

# Перспективные цифровые решения для считывающей электроники кремниевых детекторов

А. Воронин, к. ф-м. н.<sup>1</sup>

УДК 539.1.075 | ВАК 05.27.01

Перспективные направления развития считывающей электроники (СЭ) и специализированных интегральных микросхем (СИМС) для кремниевых детекторов связаны с применением субмикронных технологий, которые обеспечивают уменьшение размеров цифровых вентилях и других элементов (в том числе аналоговых), снижение потребляемой мощности на элемент или вентиль, повышение быстродействия и улучшение других характеристик. Совершенствование технологии позволяет повысить функциональность, внедрить более сложную цифровую обработку сигналов и управление СИМС, увеличить разрядность АЦП в каждом измерительном канале. Это во многих случаях требует внедрения новых схемотехнических решений для СИМС. В статье рассмотрены примеры перспективных решений для цифровых устройств СЭ кремниевых детекторов.

## АППАРАТНАЯ ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ КРЕМНИЕВЫХ ДЕТЕКТОРОВ И КАЛИБРОВОЧНО-ТЕСТОВАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ СЭ (СИМС)

При применении субмикронных технологий значительно уменьшаются проектные нормы (от единиц мкм до единиц нм), что позволяет получить малую площадь вентиля на кристалле и высокое быстродействие при относительно низкой потребляемой мощности на вентиль. Это дает возможность перенести часть функций обработки сигналов из системы сбора данных (DAQ) в считывающую электронику (СЭ), используя аппаратные решения для цифровых блоков. Аппаратная реализация снижает универсальность аппаратуры. Однако многоцелевые или универсальные контроллеры, в том числе процессоры для аналого-цифровой обработки данных (DSP), не обладают пока требуемыми характеристиками для применения в СЭ кремниевых детекторов.

Одним из основных факторов, позволяющих применять аппаратные методы цифровой обработки, является высокая тактовая частота работы ядра СИМС, которая составляет порядка нескольких ГГц. Современные эксперименты для физики высоких энергий (ФВЭ) и физики космических лучей (ФКЛ) работают на частоте максимальной загрузки каналов, не превышающей 50 МГц

(период 20 мкс). За это время можно провести несколько итераций при обработке сигналов в режиме реального времени или обработку данных нескольких каналов до прихода следующего события и исключить нулевые данные, уменьшив объем передаваемой информации в систему сбора данных (DAQ).

Положительную роль при аппаратной цифровой обработке сигналов играет тот факт, что в кремниевых системах форма одиночного сигнала (без наложений) на выходе шейпера в СИМС известна и описывается набором экспонент, либо имеет псевдогауссовую форму сигнала (реже форму треугольника или трапеции). Знание формы импульсов может упростить обработку сигнала.

Другим важным фактором является увеличение функциональности СИМС, которое требует традиционной калибровки каждого канала СЭ для уменьшения ошибки при измерениях параметров излучений. В современных СИМС, кроме калибровки, реализуется контроль работы блоков СИМС, в том числе ее цифровой части. В [1] описана архитектура аналогового калибровочного канала. В СИМС СТС-ХУТЕР применена архитектура с более широким использованием контроля работы СИМС, в том числе цифровых блоков [2]. Простой и часто используемый способ определения ошибок – обратное считывание данных и команд, записанных в регистрах СИМС, и дальнейшая проверка правильности записи этой информации.

Обобщенная структура калибровочно-контрольной системы СИМС (СЭ) показана на рис. 1. Конкретное схемное решение зависит от архитектуры СИМС и применяемой

<sup>1</sup> Научно-исследовательский институт ядерной физики им. Д. В. Скобельцина МГУ им. М. В. Ломоносова, ведущий научный сотрудник, voronin@silab.sinp.msu.ru.

технологии. Для выполнения функций контроля цифровой части СИМС могут потребоваться: генераторы определенных кодовых последовательностей и дополнительные входы цифровых блоков для подачи тестовых воздействий. Генератор кодовых последовательностей формирует коды различной сложности, которые позволяют определить ошибки работы цифровых блоков и критический разброс задержек логических элементов.

Кроме упомянутых блоков, в систему могут входить датчики (температуры, токов потребления). Формирователь тактовых частот генерирует частоты, которые не используются для основной работы СИМС. Блок управления аналоговой калибровкой воздействует на ключи блока аналоговой калибровки, который может иметь тестовые контакты для пикопроба с площадками, вскрытыми от пассивации, для сокращения количества выходных контактов и длины проводников. Такие контакты были применены в СИМС MUCN V3 [3].

Общий блок управления синхронизирует работу остальных блоков системы, переключает режимы схем «рабочая – тестовая» и общается с более высоким уровнем управления.

## ЦИФРОВАЯ АДАПТИВНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ. ЦИФРОВАЯ СВЕРТКА

Примеры цифровой обработки (фильтрация, восстановление базовой линии) приведены в [4, 5]. Цифровое восстановление базовой линии в СИМС SAMPA минимизирует флуктуации базовой линии, используя измеренные отсчеты сигнала и их усреднение. Для фильтрации и более точной адаптации параметров фильтра применяется

итеративный подход. В адаптивных алгоритмах работы фильтров чаще всего используются методы наименьших, реже – средних квадратов, Винера и других критериев для правильной коррекции ошибок.

Теория цифровых фильтров в общем виде хорошо разработана и применяется в различных областях электроники. Однако, в многоканальной СЭ цифровые фильтры начинают применяться лишь с появлением аналого-цифровой субмикронной технологии и алгоритмов обработки данных, реализуемых в аппаратном виде для экспериментов ФВЭ и ФКЛ. Цифровые фильтры обладают возможностями, позволяющими изменять их свойства. Если аппаратная часть выполнена на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС), достаточно легко изменить схему фильтра, перепрограммируя ПЛИС. Изменяя базу данных, хранящую величины коэффициентов фильтра, или тактовую частоту, изменяются также параметры фильтра. Например, изменение тактовой частоты пропорционально меняет частоту среза фильтра или длительность выходного импульса. Эти свойства облегчают построение адаптивных систем.

Примером цифровой адаптивной цифровой фильтрации, восстанавливающей базовую линию и уменьшающей эффект наложения сигналов, может служить шейпер, описанный в [6]. Общий вид передаточной характеристики нерекурсивного фильтра  $H_n(z)$  с коэффициентами передаточной функции  $b_l$  равен:

