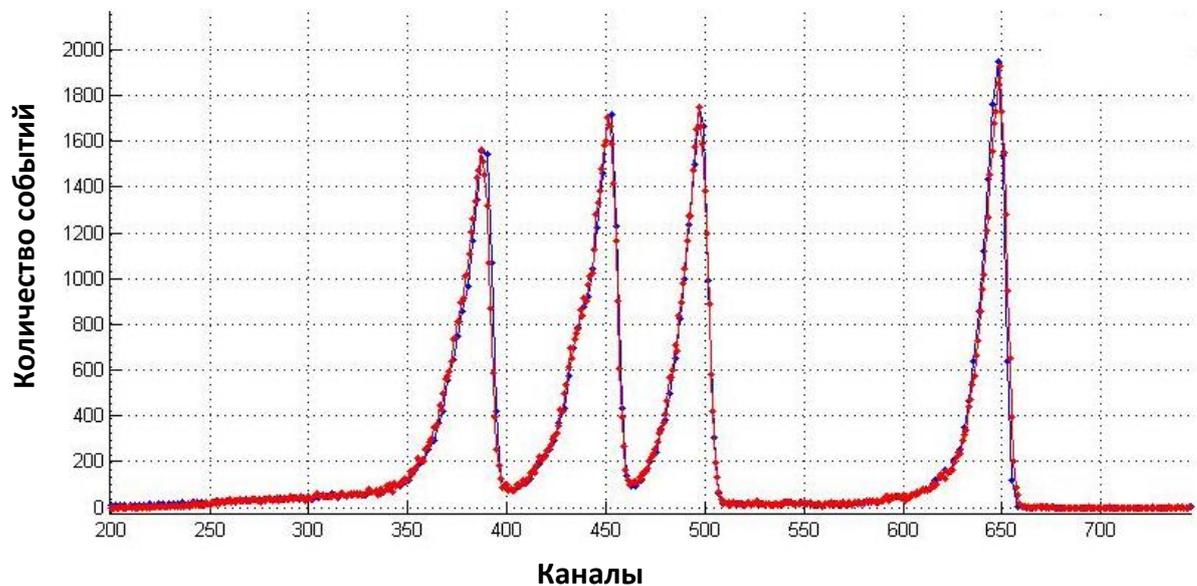


Рисунок 4.26. Наложение аппаратных спектров  $\alpha$ -излучения  $^{226}\text{Ra}$ , зарегистрированных аналоговой (синий график) и цифровой (красный график) системами за время экспозиции, составляющее 300 секунд.

## Заключение

- Разработаны регистраторы интенсивного потока  $\gamma$ -квантов со скоростью счета до  $10^6$  событий/с на основе сцинтилляционных детекторов BGO и NaI(Tl) для установки «Ускоритель-Тандем БНЗТ» (ИЯФ СО РАН, г. Новосибирск) и компании Шлюмберже соответственно. На базе FPGA реализован узел ЦОС с процедурой разделения наложенных событий на основе гауссова формирователя, обеспечивающий накопление аппаратных спектров в режиме реального времени.
- Создана единая аппаратная платформа с реконфигурируемым узлом ЦОС, реализованном на базе FPGA, для нейтронных и гамма диагностик на основе 14-разрядного АЦП с частотой дискретизации 250 МГц.
- На основе единой аппаратной платформы создан регистратор потока  $\gamma$ -квантов на основе сцинтилляционного детектора BGO для установки «Ускоритель-Тандем БНЗТ» (ИЯФ СО РАН, г. Новосибирск). На базе FPGA реализован узел ЦОС, позволяющий работать в режимах с режекцией наложенных событий (с энергетическим разрешением на линии  $^{137}\text{Cs}$  11%) и с процедурой разделения наложенных событий на основе трапецеидального цифрового формирователя (с энергетическим разрешением на линии  $^{137}\text{Cs}$  20%) со скоростью счета до  $10^6$  событий/с.
- На базе единой аппаратной платформы разработан анализатор потока быстрых нейтронов для сцинтилляционного детектора на основе стибьбена, обеспечивающий  $n$ - $\gamma$ -дискриминацию в режиме реального времени с коэффициентом добротности (Figure of Merit)  $FOM = 2.01$  на линии  $^{137}\text{Cs}$  (477.3 кэВ). Анализатор апробирован в эксперименте по измерению нейтронного выхода на прототипе инжектора, разработанного в ИЯФ СО РАН (г. Новосибирск) для токамака TCV (г. Лозанна, Швейцария).

