

# Измерение времени и формирование тактовых частот в считывающей электронике кремниевых детекторов

А. Воронин, к. ф. -м. н.<sup>1</sup>

УДК 539.1.075 | ВАК 05.27.01

В системах на основе кремниевых детекторов для экспериментов в области физики высоких энергий (ФВЭ) и космических лучей (ФКЛ) физические характеристики событий, как правило, определяются посредством анализа амплитудных измерений сигналов детекторов. Однако во многих случаях важно учитывать также временные характеристики, в частности момент времени прихода сигнала на кремниевый детектор и временные параметры аппаратуры считывания. В статье рассмотрены основные методы формирования меток времени, способы компенсации погрешностей измерения времени, решения для формирования тактовых частот в считывающей электронике кремниевых детекторов.

В системах с самотриггированием в каждом измерительном канале [1], при оцифровке по методу ToT (Time over Threshold) [2] и в некоторых других системах большое значение имеют временные характеристики аппаратуры. По времени возникновения сигнала в сегменте детектора, подключенного к каналу с самотриггированием, в системе сбора данных (DAQ) для всей экспериментальной установки создается информационный массив, принадлежащий одному определенному событию. Возможно также создание частичных массивов данных в считывающей электронике (СЭ), например в специализированной интегральной микросхеме (СИМС) СЭ. В любом случае амплитудная информация при передаче данных в DAQ сопровождается кодом времени прихода сигнала – меткой времени (МВ, time stamp). Для формирования МВ канал обычно разбивается на два подканала: быстрый (fast) – для создания МВ, и медленный (slow) – для амплитудных измерений [1]. Для надежности и достижения высокой точности (до 0,1 нс) МВ привязываются к глобальной тактовой частоте системы, при необходимости с учетом разности задержек прихода тактового импульса к разным частям кремниевой системы.

## ФОРМИРОВАНИЕ МЕТКИ ВРЕМЕНИ

В аналоговом виде метка времени (МВ) формируется при помощи схем время-амплитудно-цифровых (время-амплитудных) преобразователей [3]. Аналоговое

преобразование «время-амплитуда» обеспечивает высокое разрешение в диапазоне от пс до нс [4].

Аналоговое формирование обеспечивается коммутируемым источником тока, который заряжает емкость (рис. 1) и затем разряжает ее вторым источником тока [4].

Напряжение  $V$  на конденсаторе  $C$  и, соответственно, длительность импульса на емкости  $C$  пропорциональны интервалу времени  $T = t_{stop} - t_{start}$ , который нужно измерить:

$$V = Q/C = I(t_{stop} - t_{start})/C.$$

Далее счетчик при помощи локальной тактовой частоты оцифровывает временной интервал  $T$  на выходе компаратора, создавая код МВ. Сигнал СТАРТ вырабатывается в быстром подканале. Сигнал СТОП формируется с помощью глобальной тактовой частоты системы. Можно использовать амплитудно-цифровой преобразователь для измерения  $V$ .

В современных СИМС для кремниевых детекторов применяются цифровые методы формирования метки времени (СИМС n-XYTER, STS-XYTER, MUCN-V3, V4) [5, 6, 7, 8]. Рассмотрим некоторые варианты цифровых решений схем для формирования метки времени.

## Базовая цифровая схема

Высокое разрешение по времени может быть обеспечено двумя способами: аппаратным и аппаратно-программным. Здесь мы уделим внимание аппаратным методам.

<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.

Внешняя тактовая частота поступает на  $N$ -разрядный счетчик, общий для всех каналов одной СИМС. Для синхронизации счетчиков, расположенных в разных СИМС, на все микросхемы подается команда СБРОС\_МВ (RESET\_TS), устанавливая счетчики в состояние «0».

При наличии сигнала в канале, превышающего некоторый порог, в быстром подканале взводится триггер метки времени. По фронту триггера текущий код счетчика (код МВ) переписывается в регистр МВ. Схема управления следит за тем, чтобы после взвода триггера МВ все необходимые операции в канале закончились, в том числе оцифровка данных при наличии амплитудно-цифрового преобразователя (АЦП) в канале. На это время выработка триггера МВ блокируется. После окончания всех процессов, схема управления устанавливает в начальное состояние блоки канала и триггер МВ (рис. 2).

Синхронно с работой счетчиков МВ считывающей электроники в системе сбора данных DAQ или СИМС запускается отдельная схема, по состоянию которой определяется момент переполнения счетчика МВ (метки времени) микросхем считывания и наличие сбоев в этом счетчике. Если сбой произошел, нужно снова подать команду СБРОС\_МВ. Эта схема применена в СИМС MUSH-V4 [6]. Такая простая схема формирования МВ имеет недостатки:

- если срабатывание триггера не синхронизировано с тактовыми импульсами (ТИ), возможен приход импульса записи в регистр МВ в момент смены кода счетчика МВ и запись ложного кода МВ в регистр;
- синхронная работа большого количества счетчиков МВ в СИМС приводит к повышению вероятности сбоя в каком-либо счетчике; с другой стороны, размножение кода одного счетчика на все СИМС СЭ требует многоразрядных шин