$$H_n(z) = \sum_{l=0}^{N-1} b_l z^{-l}.$$

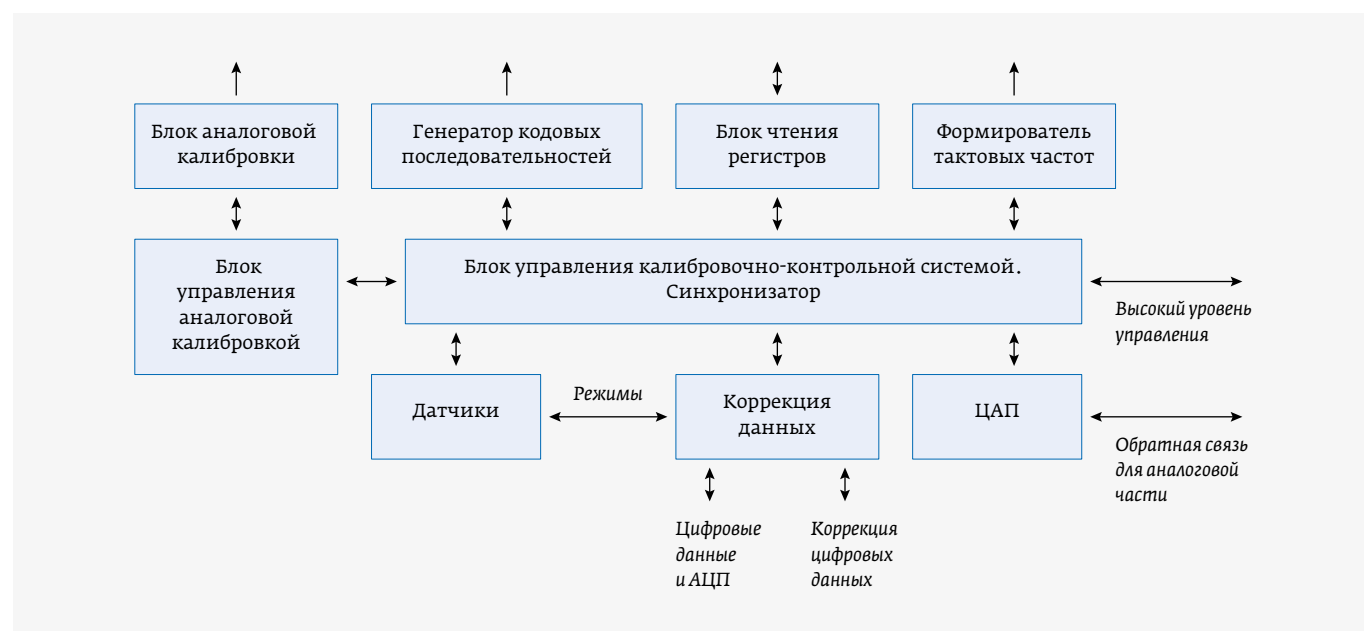


Рис. 1. Обобщенная схема калибровочно-контрольной системы

Рассматриваемый цифровой шейпер представляет собой итерационный нерекурсивный цифровой фильтр с конечным импульсным откликом (КИХ), временем формирования  $\tau_s$  и использованием метода наименьших квадратов (LMS). Выходной сигнал фильтра  $y[n]$  может быть представлен как цифровая свертка  $h[n] * x[n]$ :

$$y[n] = \sum_{r=0}^{N-1} a_r x[n-r] = h[n] * x[n], \quad (1)$$

где  $x[n]$  – входной сигнал,  $a_r$  – весовые коэффициенты,  $h[n]$  – импульсная характеристика фильтра,  $N$  – длина (количество выборок) фильтра ( $N = \tau_s / T_s$ ;  $T_s$  – период дискретизации).

Используя несколько итераций и изменяя  $a_r$ , можно минимизировать ошибку желаемой формы выходного сигнала ( $d(z)$  – желаемый выходной сигнал), при этом, используя Z-преобразование  $x[n]$ ,  $h[n]$ , требуется минимизировать выражение:  $h(z) = x(z) / d(z)$ .

Предварительная аналоговая фильтрация перед цифровым фильтром типа CR-RC с постоянными времени интегрирования  $\tau_i$  и дифференцирования  $\tau_d$  ( $\tau_i = \tau_d = \tau_{sh}$ , где  $\tau_{sh}$  – постоянная времени CR-RC шейпера) является квазиоптимальной, и форма сигнала на входе цифрового фильтра имеет вид:

$$x(t) \approx \left( \frac{1}{\tau_{sh}} \right) e^{(-t/\tau_{sh})}.$$

Но, как известно, КИХ-фильтр оптимален, когда он имеет треугольный или трапецеидальный отклик, таким образом,  $d(z)$  должен содержать отсчеты треугольной или трапецеидальной формы, а  $y(z)$  будет несколько отличаться от идеальной формы и определяться точностью вычисления наименьшей квадратичной ошибки.

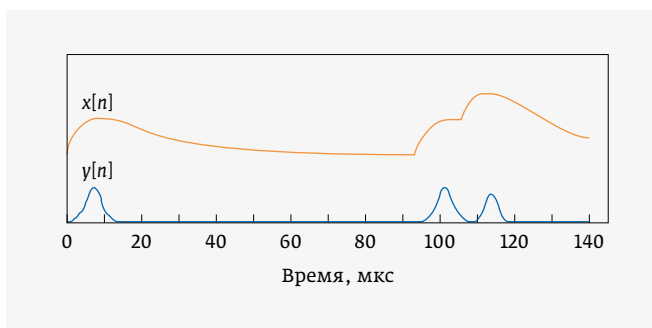


Рис. 3. Результат обработки выходного сигнала  $x[n]$  аналогового шейпера CR-RC цифровым фильтром  $y[n]$

В принципе можно задать и другую форму отклика фильтра. Аппаратная структура фильтра показана на рис. 2.

Входной сигнал  $x[n]$  и желаемый выходной сигнал  $d[n]$  подаются на схему одновременно. Величины  $N$  и  $T_s$  устанавливаются до начала процедуры поиска оптимальных коэффициентов;  $d[n]$  формируется по порогу, если  $x[n]$  выше его;  $y[n]$  – выходной сигнал. Импульс **den** дает старт началу процесса, в том числе работе регистрового селектора. Ошибка  $e[n]$  позволяет селектору при наличии **den** подбирать оптимальные коэффициенты фильтра  $a_i$ . Процесс повторяется  $N$  раз (порядок шейпера) и заканчивается, когда все  $a_i$  подобраны. Можно запускать процесс несколько раз посредством **den**.

Результат обработки показывает, что при случайном появлении сигналов и их наложении фильтр уверенно разделяет наложенные события и базовая линия стабильна (рис. 3).

Можно заметить (см. рис. 2), что схема цифрового фильтра содержит три основных типа логических