- На базе регистратора ADC12500PXIe создан цифровой анализатор сигналов алмазного детектора для одноканального макета системы регистрации ВНК ИТЭР (г. Кадараш, Франция). Реализована последовательно-параллельная архитектура узла ЦОС, позволяющего проводить потоковую обработку данных на частоте 500 МГц и формировать аппаратные спектры в режиме реального времени с дискретностью 10 мс. Одноканальный макет системы регистрации ВНК ИТЭР прошел успешную экспериментальную проверку в Проектном центре ИТЭР (г. Москва). На его основе разрабатывается многоканальная версия системы регистрации ВНК ИТЭР.

В заключение автор выражает глубокую признательность всем коллегам, без чьей помощи эта работа не могла быть выполнена в том же объёме, с тем же качеством и в эти же сроки. В первую очередь необходимо отметить огромный вклад непосредственного научного руководителя А.В. Бурдакова и заведующего сектором 9-15 ИЯФ СО РАН А.Д. Хильченко, на всем протяжении работы проявлявших к ней должное внимание, вносявших своевременные замечания и отмечавших наиболее перспективные пути дальнейшего развития темы.

Автор благодарит С.В. Полосаткина, Д.А. Касатова, А.С. Кузнецова, И.А. Котельникова, А.М. Батракова и А.И. Котельникова за ряд критически важных замечаний, внесённых в ходе работы над диссертацией и вошедшими в её состав статьями, позволившими существенно повысить корректность интерпретации полученных результатов. Неоценимую помощь в реализации прикладного программного обеспечения, позволившего наиболее выгодно представить полученные результаты, оказали П.В. Зубарев и В.Г. Швырев. Также хочется поблагодарить А.Н. Квашнина, Д.В. Моисеева и Г.И. Вьюгова за

неоценимую помощь в настройке экспериментальных стендов. Отдельных слов благодарности заслуживает сектор 9-15, без слаженной работы которого было бы невозможно получить результаты, составившие основу диссертации. При подготовке текста диссертации невозможно было бы обойтись без помощи С.В. Иваненко и Е.А. Пурыга, предоставивших ссылки на ряд полезных работ.

Нельзя не отметить вклад, внесенный И.Н. Ивановой, в оформление текста диссертации.

Автор хотел бы выразить особую благодарность Л.Л. Константиновой за помощь в подготовке диссертационных документов и текста диссертации.