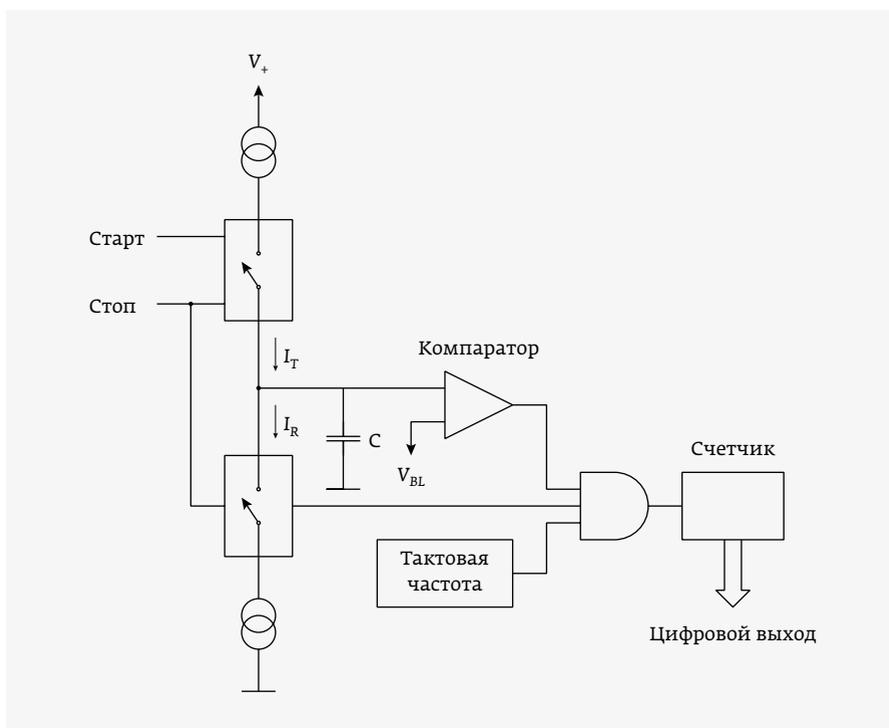


Рис. 1. Принцип аналогового преобразования «время-амплитуда»

и увеличения количества контактных площадок на кристалле СИМС;

- использование быстрого подканала может не обеспечить высокого разрешения по времени из-за

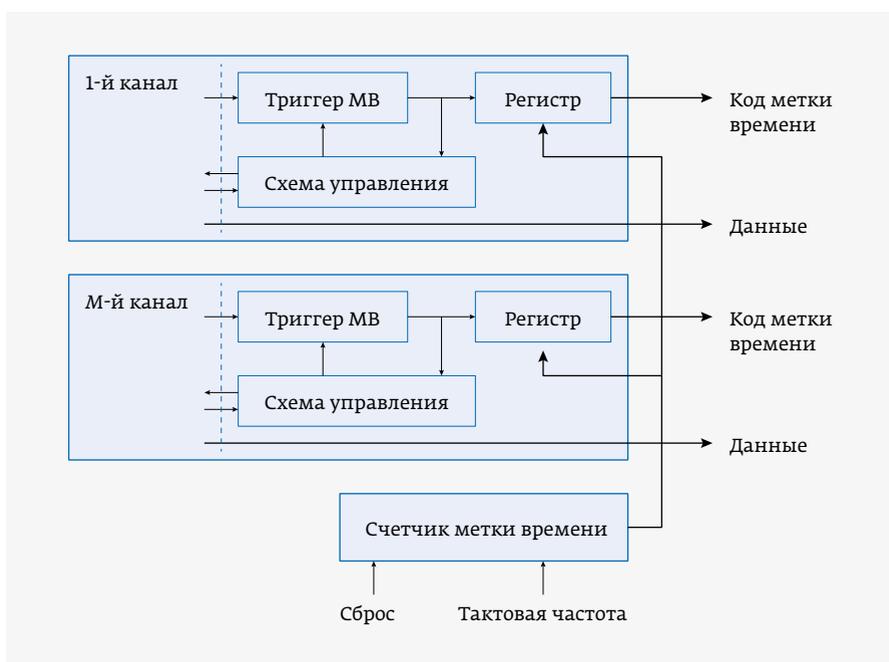


Рис. 2. Упрощенная схема формирования метки времени СИМС MUSH-V4 (данные – в коде Грея)

шумов. Для формирования МВ в быстром подканале, в котором время формирования шейпера минимально возможно, для кремниевых систем составляет 25–50 нс (для амплитудного анализа при таком времени формирования отношение сигнал/шум, как правило, недостаточно, и минимальное время формирования равно 75–100 нс и более).

Для уменьшения вероятности регистрации ложных (шумовых) событий используют метод подтверждения срабатывания быстрого канала срабатыванием медленного канала. Поскольку отношение сигнал/шум в медленном канале выше, чем в быстром, то отсутствие срабатывания порогового устройства в медленном канале имеет более высокий приоритет по отношению к быстрому каналу. Если в медленном канале отсутствует сигнал, то срабатывание быстрого канала считают ложным. Такой подход опробован в некоторых версиях СИМС STS-XYTER и СИМС MUCN-V4 [6, 7]. Другой способ повысить помехоустойчивость описан в разделе «Мажоритарный формирователь МВ».

Разрешение по времени, зависящее от периода тактовой частоты, а также джиттера ТИ и сигнала, находится в диапазоне нескольких нс – десятков нс. Это связано со скоростью работы линии передачи ТИ и особенностями современных СИМС. Если в СИМС применена активная цифровая контактная площадка кристалла, которая служит для соединения кристалла с остальной схемой (например, методом микросварки) и на которую подаются тактовые импульсы (ТИ), то может возникнуть проблема с подачей в СИМС ТИ с частотой более 1 ГГц.

Активная цифровая контактная площадка состоит не только из металлизированной области для микросварки, но также схем электростатической защиты, преобразователя логических уровней и драйверов, способных работать на повышенные емкости > 1 пФ. Быстродействие схем контактной площадки, как правило, ниже, чем у ядра СИМС. Это приводит к тому, что входные частоты тактовых импульсов СИМС не превышают 1 ГГц, хотя ядро СИМС может работать на частотах несколько ГГц, что повышает временное разрешение.