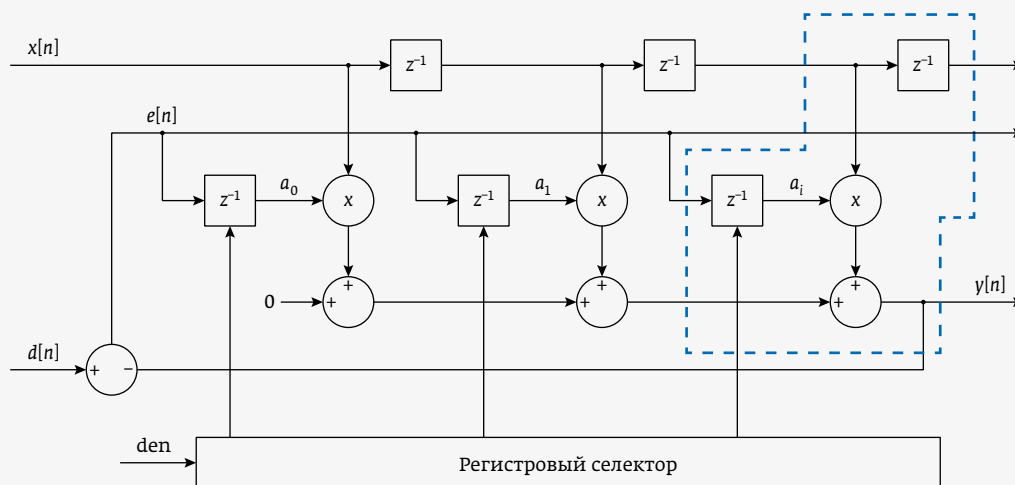


Рис. 2. Аппаратная структура цифрового фильтра



## КОМПЛЕКСНЫЕ ПОСТАВКИ ЭКБ

**ВСЯ ПОСТАВЛЯЕМАЯ  
ПРОДУКЦИЯ ПРОХОДИТ  
«ВХОДНОЙ КОНТРОЛЬ»  
И «ИДЕНТИФИКАЦИЮ»**

АО «ТЕСТПРИБОР» осуществляет комплексные поставки электронных компонентов отечественного и иностранного производства для различного применения классов:

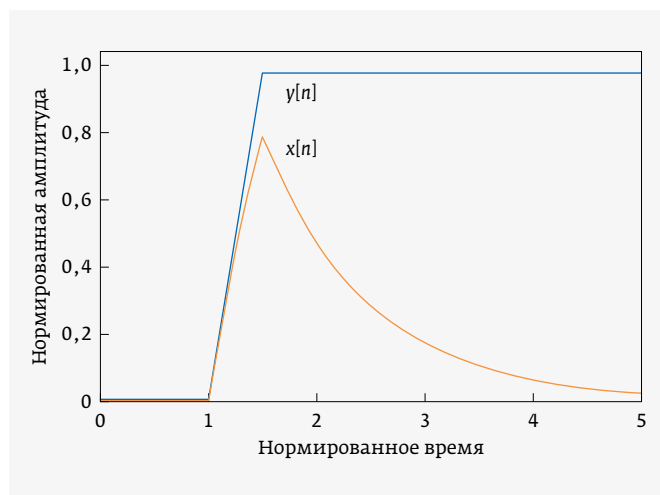
- Industrial, ▪ Military, ▪ Space



### ПРОГРАММА ПОСТАВОК

- Микросхемы
- ПЛИС
- СБИС
- Источники питания
- Преобразователи
- Конденсаторы
- Резисторы
- Транзисторы
- Диоды
- Реле
- Переключатели
- Разъемы
- Фильтры
- Атенюаторы
- Ответвители





**Рис. 4.** Компенсация баллистического дефицита с использованием цифровой свертки ( $\tau = 20T_s$ )

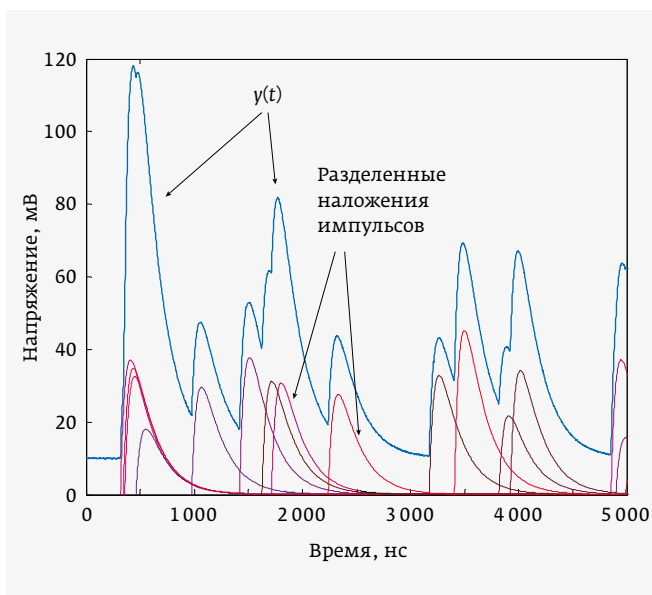
элементов: сумматоры, умножители и элементы задержки, а функции фильтрации задаются связями между этими элементами и весовыми коэффициентами.

Собственные шумы для каскадов цифрового фильтра равны [7] ( $\Delta$  – величина (вес) младшего разряда):

- дисперсия шума квантования  $\sigma_{\text{вх}2}$  (АЦП):  $\sigma_{\text{вх}2}^2 = \Delta^2/12$ ;
- дисперсия шума квантования на выходах умножителей  $\sigma_{\text{ум\_вых}}^2$ :  $\sigma_{\text{ум\_вых}}^2 = \Delta^2/12$  ( $\sigma_{\text{ум\_вх}}$  – дисперсия шума квантования на входе умножителя);
- дисперсия шума квантования на выходе сумматора  $\sigma_{\Sigma}$ :  $\sigma_{\Sigma} = r_c \Delta^2/12$ , где  $r_c$  – число умножителей, подключенных к  $r_c$ -му сумматору;
- дисперсия шумов ошибки округления  $\sigma_o$ :  $\sigma_o = \Delta_{a,b}^2/12$ , где  $\Delta_{a,b}^2$  – величина отбрасываемых разрядов произведения, поскольку для уменьшения объема аппаратуры, произведение обычно округляется.

Свойства цифрового фильтра влияют на общий шум в измерительном канале на выходе дискретного фильтра. Эквивалентный шум, пересчитанный на вход канала, зависит от многих факторов, в том числе амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) цифрового фильтра, которая имеет периодический характер. Подробно описание прохождения внешних шумов через тракт с цифровым фильтром можно найти в [8].

Приведенный пример адаптивного фильтра использует операцию свертки (1). Известно, что входной и выходной сигналы во временной области связаны сверткой сигнала с импульсной характеристикой устройства (интеграл Дюамеля). В общем случае цифровая свертка органично вписывается в алгоритмы цифровых устройств обработки сигнала. Например, кремниевый детектор имеет баллистический дефицит, который приводит к уменьшению амплитуды сигнала на выходе головного усилителя [9]. Причин баллистического дефицита может быть



**Рис. 5.** Наложение импульсов и их разделение на составляющие

несколько. В частности, изменяется длительность импульса тока детектора при одновременном падении его амплитуды. Соответственно, интегрирование тока приводит к уменьшению амплитуды напряжения на выходе интегратора в зависимости от места пролета частицы через детектор [9], или в интеграторе возникает неполный сбор заряда. Используя метод цифровой свертки [10], можно исключить этот эффект. Цифровая свертка для выходного сигнала  $y[n]$  имеет вид:

$$y[n] = x[n] + k \sum_{m=-\infty}^{n-1} x[m], \quad (2)$$

где  $n$  – номер выборки (время  $t = nT_s$ );  $k$  – коэффициент, равный  $k = 1 - e^{-T_s/\tau}$ , где  $\tau$  – постоянная спада сигнала  $x[n]$  – соответствует обычному выходному сигналу зарядочувствительного усилителя (ЗЧУ);  $y[n]$  – соответствует восстановленному по амплитуде сигналу (рис. 4).