## Литература

1. A. Bondar, A. Buzulutskov, A. Dolgov, E. Grishnyaev, S. Polosatkin, L. Shekhtman, E. Shemyakina, A. Sokolov. Measurement of the ionization yield of nuclear recoils in liquid argon at 80 and 233 keV // *Europhysics Letters*, 2014, Vol. 108, I. 1, № 12001, pp. 1 – 6.
2. Д.А. Касатов, А.С. Кузнецов, А.Н. Макаров, Ю.М. Остреинов, И.Н. Сорокин, Т.В. Сычева, С.Ю. Таскаев, И.М. Щудло. Ускорительный источник эпитепловых нейтронов для бор-нейтроннозахватной терапии рака // *Вопросы атомной науки и техники, Серия: Техническая физика и автоматизация*, 2015, Вып. 69, С. 48 – 53.
3. C.L. Morris, J.E. Bolger, G.W. Hoffmann, C.F. Moore, L.E. Smith, H.A. Thiessen. A digital technique for neutron-gamma pulse shape discrimination // *Nuclear Instruments and Methods*, 1976, Vol. 137, I. 2, pp. 397 – 398.
4. Z.W. Bell. Tests on a digital neutron-gamma pulse shape discriminator with NE213 // *Nuclear Instruments and Methods*, 1981, Vol. 188, I. 1, pp.105 – 109.
5. Data converter history. — Режим доступа: <http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/39-06/Chapter%201%20Data%20Converter%20History%20F.pdf>.
6. V. Jordanov, G.F. Knoll. Digital pulse processor using a moving average technique // *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 1993, Vol. 40, I. 4, pp. 764 – 769.
7. ALTERA FLEX 10K. — Режим доступа: [https://www.altera.com/content/dam/altera-www/global/en\\_US/pdfs/literature/ds/archives/dsf10k.pdf](https://www.altera.com/content/dam/altera-www/global/en_US/pdfs/literature/ds/archives/dsf10k.pdf).
8. Introducing the XC6200 FPGA Architecture // *XCELL*, 1995, I 18, pp. 22 – 23. — Режим доступа: <http://www.xilinx.com/publications/archives/xcell/Xcell18.pdf>.
9. Техническая документация CAEN DT5790. — Режим доступа: <http://www.caen.it/csite/CaenProd.jsp?parent=65&idmod=896>.

10. Техническая документация Amptek GAMMA-RAD5. — Режим доступа: <http://www.amptek.com/pdf/gammarad.pdf>.
11. Техническая документация SBS-75. — Режим доступа: <http://greenstar.ru/sbs-75.html>.
12. Техническая документация SBS-78. — Режим доступа: <http://greenstar.ru/sbs-77-78-79.html>.
13. M. Nocente, M. Tardocchi, A. Olariu, S. Olariu, I.N. Chugunov et al. High resolution gamma ray spectroscopy at MHz counting rates with LaBr<sub>3</sub> scintillators // IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record, 2011, pp. 2010 – 2013.
14. П.В. Зубарев, С.В. Иваненко, А.А. Иванова, А.Н. Квашнин, А.И. Котельников, Е.А. Пурыга, А.Д. Хильченко, В.Г. Швырев. Цифровой анализатор импульсных сигналов нейтронного детектора // Вестн. Новосиб. гос. ун-та. Серия: Физика, 2014, Т. 9, Вып. 3, С. 11 – 19.
15. G. Knoll. Radiation Detection and Measurements (third ed.) // Wiley, New York, 1999, 802 p.
16. А.Г. Башкирцев, А.А. Иванов, Д.А. Касатов, А.С. Кузнецов, И.Н. Сорокин, С.Ю. Таскаев, В.Я. Чудаев. Рентгеновское излучение высоковольтных элементов тандемного ускорителя с вакуумной изоляцией // Медицинская физика, 2012, № 2, С. 5 – 11.
17. I.N. Sorokin, A.G. Bashkirtsev, V.Ya. Chudaev, A.A. Ivanov, D.A. Kasatov, A.S. Kuznetsov, S.Yu. Taskaev. X-ray radiation high-voltage elements of the tandem accelerator with vacuum insulation // Proceedings of XXIII Russian Particle Accelerator Conference RUPAC2012, September, 24-28, 2012, Saint-Petersburg, Russia, pp. 299 – 301.
18. В.И. Алейник, Д.А. Касатов, А.Н. Макаров, С.Ю. Таскаев. Измерение спектра нейтронов ускорительного источника времяпролетным методом // Приборы и техника эксперимента, 2014, № 4, С. 9 – 13.