Эту проблему можно обойти, если использовать несколько тактовых частот, сдвинутых по фазе относительно друг друга (СИМС n-XYTER, MSGCROC – ТИ clockA и clockB) [8, 9] (обычно две частоты сдвинуты на 90°) и выделить при помощи комбинационной логики фронты тактовых частот, что позволяет добиться при фазовом сдвиге двух частот на 90° умножения на два или на четыре. При умножении частоты на четыре можно достигнуть предельного разрешения по времени порядка 0,5 нс при тактовой частоте 500 МГц. Разрешение, зависящее от значения частоты ТИ, становится в этом случае пренебрежимо малым по сравнению с другими факторами, влияющими на разрешение по времени. Сдвиг по фазе ТИ

можно реализовать в самой микросхеме, используя элементы задержки и срабатывания счетчиков по фронтам и спадам ТИ со сдвигом фаз. Другой способ умножения (изменения) частоты – использование схемы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

Разрядность счетчика МВ выбирается из значения тактовой частоты и времени обработки данных в медленном канале. Если исходить из времени формирования шейпера медленного канала, равного 100 нс, максимальной частоты загрузки канала порядка 10 МГц и тактовой частоты 500 МГц, желательно, чтобы счетчик имел разрядность не менее восьми. В этом случае переход счетчика МВ через ноль осуществляется, когда закончатся процессы в медленном канале. Обычной длиной счетчика МВ является величина 12–14 разрядов [7, 8].

### Мажоритарный формирователь МВ

Уменьшить вероятность сбоев при формировании метки времени можно сочетанием тактируемого триггера МВ и использования некоторой избыточности в аппаратуре, в частности помехоустойчивым кодированием и/или аппаратным мажоритарным голосованием «два из трех», «три из пяти». Рассмотрим вариант голосования «два из трех» [10].

Известно, что логическая функция  $M$  мажоритарного выбора соответствует выражению:

$$M = a_1 \cdot a_2 + a_2 \cdot a_3 + a_1 \cdot a_3, \quad (1)$$

где  $a_1, a_2, a_3$  в нашем случае – логические значения одноименных разрядов регистров.

Современные дифференциальные линии передачи, например e-линк [11], с использованием витой пары обеспечивают передачу данных с частотой 320 МГц при длине линии до 2 м, а 1 ГГц – до 0,5 м, что соответствует периоду 1–3 нс [11]. При сравнении с порогом компаратора сигнала шейпера, время формирования которого составляет 25 нс, и частоты ТИ в диапазоне сотен МГц, в длительности импульса компаратора укладывается несколько тактов этой частоты. Для выполнения условия (1) на кристалле СИМС размещаются три общих счетчика МВ и три регистра МВ в каждом канале. Начало счета в двух счетчиках сдвигается на один и два такта соответственно по отношению к первому такту. Если запись в регистры организована по первому, второму и третьему тактовым импульсам, то в трех регистрах должен быть записан один и тот же код. В этом случае на выходе мажоритарной комбинационной логической схемы появится корректный код МВ. В том случае, если произойдет один сбой в счетчике или регистре, то код на выходе также будет корректным, поскольку два одинаковых кода в мажоритарной схеме считаются истинными. Аналогично строится схема на два сбоя, «три из пяти». Возможна синхронная



## 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»



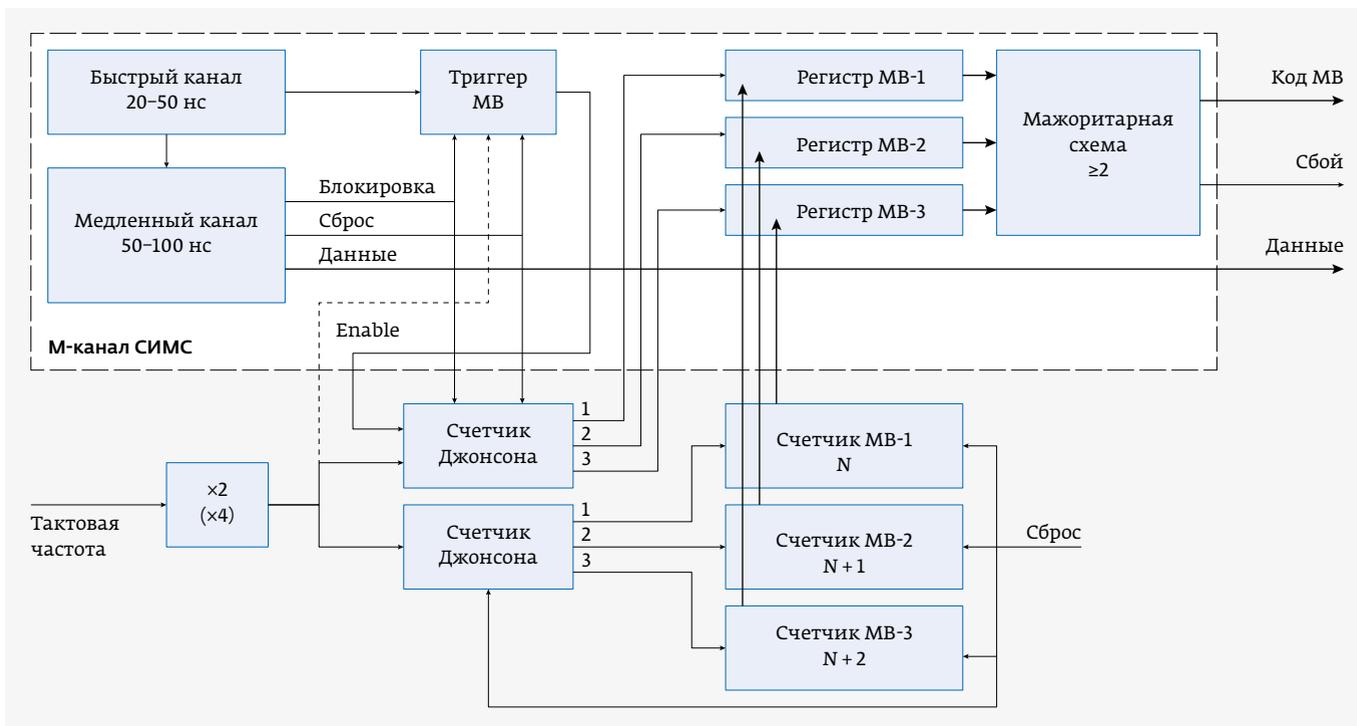


Рис. 3. Мажоритарная схема формирования метки времени

работа счетчиков, когда перезапись в регистры производится первым импульсом, но в этом случае, если сбой произойдет в триггере МВ, надежность схемы понижается, поскольку только второй и третий импульсы тактовой частоты уверенно синхронизируют перезапись состояния общего счетчика в регистр МВ.