Существует метод использования прямой и обратной свертки, применимый для кремниевых детекторов, когда можно выделить амплитуду входного сигнала  $x(t)$  при наложении импульсов его откликов на выходе ЗЧУ. Для этого создается матрица  $M$  откликов детектора от последовательности дельта функций  $x_0(t)$ , случайных по времени и амплитуде, то есть в этом случае выходной сигнал представляет собой набор импульсных характеристик. Выходной сигнал  $y(t)$  является прямой сверткой:  $y(t) = x(t) * M$ . Тогда оценка амплитуды входного сигнала  $x(t)$  может быть получена посредством обратной свертки  $x(t) = y(t) * M^{-1}$  (алгоритм the template-matching algorithm) [11].

На рис. 5 представлено моделирование сигналов на выходе и входе ЗЧУ.



## ИНТЕЛЛЕКТ. КАЧЕСТВО.

АО «МИКРОВОЛНОВЫЕ СИСТЕМЫ»  
Москва, Щелковское шоссе, д.5, стр.1  
Тел. (499) 644-21-03, (499) 644-25-62  
(многоканальный)  
Факс +7(499) 644-19-70  
E-mail: [mwsystems@mwsystems.ru](mailto:mwsystems@mwsystems.ru)  
[www.mwsystems.ru](http://www.mwsystems.ru)

- СОВРЕМЕННОЕ ПРОИЗВОДСТВО И ТЕХНОЛОГИИ
- ОПТИМАЛЬНОЕ СООТНОШЕНИЕ ЦЕНА/КАЧЕСТВО
- ПОЛНЫЙ СПЕКТР УСЛУГ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ И ПРОИЗВОДСТВУ МОНОЛИТНЫХ И ГИБРИДНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ, ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ МОДУЛЕЙ, МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ СВЧ-УСТРОЙСТВ И БЛОКОВ РЭА (0,3 - 22 ГГц)

## АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО «МИКРОВОЛНОВЫЕ СИСТЕМЫ»



## ВЕЙВЛЕТНОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ

Новый спектральный метод анализа, преобразования и выполнения других операций с сигналами стал бурно развиваться в 80-е годы прошлого столетия. Это один из новых способов обработки сигналов и данных в ядерной электронике и многих других областях, основанный на применении вейвлетного преобразования (ВП) [12] в комбинации с другими методами. ВП представляет собой интегральное преобразование, аналогичное преобразованию Фурье (ПФ), или точнее ПФ – один из типов вейвлетного преобразования. ВП использует широкий набор ортогональных и ортонормированных базисных функций, которые позволяют выбрать оптимальный вариант для обработки сигнала. ВП продолжает развиваться и в настоящее время. Уже выпускаются измерительные приборы для вейвлет-анализа. Разработаны микросхемы для обработки и сжатия видеосигнала, например семейство DV6XX от Analog Devices. ВП используется для обработки данных физических экспериментов, например, вейвлет-анализ был применен для исследования угловых распределений вторичных частиц в ядро-ядерных взаимодействиях при высоких энергиях [13]. ВП пока не применялось в СЭ. За качество обработки приходится платить большими объемами вычислительных и аппаратных ресурсов. Однако, с развитием математического аппарата и субмикронных технологий, ВП претендует на широкое применение. Можно предположить, что элементы ВП уже сейчас могут быть использованы в СЭ для исследования космических лучей (КЛ) при малой нагрузке и частоте событий.

Подробное описание ВП, его возможности, свойства и ограничения приведены в монографиях [12, 14]. В то время, как ПФ имеет тригонометрический базис преобразования и образ базовой функции  $e^{-i\omega t}$ , для ВП может использоваться более широкий набор базовых функций, некоторая часть которых не имеет обычной аналитической формулы. Второе отличие – ВП позволяет анализировать

сигнал во временной и частотной областях одновременно, работать с нестационарными сигналами (функциями) и на локализованных интервалах. Это позволяет выделять компоненты, которые практически не видны при ПФ. Базисные функции строятся на ортонормированном или ортогональном базисах. Во временной области образ базисной функции («вейвлета»)  $\psi$  первого поколения  $\psi(t)$  имеет вид:  $\psi(t) = |a|^{-1/2} \psi((t-b)/a)$ . Параметры функции задают масштаб ( $a$ ), сдвиг или положение ( $b$ ).

Ортогональные вейвлеты могут иметь аппроксимирующий  $\phi$ -образ:  $\phi(t)$  (интеграл от  $\phi(t)$  соответствует

условию  $\int_{-\infty}^{\infty} \phi(t) dt = 1$ ). Тогда сигнал можно представить

в дискретном виде [12]. Сигнал  $s(t)$  в этом случае выражается через аппроксимирующий ( $a$ ) и детализирующий ( $d$ ) коэффициенты. Заменяя  $a = 2^j$ ,  $b = k2^j$  или  $k = b/2^j$ , где  $j$  и  $k$  – целые числа, и используя формулы (3), (4) и (5):

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{j_n,k} \phi_{j_n,k}(t) + \sum_{j=j_n}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_{j,k} \phi_{j,k}(t), \quad (3)$$

где:

$$\phi_{j,k}(t) = 2^{-j/2} \phi(2^{-j}t - k), \quad (4)$$

$$d_{j,k} = \int_{-\infty}^{\infty} a_0^{-j/2} \phi(a_0^{-j}t - k) s(t) dt, \quad (5)$$

получаем аппроксимирующий ( $a$ ) и детализирующий ( $d$ ) коэффициенты. Большие значения  $j$  дают более грубую аппроксимацию,  $n$  – уровень приближения (3).

Образ частотного вейвлета  $\hat{\psi}(\omega)$  есть ПФ от временно-го вейвлета  $\psi(t)$  (рис. 6).

Как и для ПФ, для ВП различают прямое непрерывное (ПНВП) и обратное непрерывное преобразование (ОНВП), а также несколько алгоритмов прямого и обратного дискретных преобразований.

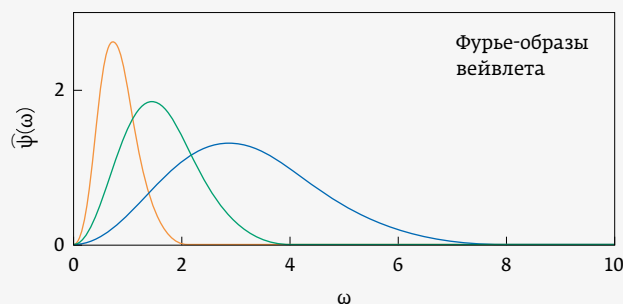
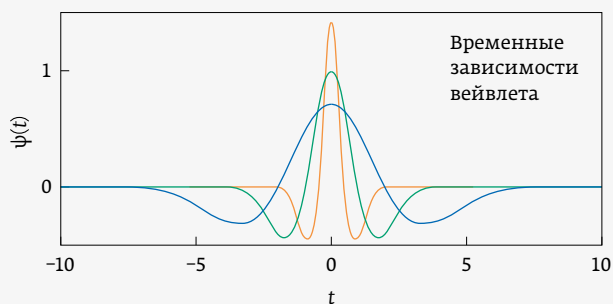


Рис. 6. Пример образа вейвлета «мексиканская шляпа» во временной и частотной областях