19. D. Kasatov, A. Makarov, I. Shchudlo, S. Taskaev. Measurement of the dose rate and the radiation spectrum of the interaction of 2 MeV proton beam with a variety of structural materials // Proceedings of RUPAC 2014, 06-10 October 2014, Obninsk, Russia, pp. 113 – 115.
20. С.Ю. Таскаев. Ускорительный источник эпитепловых нейтронов. Дис. д-ра физ.-мат. наук: 01.04.01. — Новосибирск, 2014. — 295 с.
21. Договор № TCS-NTC-2009-00299 с компанией Шлюмберже на ОКР «Разработка и изготовление прототипа NaI спектрометра» от 29 июня, 2009.
22. А.А. Иванова, В.И. Алейник, С.В. Иваненко, А.Н. Квашнин, Е.А. Пурыга, А.Ф. Ровенских, Ю.С. Суляев, А.Д. Хильченко. Адаптивный гамма-спектрометр с высокой скоростью обработки событий // Приборы и техника эксперимента, 2012, № 1, С. 5 – 15. Перевод: А.А. Ivanova, V.I. Aleinik, S.V. Ivanenko, A.N. Kvashnin, E.A. Puryga, A.F. Rovenskikh, Yu.S. Sulyaev, A.D. Khilchenko. An Adaptive  $\gamma$ -Ray Spectrometer with a High Event Processing Rate // Instruments and Experimental Techniques, 2012, Vol. 55, No. 1, pp. 1 – 10.
23. А.А. Иванова, П.В. Зубарев, С.В. Иваненко, А.Н. Квашнин, А.И. Котельников, Д.В. Моисеев, Е.А. Пурыга, А.Д. Хильченко, В.А. Хильченко, В.Г. Швырев. Регистратор импульсных сигналов для диагностик высокотемпературной плазмы // Приборы и техника эксперимента, 2016, № 3, С. 24 – 31.
24. Е.А. Пурыга, С.В. Иваненко, А.Д. Хильченко, А.Н. Квашнин, П.В. Зубарев, А.А. Иванова. Многофункциональный быстродействующий регистратор ADC12500 // Приборы и техника эксперимента, 2012, № 3, С. 75 – 83. Перевод: Е.А. Puryga, S.V. Ivanenko, A.D. Khilchenko, A.N. Kvashnin, P.V. Zubarev, A.A. Ivanova. An ADC12500 Multifunction Fast Recorder // Instruments and Experimental Techniques, 2012, Vol. 55, № 3, pp. 368 – 376.
25. А.Д. Хильченко, А.А. Иванова. Система регистрации энергетического спектра  $\gamma$ -квантовой реакции  $^{13}\text{C}(p,\gamma)^{14}\text{N}$  // Сборник тезисов 13-ой

Всероссийской конференции «Диагностика высокотемпературной плазмы» ДВП-13, 8-13 июня 2009, г. Звенигород, С. 85 – 87.

26. А.А. Иванова, Е.А. Пурыга, С.В. Иваненко, А.Н. Квашнин, В.И. Алейник, А.Ф. Ровенских, Ю.С. Суляев, А.Д. Хильченко. Адаптивный скоростной гамма-спектрометр // Сборник тезисов 14-ой Всероссийской конференции «Диагностика высокотемпературной плазмы» ДВП-14, 5-10 июня 2011, г. Звенигород, С. 62 – 63.

27. A.A. Ivanova, S.V. Ivanenko, A.N. Kvashnin, E.A. Puriga, A.F. Rovenskikh, A.D. Khilchenko. Gamma-ray spectrometer with high event processing rate // IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record Ser. "2012 IEEE Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference Record, NSS/MIC 2012", October 29 – November 3, 2012, Anaheim, California, USA, N14-102, pp. 1052 – 1055.

28. A.A. Ivanova, V.N. Amosov, D.A. Skopintsev, A.D. Khilchenko, A.N. Kvashnin, P.V. Zubarev, S.V. Ivanenko, A.I. Kotelnikov, E.A. Puryga. Real time digital pulse analyzer for ITER neutron diagnostics // 19th IEEE-NPSS Real Time Conference (RT), May 26-30, 2014, Nara, Japan, pp. 1 – 3.