Таким образом, можно повысить аппаратную надежность схемы МВ, а в служебную информацию, передаваемую в DAQ, ввести сообщение о сбоях. Для подтверждения работоспособности предложенной схемы она была включена в состав экспериментальной СИМС MUCH-V3 [5] (рис. 3).

Внешняя тактовая частота в диапазоне сотен МГц умножается на два или четыре, чтобы дискретность временных отсчетов была ~1 нс. Сигнал компаратора быстрого канала взводит триггер МВ, который разрешает 3-разрядному счетчику Джонсона произвести один цикл счета. Счетчик вырабатывает три импульса, сдвинутых по времени на один такт, и перезаписывает коды счетчиков МВ-1, МВ-2, МВ-3 в соответствующие регистры. Начало счета каждого счетчика МВ-1, МВ-2, МВ-3 также сдвинуто на один такт относительно друг друга после сигнала сброса, поэтому коды в регистрах МВ-1, МВ-2, МВ-3 должны быть одинаковы, если не было сбоя в любом из элементов схемы с памятью – триггере МВ, счетчиках и регистрах МВ. Если был один сбой, то код на выходе мажоритарной схемы будет соответствовать корректному значению метки времени, а также будет выставлен флаг,

если произошел сбой. Эта схема более надежна, чем схема на рис. 2, и позволяет информировать DAQ при сбоях в отдельной СИМС. Экспериментальная характеристика для МВ микросхемы MUCH-V3 представлена на рис. 4.

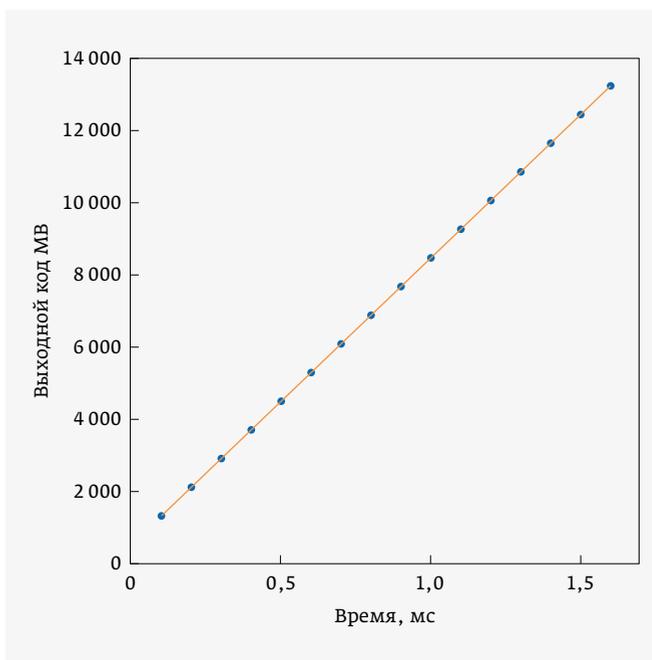


Рис. 4. Экспериментальная характеристика формирователя МВ



# Добивайтесь лучших результатов с KeysightCare

## ПРОГРАММА РАСШИРЕННОЙ ТЕХНИЧЕСКОЙ ПОДДЕРЖКИ

- Ремонт и поверка с гарантированными сроками выполнения
- Консультации технических специалистов с фиксированным временем ответа
- Доступ к документации на портале KeysightCare
- Обновления ПО
- Уведомления о выходе новых версий прошивок и ПО
- Гибкий выбор программы техподдержки

Служба технической поддержки KeysightCare

E-mail: [keysightcare.russia@keysight.com](mailto:keysightcare.russia@keysight.com)

Тел.: 8-800-301-3884



**KEYSIGHT**CARE

## ОСНОВНЫЕ ПОГРЕШНОСТИ, СВЯЗАННЫЕ С ИЗМЕРЕНИЕМ ВРЕМЕНИ (ФОРМИРОВАНИЕМ МВ)

Погрешность измерения времени в общем виде имеет детерминированную или квазидетерминированную (если параметры тракта медленно меняются под воздействием температуры, времени и других факторов) и случайную составляющие. Следует отметить, что основные погрешности связаны с конечным временем нарастания сигнала и шумов и, как следствие, изменением времени срабатывания компаратора.

К детерминированным (квазидетерминированным) погрешностям относятся:

- дискретность, определяемая периодом тактовой частоты (эту погрешность при современных технологиях можно свести к пренебрежимо малой величине);
- дрейф порогового значения компаратора – снижается калибровкой и подстройкой порога компаратора, а также использованием дифференциальной схемы компаратора;
- дрейф усиления быстрого канала – снижается калибровкой усиления канала считывания;
- дрейф базовой линии быстрого канала – снижается компенсатором сдвига базовой линии;
- изменение скорости нарастания сигнала в области порога для различных амплитуд сигнала (time walk) – уменьшается схемами стабилизации задержки (схемы стабилизации задержки также эффективны при сдвиге базовой линии, дрейфа усиления и формы импульса).

Шумы порогового напряжения компаратора и фазовый шум тактового генератора можно считать малыми в том случае, если генератор имеет высокую кратковременную и долговременную стабильность частоты. Далее рассмотрим случайную составляющую погрешностей МВ.