## Разработка и производство конденсаторов

### оксидно-электролитические алюминиевые конденсаторы

K50-15, K50-17, K50-27, K50-37, K50-68, K50-77, K50-80, K50-81, K50-83, K50-84, K50-85, K50-86, K50-87, K50-88, K50-89, K50-90, K50-91, K50-92, K50-93, K50-94, K50-95(чип), K50-96, K50-97(чип), K50-98, K50-99, K50-100, K50-101(чип), K50-102, K50-103, K50-104

### объемно-пористые танталовые конденсаторы

K52-1, K52-1М, K52-1БМ, K52-1Б, K52-9, K52-11, K52-17, K52-18, K52-19, K52-20, K52-21, K52-24, K52-26(чип), K52-27(чип), K52-28, K52-29, K52-30

### оксидно-полупроводниковые танталовые конденсаторы

K53-1А, K53-7, K53-65(чип), K53-66, K53-68(чип), K53-69(чип), K53-71(чип), K53-72(чип), K53-74(чип), K53-77(чип), K53-78(чип), K53-82

### суперконденсаторы (ионисторы)

K58-26, K58-27, K58-28, K58-29, K58-30, K58-31, K58-32, K58-33

### накопители электрической энергии на основе модульной сборки суперконденсаторов НЭЭ, МИК, МИЧ, ИТИ

Система менеджмента качества сертифицирована на соответствие требованиям ISO 9001



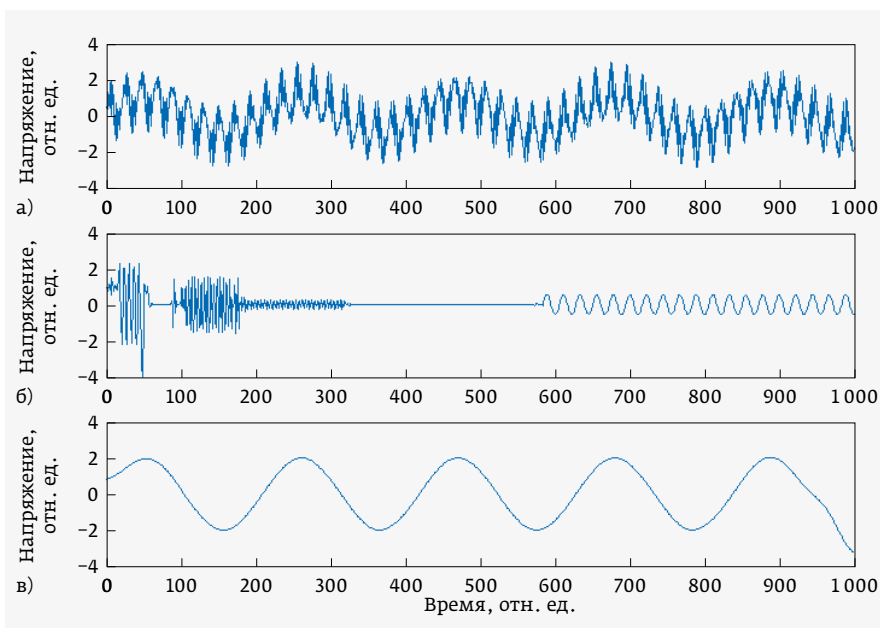


Вейвлеты второго порядка строятся по схеме, состоящей из трех шагов [15]. На первом этапе дискретизации сигнала  $s(t)$  создаются вейвлеты (например, вейвлет Лойзи) или используются вейвлеты первого поколения (например, Хаара), второй этап – предсказание (интерполяция) и третий этап – обновление. В алгоритм вейвлетов второго порядка входит дискретное ВП, а обратное ВП получается инверсией операций сложения и вычитания. К тому же объем информации не меняется по сравнению с входным объемом, тем самым увеличивается скорость преобразования (ПНВП имеет избыточность информации при более низкой скорости обработки и большей точности). При применении ВП часто используются интерактивный и адаптивный подходы для максимизации качества решаемой задачи.

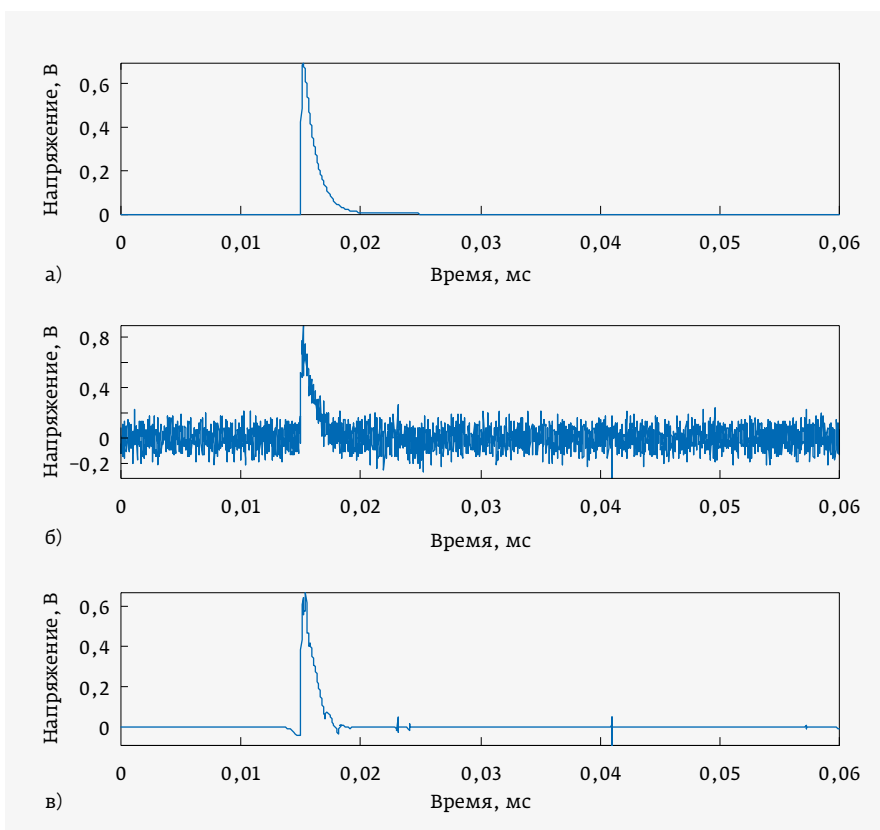
ВП отличается очень высокой функциональностью при обработке и преобразовании сигналов и данных, но в данной статье ограничимся вопросами, связанными с возможным применением ВП в СЭ для кремниевых детекторов и достигением лучших результатов по сравнению с другими алгоритмами. Возможно, в будущем аналоговый блок в СЭ останется зарядо-чувствительный усилитель (ЗЧУ), а далее, после оцифровки, все операции с сигналами в СЭ будут заменены ВП и другими видами цифровой обработки с более эффективными алгоритмами, за исключением интерфейсных и управляющих функций.