29. V. Drndarevic, P. Ryge, T. Gozani. Amplifier with time-invariant trapezoidal shaping and shape-sensitive pileup rejector for high-rate spectroscopy // IEEE Transactions on Nuclear Science, 1989, Vol. 36, I. 1, pp. 1326 – 1329.

30. F.D. Brooks. A scintillation counter with neutron and gamma-ray discriminators // Nuclear Instruments and Methods, 1959, Vol. 4, I. 3 pp. 151 – 163.

31. О.В. Игнатъев. Быстродействующие спектрометры с полупроводниковыми детекторами рентгеновского и гамма-излучений. Дис. д-ра тех. наук: 01.04.01. — Екатеринбург, 2010. — 212 с.

32. J.B. Simoes, C.M.B.A. Correia. Pulse processing architectures // Nuclear Instruments and Methods, 1999, Vol. 422, pp. 405 – 410.

33. M. Bolić, V. Drndarević. Digital gamma-ray spectroscopy based on FPGA technology // Nuclear Instruments and Methods, 2002, Vol. 482, I. 3, pp. 761 – 766.

34. H. Kun, L. Feng, C. Lian, L. Fu-Tian and J. Ge. An FPGA-based pulse pile-up rejection technique for photon counting imaging detectors // Chinese Physics Letters, 2015, Vol. 32, № 3.
35. P.S. Lee, C.S. Lee, J.H. Lee. Development of FPGA-based digital signal processing system for radiation spectroscopy // Radiation Measurements, 2013, Vol. 48, pp. 12 – 17.
36. Д.Б. Гин, И.Н. Чугунов, Е.А. Шевелев. Развитие методики высокоскоростной гамма-спектрометрии // Приборы и техника эксперимента, 2008, №2, С. 89 – 94.
37. Д.Б. Гин, И.Н. Чугунов, А.С. Шевелев, V.G. Kiptily, G. Gorini, M. Tardocchi, M. Nocente, J. Sousa, R.C. Pereira, A.M. Fernandes, A. Neto. Разработка аппаратных реализаций методики высокоскоростной гамма-спектропии для достижения предельных нагрузок в режиме реального времени. // Сборник тезисов 13-ой Всероссийской конференции «Диагностика высокотемпературной плазмы» ДВП-13, 8-13 июня 2009, г. Звенигород, С. 120 – 122.
38. Техническая документация NanoDPP. — Режим доступа: <http://www.labzy.com/index.html#nanoDPP>.
39. MT-003: Understand SINAD, ENOB, SNR, THD, THD + N, and SFDR so you don't get lost in the noise floor. — Режим доступа: — <http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-003.pdf>.
40. Котельников В.А. О пропускной способности эфира и проволоки в электросвязи — Всесоюзный энергетический комитет // Материалы к I Всесоюзному съезду по вопросам технической реконструкции дела связи и развития слаботочной промышленности. 1933. Репринт статьи в журнале УФН, 2006, Т. 176, № 7, с. 762 – 770.