### Случайная составляющая погрешностей МВ. Амплитудный и фазовый шум

Обычно под термином «шум» мы понимаем флуктуации сигнала в единицах напряжения, тока, заряда или мощности во временной области, либо спектр в единицах [В/Гц<sup>1/2</sup>], [А/Гц<sup>1/2</sup>] или [Вт/Гц] в частотной области [12]. Это в основном тепловой, дробовой и фликкер-шум (розовый шум) [12]. По сути, этот шум является амплитудным шумом. В большинстве случаев амплитудное распределение шумов описывается кривой Гаусса с  $\sigma_v$  (среднеквадратичное отклонение), поскольку полоса тракта всегда ограничена. Как правило, источники амплитудных шумов в канале имеют два вида составляющих, обусловленные электроникой и детектором. Это фликкер-шум ( $1/f$ ) и нормальный (белый) шум, спектральная плотность которого постоянна и равна  $N_0$  [12]. Также могут присутствовать

импульсные шумы кремниевого детектора [12], корреляционный шум [4, 12] и помехи. В канале, который имеет ограниченную полосу пропускания, шум окрашивается в соответствии с его амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ). Под отношением «сигнал-шум» мы обычно понимаем отношение  $V_{max}/\sigma_v$ , где  $V_{max}$  – амплитуда сигнала.

Амплитудный шум [13] порождает флуктуации сигнала вдоль оси времени, которые и являются джиттером, или фазовым шумом в частотной области. Как известно, синусоидальный сигнал с шумом можно представить в виде двух составляющих:

$$(A_0 + A_{ш}(t)) \sin(\omega t + \varphi_{ш}(t)),$$

где  $A_{ш}(t)$  – флуктуации амплитуды со среднеквадратичным отклонением  $\sigma_v$ ,  $\varphi_{ш}(t)$  – фазовые флуктуации шумов.

Спектр генератора [13] обычно представляется в виде спектральной плотности фазовых шумов. В отличие от детектора и усилителя [12], генератор имеет уже четыре вида составляющих:  $1/f^3$ ,  $1/f^2$ ,  $1/f^1$  и  $1/f^0$  (аналогично  $N_0$ ) [12, 16]. Для соблюдения условий генерации (усиление более 3 и сдвиг фазы обратной связи 360°) в схему генератора вводится положительная обратная связь, которая соответствует уравнениям, описывающим возбуждение генератора и уровнем шума генератора.

В нашем случае, когда сигнал имеет импульсную форму, случайная составляющая погрешности измерения времени в основном определяется джиттером, а также изменением базовой линии под воздействием случайного появления входного сигнала, если в цепи сигнала имеется переходной конденсатор. На сдвиг базовой линии также влияет наложение сигналов или дрейф порога компаратора.

Джиттер  $\sigma_t$  в области порога TR компаратора связан с амплитудным шумом  $\sigma_v$  [2], который можно оценить на основе амплитудных шумовых характеристик элементов схемы (например, теплового шума), а также скорости нарастания сигнала  $(dV/dt)_{TR}$  [4]:

$$\sigma_t = \frac{\sigma_v}{(dV/dt)_{TR}} \approx \frac{\tau_r}{SNR}, \quad (2)$$

где  $SNR$  – амплитудное отношение «сигнал-шум»,  $\tau_r$  – длительность фронта или спада сигнала.

Связь джиттера и спектра фазовых шумов определяется выражением, аналогичным спектру амплитудных шумов [13]:

$$\sigma_t = \frac{1}{2\pi f} \sqrt{\int_0^{\omega_{max}} S_\varphi(f_m) df_m},$$

где  $f_0$  – несущая частота,  $f_m$  – отстройка от несущей,  $\omega_{max}$  – полоса тракта,  $S_\varphi$  – спектральная плотность фазовых

шумов [рад<sup>2</sup>/Гц]. Таким образом, во временной и частотной областях амплитудный и фазовый шумы связаны между собой, и чем выше скорость нарастания (спада) сигнала, тем меньше джиттер при одинаковом амплитудном шуме  $\sigma_v$ .

Изменение базовой линии под воздействием случайного сигнала эквивалентно сдвигу сигнала по отношению к порогу с противоположным знаком, а по воздействию на схему соответствует поступлению на вход компаратора низкочастотных шумов. Компенсация вариаций базовой линии возможна аналоговыми схемами восстановления базовой линии [2] и цифровыми методами, в том числе адаптивной фильтрацией [2, 14].

### Компенсация (стабилизация) задержки, зависящей от скорости нарастания сигнала в области порога (time walk)

Аналоговые способы компенсации измерений time walk представлены в [4]. Первый способ очевиден и связан с установкой возможно низкого порога компаратора, то есть минимизацией задержки срабатывания компаратора из-за разной длительности фронта (спада) сигнала измеряемого интервала времени. Второй способ также прост. Поскольку задержка зависит от скорости нарастания сигнала для разных амплитуд, и если порог нулевой, то задержка не зависит от амплитуды сигнала. Для снижения зависимости результата от воздействия шума используется схема «И», подключенная к выходам компараторов с нулевым порогом и с порогом выше шумов (Zero-crossing timing) [4]. Такая схема не пропускает на выход шумовые срабатывания компаратора с нулевым порогом.

Схема с плавающим порогом [4] позволяет учитывать изменение скорости сигнала в зависимости от его амплитуды (рис. 5).