Обработку сигналов в СЭ для кремниевых детекторов можно разделить на две части:

- формирование качественных сигналов детекторов (их цифровых аналогов);
- вторичная обработка полученных данных (поиск кластеров, устранение бесполезной и избыточной информации с функциями сжатия по аналогии



**Рис. 7.** Фильтрация синусоиды: а – входной сигнал (несколько периодов синусоиды с шумом); б – график вейвлет-коэффициентов (ПНВП); в – очищенная от шума синусоида (для преобразования использован вейвлет Дебеша)



**Рис. 8.** Фильтрация сигнала, содержащего быструю и медленную экспоненты (ЗЧУ): а – сигнал без шума; б – сигнал с шумом; в – сигнал с отфильтрованным шумом

с аудио или видеосигналами) и другие функции.

Формирование качественных сигналов детекторов означает: максимизацию отношения «сигнал-шум», определение локальных максимумов (амплитуд полезных сигналов), исключение наложения сигналов, коррекцию базовой линии и при необходимости изменение формы импульсов.

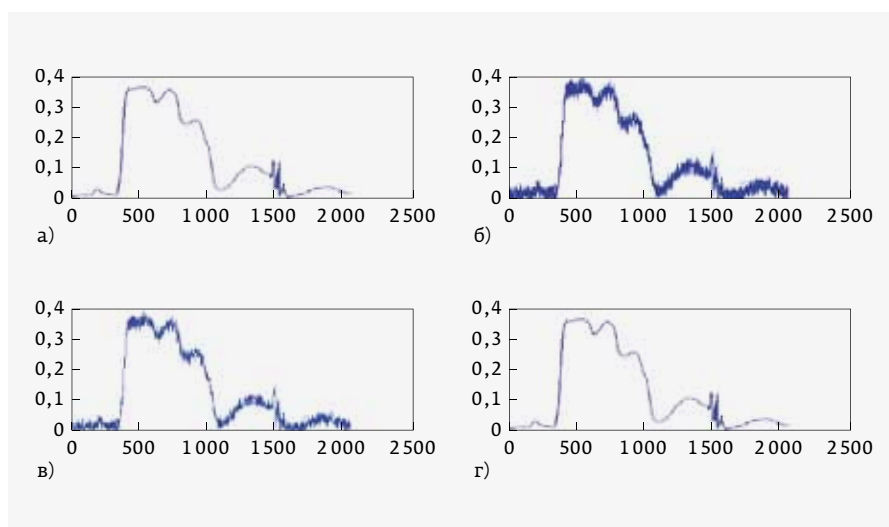
Вначале рассмотрим зашумленную синусоиду (рис. 7) [12]. Значения функции вейвлета на графике ПВПР называются вейвлет-коэффициентами (рис. 7б). Хорошо видно, что шумы отделены от синусоиды достаточно большим интервалом с практически нулевыми коэффициентами. Обрезав шумы и восстановив сигнал при помощи ОНВП, получим чистый сигнал, за исключением искажений в конце интервала преобразования. Другой способ фильтрации заключается в использовании согласованных фильтров низкой и высокой частот в частотной области. В частотной области задается гибкий порог (можно задать отдельно порог для каждой частотной составляющей), который обрезает шум, но оставляет высокочастотную часть сигнала.

Приведем примеры фильтрации шумов при помощи ВП, алгоритмы которых подробно описаны в литературе.

На рис. 8а изображен сигнал, который содержит быструю (фронт) и медленную экспоненты (спад) [16]. Таким же образом в первом приближении описывается выходной сигнал ЗЧУ. На сигнал наложен шум (рис. 8б). Вейвлет-фильтр практически очищает сигнал от шума (рис. 8в). Небольшие искажения восстановленного сигнала фильтруются затем аналоговым или цифровым шейпером.

Сравним фильтрацию сигнала (спектр сигнала – рис. 9а) в присутствии шумов (рис. 9б) с фильтрацией на основе ПФ (рис. 9в) и с адаптивной ВП-фильтрацией (рис. 9г) [17]. ВП-фильтр, особенно адаптивный, выглядит явно предпочтительней, чем фильтр на основе ПФ.

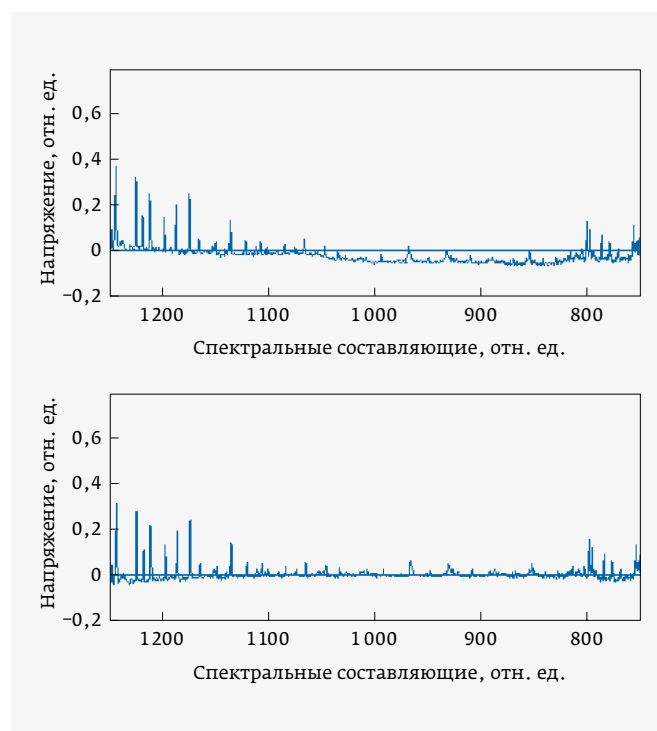
Автоматическая коррекция базовой линии с ВП выполняется для достаточно длинной выборки сигнала, содержащей  $N$  отсчетов спектра, полученного в результате вейвлетного преобразования [18]. Выбросы исключаются, и оставшаяся низкочастотная часть спектра приравнивается нулю. Обратное преобразование восстанавливает сигнал с скорректированной базовой линией (рис. 10).



**Рис. 9.** Фильтрация сигнала спектра (а) в присутствии шумов (б) с помощью ПФ-фильтрации (в) и адаптивной ВП-фильтрации (г) (обе оси на графиках – в относительных единицах)

## БЛОК АРБИТРАЖНОЙ ЛОГИКИ

Канал СИМС, образованный за счет коммутации отдельных блоков, входящих в СЭ, позволяет уменьшить количество однотипных устройств в многоканальной структуре СИМС [1]. В [19] эти СИМС были названы «устройствами, управляемыми потоком данных». Такие структуры