41. R. Reeder, W. Green, and R. Shillito. Analog-to-digital converter clock optimization: a test engineering perspective // *Analog Dialogue*, February 2008, № 42-02. — Режим доступа: <http://www.analog.com/analogdialogue>.
42. V.T. Jordanov, G.F. Knoll. Digital synthesis of pulse shapes in real Time for high resolution radiation spectroscopy // *Nuclear Instruments and Methods*, 1994, Vol. 345, I. 2, pp. 337 – 345.
43. V.T. Jordanov, G.F. Knoll, A.C. Huber, J.A. Pantazis. Digital techniques for real-time pulse shaping in radiation measurements // *Nuclear Instruments and Methods*, 1994, Vol. 353, I. 1 – 3, pp. 261 – 264.
44. M. Nakhostin, Z. Podolyak, P.H. Regan, P.M. Walker. A digital method for separation and reconstruction of pile-up events in germanium detectors // *Review of Scientific Instruments*, 2010, Vol. 81, I. 10, № 103507.
45. CAEN Application Note AN2506: Digital gamma neutron discrimination with liquid scintillators. — Режим доступа: [http://www1.caen.it/xtra/newsletter/2011\\_04\\_27/AN2506\\_Digital\\_GN\\_discrimination.pdf](http://www1.caen.it/xtra/newsletter/2011_04_27/AN2506_Digital_GN_discrimination.pdf).
46. V.T. Jordanov. Radiation spectroscopy using seeded localized averaging ("SLA") // *2005 IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record*, Vol. 1, pp. 216 – 220.
47. Техническая документация USB Standard. — Режим доступа: [http://www.usb.org/developers/docs/usb20\\_docs/](http://www.usb.org/developers/docs/usb20_docs/).
48. Техническая документация Ethernet-10/100 Standard. — Режим доступа: <http://www.ieee802.org/3/>.
49. Техническая документация VMEbus. — Режим доступа: [http://www.interfacebus.com/Design\\_Connector\\_VME.html](http://www.interfacebus.com/Design_Connector_VME.html).
50. PXI Systems Alliance. PXI-5 PXI Express Hardware Specification. — Режим доступа: [www.pxisa.org/userfiles/files/Specifications/PXIEXPRESSHWSPEC\\_ECN1R2.pdf](http://www.pxisa.org/userfiles/files/Specifications/PXIEXPRESSHWSPEC_ECN1R2.pdf).

51. PXI Systems Alliance. PXI-6 PXI Express Software Specification. — Режим доступа: [http://www.pxisa.org/userfiles/files/PXI6\\_R1DOT2.pdf](http://www.pxisa.org/userfiles/files/PXI6_R1DOT2.pdf).
52. Техническая документация microTCA. — Режим доступа: <https://www.picmg.org/openstandards/microtca/>.
53. Yu.S. Sulyaev, E.A. Puryga, A.D. Khilchenko, A.N. Kvashnin, S.V. Polosatkin, A.F. Rovenskikh, A.V. Burdakov, E.V. Grishnyaev. Multi-purpose fast neutron spectrum analyzer with real-time signal processing // Nuclear Instruments and Methods, 2013, Vol. 720, pp. 23 – 25.
54. G. Locher. Biological effects and therapeutic possibilities of neutrons // Am J Roentgenol Radium Therapy, 1936, Vol. 36, pp. 1 – 13.
55. H. Koivunoro. Dosimetry and dose planning in boron neutron capture therapy: Monte Carlo studies. Doctoral dissertation. — University of Helsinki, 2012. — 79 с.
56. А.С. Кузнецов, Ю.И. Бельченко, А.В. Бурдаков, В.И. Давыденко, А.С. Донин, А.А. Иванов, С.Г. Константинов, А.С. Кривенко, А.М. Кудрявцев, К.И. Меклер, А.Л. Санин, И.Н. Сорокин, Ю.С. Суляев, В.В. Широков, Ю.И. Эйдельман. Эксперименты по генерации и поглощению гамма-квантов на протонном ускорителе-тандале // Problems of atomic science and technology, 2008, № 3(49), pp.187 – 190.
57. A.S. Kuznetsov, Yu.I. Belchenko, A.V. Burdakov, V.I. Davydenko, A.S. Donin, A.A. Ivanov, S.G. Konstantinov, A.S. Krivenko, A.M. Kudryavtsev, K.I. Mekler, A.L. Sanin, I.N. Sorokin, Yu.S. Sulyaev, S.Yu. Taskaev, V.V. Shirokov and Yu.I. Eidelman. The detection of nitrogen using nuclear resonance absorption of mono-energetic gamma rays // Nuclear Instruments and Methods, 2009, Vol. 606, pp. 238 – 242.
58. S.S. Hannah, L. Meyer-Schutzmeister. Resonant absorption by the 9.17 MeV level in  $^{14}\text{N}$  // Physical Review, 1959, Vol. 115, pp. 986 – 989.