При минимальной амплитуде задержка  $t_0$  срабатывания компаратора по фиксированному порогу при сигнале с ограниченным временем фронта будет максимальной по сравнению с сигналом большей амплитуды. Чтобы обеспечить  $t_0$  для всех амплитуд во всем диапазоне сигнала, для большей амплитуды порог тоже должен быть



Рис. 5. Схема с плавающим порогом

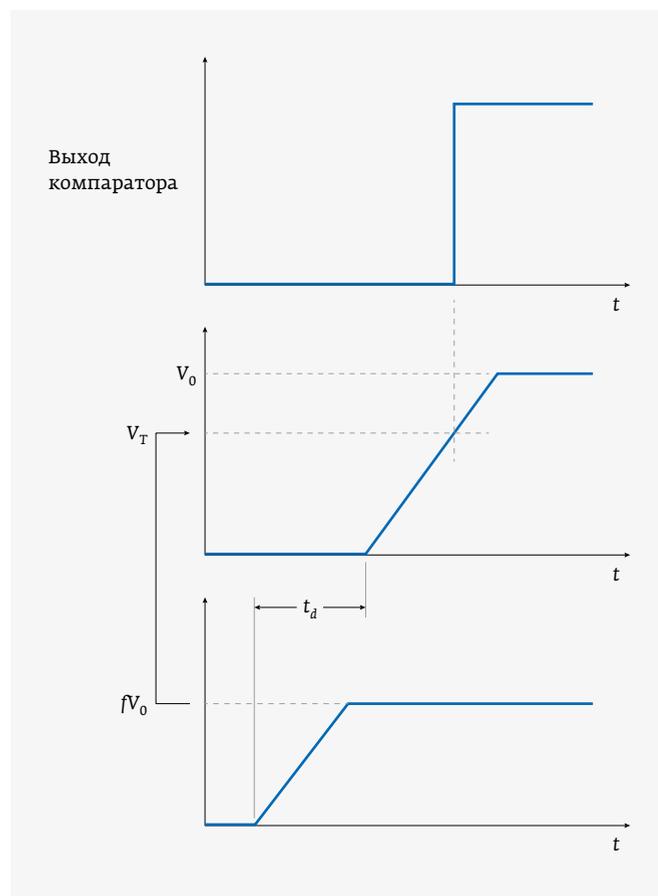


Рис. 6. Сигналы схемы с плавающим порогом

выше порога для амплитудного минимума. Атенюатор с фактором  $F$ , понижающий порог в  $F$  раз, позволяет изменять порог компаратора пропорционально амплитуде сигнала, уменьшая ошибку  $\Delta t_0$ . Задержка  $t_d$  обеспечивает срабатывание компаратора, когда порог компаратора в аттенюаторе определен (рис. 6).

Если подобрать степень аттенюации  $F$  и задержку  $t_d$  [4] таким образом, чтобы компаратор срабатывал в заданное время  $t_0 = \frac{t_d}{1-F}$  во всем диапазоне амплитуд, то время  $t_0$

ООО  
СМП

ИНТЕРНЕТ-МАГАЗИН  
[www.SMD.ru](http://www.SMD.ru)

электронные  
для поверхностного  
монтажа

**НОВОЕ В ПРОГРАММЕ ПОСТАВОК**

- Катушки индуктивности на токи до 10 А
- U.FL разъемы и pigtail co SMA

Москва, Ленинградский пр. 80 к. 32, e-mail: sale@smd.ru  
Тел.: (499) 158-7396, (495) 940-6244, (499) 943-8780





## 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, K52-1M, K52-1BM, K52-1B, 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

K53-1A, 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



импульса до уровня, когда  $Q_2$  закрывается, происходит разряд емкостей током  $I_{\max n}$  до начального состояния. На выходе схемы появляется треугольный (при большой входной амплитуде – трапецеидальный) импульс, у которого скорость нарастания в области порога не зависит от амплитуды входного напряжения, при этом скорости нарастания  $\frac{dU_p}{dt}$  и спада  $\frac{dU_n}{dt}$  равны:

$$\frac{dU_p}{dt} = \frac{I_{\max p} - I_{\max n}}{C_1 + C_2}; \quad \frac{dU_n}{dt} = -\frac{I_{\max n}}{C_1 + C_2}.$$

### ФОРМИРОВАНИЕ ТАКТОВОЙ ЧАСТОТЫ. СИСТЕМА ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

Системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) можно разделить на две основные группы. В первой группе управляемым элементом является перестраиваемый по частоте генератор. Во второй группе управляемый элемент – перестраиваемый фазовращатель. В экспериментах ФВЭ и ФКЛ ФАПЧ применяется для синхронизации тактовых частот в системах сбора данных и интерфейсных устройствах (СИМС GBTx) [11, 15]. В настоящее время, одной из тенденций развития СЭ является включение ФАПЧ в СЭ для формирования локальных тактовых частот. Формирование частот в СИМС СЭ методами прямого синтеза выглядит весьма проблематичной (кроме умножения частоты в два или четыре раза). Наиболее приемлемым методом является косвенный синтез (то есть ФАПЧ), легко перестраиваемый по частоте и не требующий применения сложных полосовых фильтров с фиксированной центральной частотой [16]. В частности, в кремниевом треккере STS проекта СВМ предполагается, что тактовая частота, поступающая на СИМС STS-ХУТЕР, равна 160 МГц, а чтение данных осуществляется на частоте 320 МГц и должно быть синхронизировано как по частоте, так и по фазе, с учетом задержки в линиях связи. Для реализации этой задачи может быть применена система ФАПЧ.

#### Система ФАПЧ с управляемым генератором

Система ФАПЧ представляет собой следящую систему с обратной связью по фазе. Системы ФАПЧ могут выполнять различные функции, в том числе фильтра (в том числе по шумам), синхронизатора, преобразователя частот и демодулятора. Упрощенная схема ФАПЧ приведена на рис. 10.

На фазовом (ФД) или частотно-фазовом (ЧФД) детекторе происходит

сравнение фазы опорного сигнала  $F_{ref}$  и фазы сигнала цепи обратной связи. Напряжение ошибки на выходе фазового детектора, очищенное фильтром низких частот (ФНЧ), регулирует частоту генератора, управляемого напряжением (ГУН), таким образом, чтобы в установившемся режиме фазы сигнала  $F_{ref}$  и сигнала цепи обратной связи имели постоянный фазовый сдвиг, который также может стремиться к нулю. Величина сдвига пропорциональна петлевому коэффициенту усиления и типу ФНЧ.