**Рис. 10.** Коррекция базовой линии с использованием вейвлетного преобразования



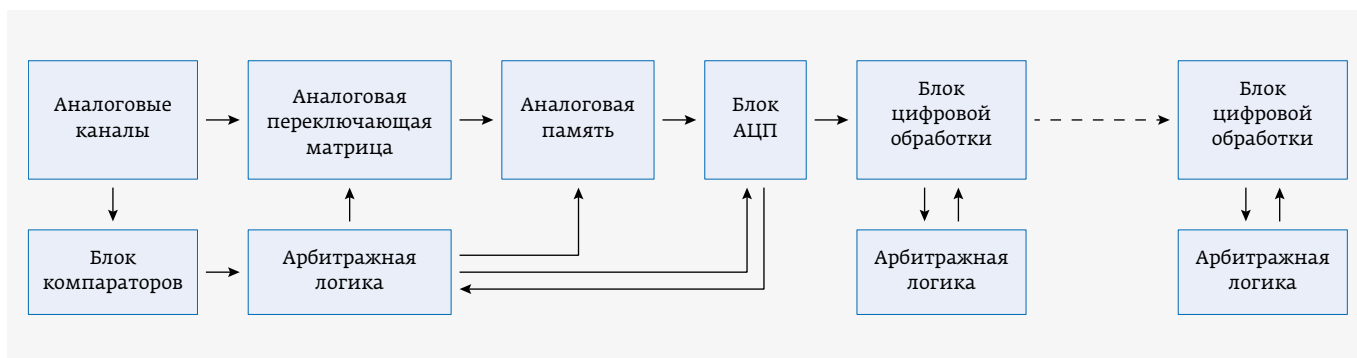


Рис. 11. Структура СИМС с переключением каналов

СИМС основаны на переключении сигналов с  $M$  входных каналов на  $N$  ( $M > N$ ) выходных. Переключение блоков осуществляется по карте загруженности СИМС потоками данных на входах и в зависимости от состояния СИМС на текущий момент. В [19] и других работах исследования велись в основном в направлении применения аналоговых решений для снижения количества АЦП на кристалле СИМС.

Однако применить этот принцип можно и в цифровой части СИМС, что позволяет уменьшить число однотипных цифровых блоков (рис. 11).

Современные цифровые интегральные блоки могут работать на частотах выше 1 ГГц, скорость работы с цифровыми данными позволяет обрабатывать информацию нескольких каналов за время 10–20 нс. Этого времени в большинстве случаев достаточно для переключения блоков СИМС.

Рассмотрим процесс переключения блоков СИМС. Основную роль в аналоговой части схемы (см. рис. 11) играют аналоговая переключающая матрица и цифровой блок арбитражной логики. Кратко эти схемы описаны в [1, 19]. Входная часть СИМС оснащена блоком компараторов для самотриггирования в каждом входном канале. Аналоговая переключающая матрица имеет вид сетки с  $M$  входами и  $N$  выходами, в узлах которой расположены аналоговые ключи, переключающие входы (две параллельные стороны сетки) на свободные выходные блоки (подключенные перпендикулярно первым двум сторонам сетки). При двоичном количестве входов  $2^m$  и выходов  $2^n$ , количество ключей в матрице составляет  $2^{m+n}$ . Очевидно, что минимальное количество ключей равно  $2^m$  при одном выходе. Увеличение количества выходов приводит

к увеличению количества ключей и блока арбитражной логики, следовательно, к увеличению площади, занимаемой матрицей и блоком на кристалле.

Блок арбитражной логики должен хранить всю информацию о состоянии системы, в том числе:

- какие входы свободны, а какие заняты;
- состояние всех ключей переключающей матрицы;
- какие выходные блоки свободны, а какие заняты.

Информация о состоянии системы хранится в регистрах, изменение данных в регистрах производится по командам от решающего устройства.

Функциональная схема, поясняющая реализацию алгоритма работы арбитражной логики, представлена на рис. 12. Изменения на входах регистра состояния входов и регистра новых событий (информация о состоянии аналоговых каналов) определяются блоком компараторов, который изменяет в первую очередь состояние регистра новых событий. При поступлении очередного сигнала от блока компараторов, решающее устройство подключает аналоговый сигнал

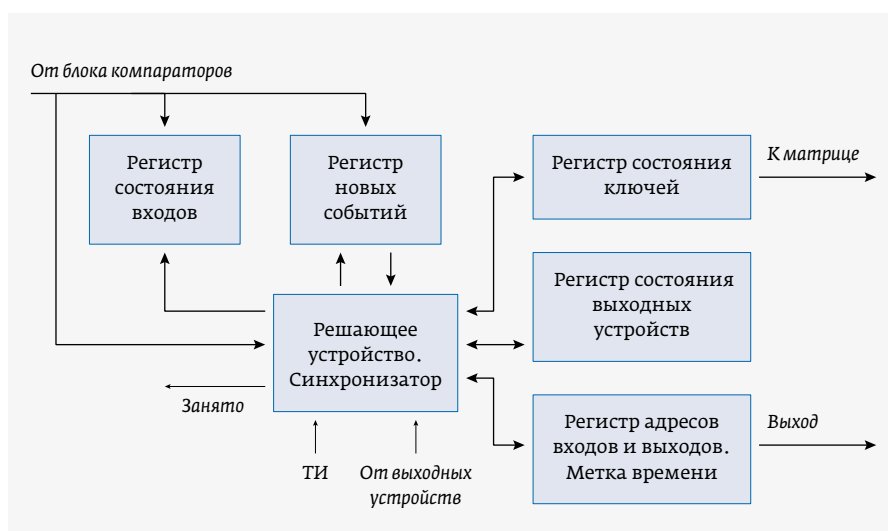


Рис. 12. Функциональная схема арбитражной логики

на вход свободного выходного устройства и изменяет состояние соответствующих регистров. При этом формируется метка времени, привязанная к адресам входного канала и выходного блока, затем сбрасывается регистр новых событий.

Состояние регистра выходных устройств при окончании работы какого-либо выходного блока изменяется, если на его цифровом выходе формируется сигнал «конец преобразования», а на выходе регистра адресов и метки времени появляется информация, привязанная к информации данного выходного и входного блоков. Если все выходные устройства заняты, выставляется флаг «занято» и блокируются входы СИМС.

Для уменьшения сбоев в работе системы вводится тактирование регистров на высокой частоте, превышающей максимальные рабочие частоты переключающей системы, чтобы система практически не имела задержек при смене своего состояния с учетом сигналов на входах решающего устройства.

В цифровой части работа управления переключением существенно проще аналоговой, когда можно обрабатывать последовательно данные блоков АЦП и других блоков, которые выставили флаги о наличии готовности к приему данных на шине [1].

Для этого достаточно набора ключей и кольцевого регистра, который переключает выходы буферов аналого-цифровых преобразователей или блоков цифровой обработки на входы следующих схем. Сигнал «конец преобразования» любого блока сдвигает регистр на один бит, открывая вход блока цифровой обработки для следующих данных. В цифровой части также можно применять арбитражную логику, принцип работы которой аналогичен используемой в аналоговой части.

## ИСКЛЮЧЕНИЕ «НУЛЕВЫХ» ДАННЫХ

Число измерительных каналов в кремниевых системах может достигать 10 млн, средняя загрузка каналов во многих случаях не превышает 20%. Можно считать, что ~80% каналов имеют нулевые данные, и их исключение значительно снижает информационный поток, что упрощает дальнейшую обработку данных. Ранее эта задача решалась на уровне DAQ; в настоящее время функция исключения нулевых данных считается функцией СЭ. Новая архитектура считывающей электроники data driven с самотриггированием в каждом канале призвана определить отсутствие сигнала уже на уровне первых каскадов и маркировать канал, не имеющий никаких данных [1]. При наличии отдельной триггерной системы в составе СЭ определение нулевых каналов производится, как правило, при помощи DAQ, а при наличии АЦП с помощью цифрового компаратора в цифровой части СИМС.