59. D. Vartsky, G. Engler and M.B. Goldberg. A method for detection of explosives based on nuclear resonance absorption of gamma-rays in  $^{14}\text{N}$ . // Nuclear instruments and methods, 1994, Vol 348, pp. 688 – 691.
60. А.Г. Вострецов, А.В. Бурдаков, С.Е. Радченко, А.С. Кузнецов, Ю.С. Суляев. Обнаружение поглощения гамма-квантов при прохождении через азотосодержащее вещество // Автометрия, 2010. Т. 46, № 3, С. 22 – 29.
61. С.Е. Радченко. Контрастное обнаружение спектральных пиков при прохождении через вещество // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации, 2011, № 1, С. 127 – 136.
62. А.Г. Вострецов, С.Е. Радченко. Аппроксимация энергетического спектра гамма-излучения в ортонормированном базисе // Научный вестник Новосибирского государственного технического университета, 2011, № 4 (45), С. 3 – 11.
63. С.Е. Радченко. Алгоритмы обработки измерительной информации для информационно-измерительных систем обнаружения азотосодержащих веществ на основе гамма-спектрометрии: диссертация. Дис. к-та т. н.: 05.11.16. — Новосибирск, 2013. — 156 с.
64. А.П. Онучин. Лекции по экспериментальным методам ядерной физики // НГТУ, ФТФ, Россия, Новосибирск, 2007. — 181 с.
65. Steven W. Smith. // The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing // Recursive Filters, Chapter 19. — Режим доступа: [www.dspguide.com/pdfbook.htm](http://www.dspguide.com/pdfbook.htm).
66. А.В. Давыдов. Сигналы и системы. // Лекции и практикум на ПК, глава 11, стр. 6-9. — Режим доступа: <http://prodav.narod.ru/>.
67. А.Г. Башкирцев, А.А. Иванов, Д.А. Касатов, А.С. Кузнецов, И.Н. Сорокин, С.Ю. Таскаев, В.Я. Чудаев. Расчетные и экспериментальные оценки поля рентгеновского излучения, создаваемого высоковольтными

элементами установки «Ускоритель-тандем БНЗТ» // Препринт ИЯФ 2012-8, Новосибирск, 2012, 20 с.

68. V. Aleynik, A. Burdakov, V. Davydenko, A. Ivanov, V. Kanygin, A. Kuznetsov, A. Makarov, I. Sorokin, and S. Taskaev. BINP accelerator based epithermal neutron source // *Applied Radiation and Isotopes*, 2011, Vol. 69, pp. 1635 – 1638.

69. А.Г. Башкирцев, А.А. Иванов, Д.А. Касатов, А.С. Кузнецов, И.Н. Сорокин, С.Ю. Таскаев, В.Я. Чудаев. Рентгеновское излучение высоковольтных элементов ускорителя-тандема с вакуумной изоляцией // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации, 2013, № 1(20), С. 56-62.

70. А.С. Кузнецов, Г.Н. Малышкин, А.Н. Макаров, И.Н. Сорокин, Ю.С. Суляев, С.Ю. Таскаев. Первые эксперименты по регистрации нейтронов на ускорительном источнике для бор-нейтронозахватной терапии // Письма в ЖТФ, 2009, Т. 35, Вып. 8, С. 1 – 6.

71. Texas Instruments Application Report: Analysis of the Sallen–Key Architecture — <http://www.ti.com/lit/an/sloa024b/sloa024b.pdf>.

72. D.J. Herbert, V. Saveliev, N. Belcari, N. D’Ascenzo, A. Del Guerra and A. Golovin. First results of scintillator readout with silicon photomultiplier // *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 2006, Vol. 53, I. 1, pp. 389 – 394.