При использовании в качестве ФНЧ «идеального интегратора», ошибка разности фаз стремится к нулю при изменении частоты ГУН (коэффициента передачи петли), то есть система астатична. Для коэффициента деления  $N$  делителя с переменным коэффициентом деления (ДПКД) частота управляемого генератора  $F_{out}$ , увеличивается соответственно в  $N$  раз [16].

Может применяться также делитель с фиксированным коэффициентом деления. Умножение частоты в  $M$  раз приводит к увеличению шумов с тем же фактором  $M$ .

Система ФАПЧ, как следящая система с обратной связью, обладает частотно-зависимой передаточной характеристикой и, следовательно, имеет фильтрующие свойства. Для наглядности положим коэффициент передачи ФНЧ = 1 (ФАПЧ первого порядка), тогда коэффициент передачи относительно  $F_{ref}$  [16] опорного генератора с величиной фазовых шумов  $\varphi_{ш, on}$ :

$$\frac{\varphi_0}{\varphi_{ш, on}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_\varphi \cdot K_C} s},$$

где  $K_\varphi$  – коэффициент передачи ФД,  $K_C/s$  – коэффициент передачи ГУН,  $\varphi_0$  – фаза  $F_{out}$  (см. рис. 10). Постоянная времени цепи равна:  $1/K_\varphi K_C$ . Для шумов опорного

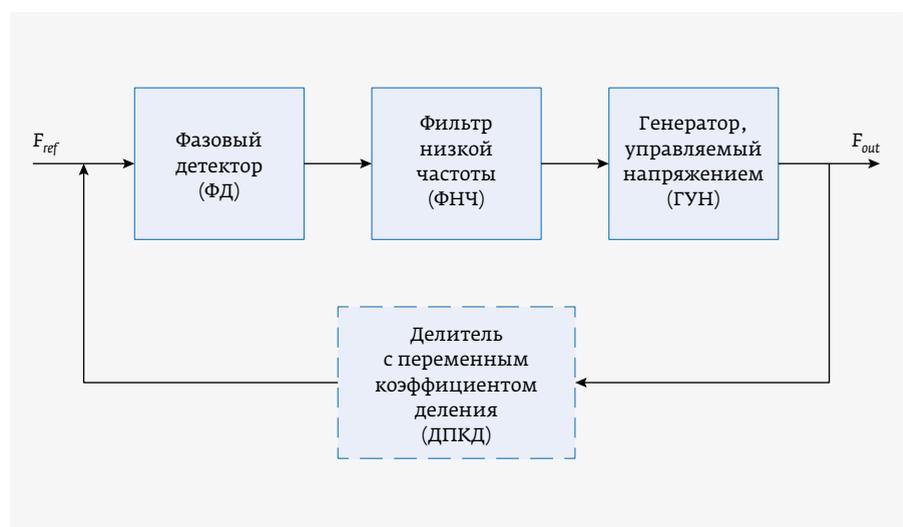


Рис. 10. Упрощенная схема ФАПЧ

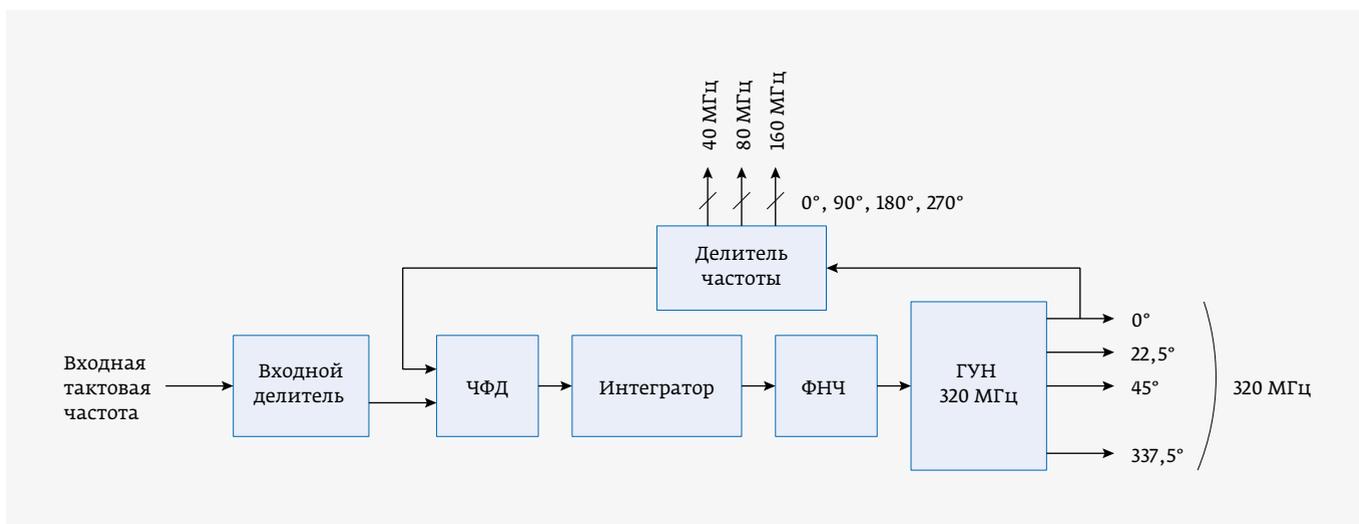


Рис. 11. Схема ФАПЧ проекта СВТ

генератора  $\varphi_{ш-с}$  петля ФАПЧ представляет собой фильтр низких частот.

Для фазовых шумов ГУН  $\varphi_{ш-с}$  петля является фильтром высоких частот с той же постоянной времени:

$$\frac{\varphi_0}{\varphi_{ш-с}} = \frac{1}{1 + \frac{K_\varphi \cdot K_C}{K_\varphi \cdot K_C} s}$$

Используя эти свойства петли, можно оптимизировать шумы на выходе системы [17]. Современные системы ФАПЧ могут быть аналоговыми, аналого-цифровыми или полностью цифровыми. Их архитектура [16] часто существенно сложнее, чем показано на рис. 10.