Заметим, что для кремниевых систем размер кластера может составлять один или несколько стрипов, тогда

как в некоторых газовых системах размер кластера определяется несколькими сработавшими сенсорами (СИМС SAMPА), а одиночные сработавшие сенсоры считаются нулевыми. Из этого следует, что «нулевыми данными» следует считать все бесполезные данные, которые фильтруются по критериям, определяемым для конкретной установки. Поэтому исключение «нулевой» информации часто носит более сложный характер, чем просто режекция «нулевых» каналов (отсутствие сигнала). В англоязычной литературе эта процедура носит название zero suppression, или sparsification, то есть определяется алгоритмом, позволяющим выделять, в частности, кластеры, хотя термин zero suppression употребляется и при простой режекции «нулевых» каналов.

Ниже приведены примеры алгоритмов для кремниевых трекеров [20, библиографии к работам 2, 13, 14, 15]:

- в экспериментах CDF и D0 использовалась простая процедура: сигнал каждого стрипа, превышающего порог, поступает на выход вместе с любым соседним стрипом, благодаря чему улучшается координатное разрешение при делении заряда в детекторе [библиографии к 2, 13];
- в эксперименте ALEPH использовался тот же алгоритм, что и в D0, но из-за низкого быстродействия можно было использовать семь ближайших

## ООО «Руднев-Шиляев»

- разработка измерительных систем по техническому заданию Заказчика.
- помощь в составлении технического задания Заказчика.
- производство измерительных систем.
- разработка и производство приборов.
- разработка программно-аппаратного обеспечения по ТЗ Заказчика.
- сертификация измерительных систем и приборов.

## Инструментальные решения задач заказчика!

125130, г. Москва, ул. Клары Цеткин, д. 33 корп. 35  
www.rudshel.ru, e-mail: adc@rudshel.ru  
тел./факс: (495) 787-6367, 787-6368



сенсоров на любой стороне детектора, где сработал стрип [библиография к 14];

- в эксперименте DELPHI выделялись кластеры, если они содержали  $n$  соседних стрипов и имели суммарное отношение «сигнал-шум», равный  $4\sqrt{n}$ , где  $n=1...3$  [библиография к 15];
- в эксперименте SMS предлагалось выделять все сенсоры, имеющие отношение «сигнал – шум»  $S/N > Tl$  ( $Tl=2$ ), и одиночные сенсоры с  $S/N > Th$  ( $Th=5$ ), где  $Tl$  и  $Th$  – пороги [20].

Приведенные алгоритмы исключения «нулевых» (неполезных данных) достаточно просты для аппаратного исполнения и могут быть реализованы при использовании субмикронных интегральных технологий. Для реализации этих алгоритмов необходима электрическая периодическая калибровка системы, чтобы отслеживать дрейф усиления каналов, уровня шумов и пьедесталов. Схемотехническая реализация блока zero suppression зависит от алгоритма обработки, принятого для конкретного эксперимента.

\* \* \*

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Российского фонда фундаментальных исследований 18-02-40047 мега.

## ЛИТЕРАТУРА

1. **Воронин А.** Структура каналов для считывающей электроники кремниевых детекторов // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. 2019. № 2. С. 106–114.
2. **Kasinski K., Rodriguez-Rodriguez A., Lehnert J., Zubrzycka W., Szczygiel R., Otfinowski P., Kleczek R., Schmidt C.J.** Characterization of the STS/MUCHXYTER2, a 128-channel time and amplitude measurement IC for gas and silicon microstrip sensors // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. A. 2018. 908. PP. 225–235.
3. **Atkin E., Malankin E., Shumikhin V., Samsonov V., Voronin A. et al.** Development of the asynchronous readout ASIC for GEM detectors // 2016 IEEE Nuclear Science Symposium, Medical Imaging Conference and Room-Temperature Semiconductor Detector Workshop (NSS/MIC/RTSD), Strasbourg. 2016. PP. 1–5.
4. **Воронин А.** Каскады обработки и преобразования сигналов в измерительных каналах с кремниевым детектором. Ч. 1 // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. 2021. № 4. С. 116–129.
5. **Воронин А.** Каскады обработки и преобразования сигналов в измерительных каналах с кремниевым детектором. Ч. 2 // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. 2021. № 5. С. 106–115.
6. **Regadío A., Sánchez-Prieto S., Prieto M., Tabero J.** Implementation of a real-time adaptive digital shaping for nuclear spectroscopy // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. A735. 2014. PP. 297–303.
7. **Голденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н.** Цифровая обработка сигналов. Радио связь. М., 1985.
8. **Avila D., Alvarez E., Abusleme A.** Noise Analysis in Pulse-Processing Discrete-Time Filters // IEEE Transactions on Nuclear Science. 2013. V. 60. No. 6. PP. 4634–4640.
9. **Воронин А.** Моделирование сигналов головной части считывающей электроники кремниевых детекторов // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. 2021. № 2. С. 150–155.
10. **Födisch P., Wohsmann J., Lange B., Schönherr J., Enghardt W., Kaefer P.** Digital high-pass filter deconvolution by means of an infinite impulse response filter // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. A 830. 2016. PP. 484–496.
11. **Wen X., Yang H.** Study on a digital pulse processing algorithm based on template-matching for high-throughput spectroscopy // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. A784. 2015. PP. 269–273.
12. **Дьяконов В. П.** Вейвлеты. От теории к практике. СОЛОН-Пресс, 2010.
13. Сообщение ОИЯИ P2-2001-119. Дубна, 2001.
14. **Малла С.** Вейвлеты в обработке сигналов / Пер. с англ. М.: Мир, 2005. 571 с.
15. **Шитов А. Б.** Разработка численных методов и программ, связанных с применением вейвлет-анализа для моделирования и обработки экспериментальных данных // Диссертация на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук. Иваново, 2001.
16. **Ray P., Basuray A., Kumar Maitra A.** Optimum Wavelet Bases Selection for Wavelet Based De-Noising In Partial Discharge Measurement // Proceedings of 2013 IEEE Conference on Information and Communication Technologies. 2013. 1110–1113.
17. **Zhe X., Hua Z., Zhuo L., Wenjiang H.** Application of De-Noising Method for Wheat Spectral Signal // 2009 Chinese Control and Decision Conference. Conference Paper. IEEE 2040–2042. 2009.
18. **Shao L., Griffiths P. R.** Automatic Baseline Correction by Wavelet Transform for Quantitative Open-Path Fourier Transform Infrared Spectroscopy // Environmental Science & Technology. 2007. PP. 7054–7059.
19. **Аткин Э. В., Воронин А. Г., Ключев А. Д., Бочаров Ю. И.** Метод и интегральная микросхема для обработки нерегулярного во времени потока данных в многоканальной аппаратуре физического эксперимента // Приборы и техника эксперимента. 2010. № 1. С. 1–7.
20. **Tomalin I. R.** On Calibration, Zero Suppression Algorithms and Data Format for the Silicon Tracker FEDs // CMS Internal Note. CMS-IN 2001 / 025 July 2, 2001.