73. Texas Instruments ADS61B49 — <http://www.ti.com/lit/ds/slws214b/slws214b.pdf>.

74. V. Radeka. Optimum Signal-Processing for Pulse-Amplitude Spectrometry in the Presence of High-Rate Effects and Noise // *Nuclear Instruments and Method*, 1968, Vol. 15, I. 3, pp. 455 – 470.

75. L.M. Bollinger and G.E. Thomas. Measurement of the time dependence of scintillation intensity by a delayed-coincidence method // *Review of Scientific Instruments*, 1961, Vol. 32, I. 9, pp. 1044 – 1050.

76. L. Bertalot, B. Esposito, Y. Kaschuck, D. Marocco, M. Riva, A. Rizzo, D. Skopintsev. Fast digitizing techniques applied to scintillation detectors // Nuclear Physics B (Proc. Suppl.), 2006, Vol. 150, pp. 78 – 81.
77. P.J. Sellin, G. Jaffar, S.D. Jastaniah. Performance of digital algorithms for  $n/\gamma$  pulse shape discrimination using a liquid scintillation detector // 2003 IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record, 2003, Vol. 2, pp. 1057 – 1060.
78. R. Aryaeinejad, J.K. Hartwell, D.F. Spencer. Comparison between digital and analog pulse shape discrimination techniques for neutron and gamma ray separation // 2005 IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record, 2005, Vol. 1, pp. 500 – 504.
79. A.V. Burdakov, A.C. England, C.S. Kim, V.S. Koidan, M. Kwon, V.V. Postupaev, A.F. Rovenskikh, Y.S. Sulyaev. Detection of fusion neutrons on the multimirror trap GOL-3M // Fusion Science and Technology, 2005, Vol. 47, pp 333 – 335.
80. А.В. Аржанников, А.М. Батраков, А.В. Бурдаков, И.А. Иванов, К.И. Меклер, В.В. Поступаев, А.Ф. Ровенских, С.В. Полосаткин, В.Я. Сазанский, С.Л. Сеницкий, Ю.С. Суляев. Экспериментальное исследование динамики нейтронной эмиссии в многопробочной ловушке ГОЛ-3 // Физика плазмы, 2006, Т. 32, № 2, С. 113 – 121.
81. В.Н. Амосов, С.А. Мещанинов, Н.Б. Родионов. Система компактных алмазных спектрометров и мониторов нейтронного потока вертикальной нейтронной камеры для международного экспериментального термоядерного реактора // Прикладная физика, 2011, № 4, С. 104 – 107.
82. В.Н. Амосов, С.А. Мещанинов, Н.Б. Родионов, Р.Н. Родионов. Разработка радиометра гамма-излучения на основе синтетического алмазного материала // Прикладная физика, 2012, № 3, С. 79 – 85.

83. V.N. Amosov, S.A. Meshaninov, N.B. Rodionov, R.N. Rodionov. Fast neutron diamond spectrometer // *Diamond and related materials*, 2011, Vol. 20, I. 8, pp. 1239 – 1242.
84. ITER Catalog of I&C products — Fast Controllers (ITER\_D\_345X28) — [http://static.iter.org/codac/pcdh7/Folder%202/9-ITER\\_Catalog\\_of\\_I%26C\\_products\\_-\\_Fast\\_Cont\\_345X28\\_v2\\_4.pdf](http://static.iter.org/codac/pcdh7/Folder%202/9-ITER_Catalog_of_I%26C_products_-_Fast_Cont_345X28_v2_4.pdf).
85. Д.А. Скопинцев, Ю.А. Кащук. Сцинтилляционный цифровой спектрометр термоядерных нейтронов // *Материалы VI Российского семинара «Современные средства диагностики плазмы и их применение»*, Москва, МИФИ, 2008. С. 22 – 25.