Если в СЭ необходимо ввести систему ФАПЧ, одним из приемлемых решений может служить ФАПЧ [15].

Петля ФАПЧ выполнена по схеме с цифровым ЧФД (отличается от ФД с диапазоном не более  $2\pi$  тем, что она работает при любом значении фазового угла) и аналоговым фильтром СР («идеальным интегратором») по схеме с накачкой заряда (charge pump) и ФНЧ (рис. 11).

Импульсы с выхода ЧФД переключают два источника тока заряда и разряда емкости  $C_{LPF}$ , входящей в схему ФНЧ, практически постоянным током  $I_{CP}(t)$  и имеющим либо положительную, либо отрицательную полярность. Соответственно, напряжение  $U_{CLPF}$  на емкости  $C_{LPF}$  равно:

$$U_{CLPF} = U_{t_1} \pm \frac{1}{C_{LPF}} \int_{t_1}^{t_2} I_{CP}(t) dt \equiv U_{t_1} + I_{CP}(t_2 - t_1) / C_{LPF}$$

на интервале времени  $[t_1, t_2]$ ,

где  $U_{t_1}$  – напряжение на емкости  $C_{LPF}$  в момент времени  $t_1$ .

ФНЧ, кроме  $C_{LPF}$ , имеет дополнительные R- и C-элементы, определяющие свойства ФАПЧ, в частности полосу пропускания и подавление помех на входе ГУН.

В проекте СВТ [11] (ЦЕРН) требуется умножитель частоты, который мог бы формировать частоты 40, 80, 160 и 320 МГц, синхронизированные с частотой коллайдера БАК, равной 40 МГц, либо с другими опорными частотами, используемыми на детекторах этого ускорителя. Решение является достаточно оригинальным и оптимизированным для применения в СИМС, используемых в ФВЭ и ФКЛ.

Особенностью этой схемы является то, что ЧФД (PFD) может работать на частоте 40 МГц (частота ускорителя), а ГУН (VCO) – на частоте 320 МГц. Обе частоты фиксированы. Этим обеспечивается стабильная работа петли, поскольку коэффициент преобразования и петлевое усиление ФАПЧ не изменяются. Необходимые частоты снимаются с каскадов счетчика (делителя частоты) цепи обратной связи.

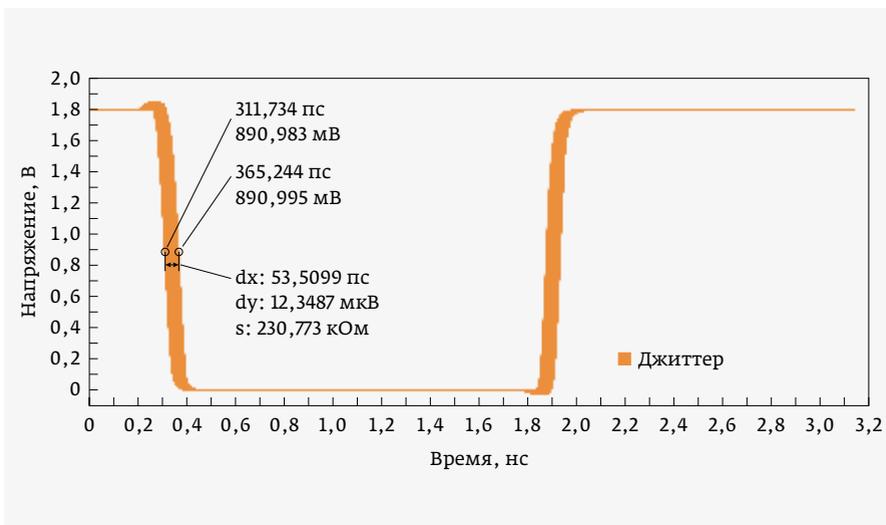


Рис. 12. Джиттер на выходе ГУН СИМС MUCN-V4

Аналогичная архитектура с некоторыми изменениями использовалась в СИМС MUCN-V4 [6] для создания локальных тактовых частот; принципиальная схема разработана в России под технологию УМС 0,18 мкм. В схеме основное внимание было уделено минимизации джиттера, полный размах которого составил 53 пс (рис. 12).

### Система с фазовращателем

В случае, если необходимо изменить значение  $F_{ref}$  какой-либо частоты для обеспечения электромагнитной совместимости, компенсации эффекта Доплера в космических экспериментах или выходная частота  $F_{out}$  должна быть смещена на сравнительно небольшую величину  $n\Delta F$  ( $\Delta F \ll F_{ref}$ ) по сравнению с опорной частотой  $F_{ref}$ , то можно применить систему с управляемым фазовращателем. Некоторые варианты систем с фазовращателем были предложены автором [18]. В обобщенном виде такая система содержит цепь линейного изменения фазы на величину, кратную  $2\pi n$  с частотой  $\Delta F$  или  $n\Delta F$  и цепь фазовой автоподстройки управляющего напряжения фазовращателя, которая корректирует управляющее напряжение таким образом, чтобы выполнялось вращение фазы на  $2\pi n$  (рис. 13).

Генератор опорных частот, который формирует сброс интегратора (генератора пилообразного напряжения ГПН) с частотой  $\Delta F$

(периодом  $\Delta T$ ) или  $n\Delta F$  и частоту для цепи обратной связи  $F_{out}$ , может синтезировать эти частоты из  $F_{ref}$  или вспомогательной частоты  $F_{ref1}$ . Если фаза сигнала изменяется со скоростью  $\pm 2\pi n / \Delta T$ , то это означает сдвиг частоты на  $\pm n\Delta F$ . Изменение выходной частоты можно достичь двумя путями: изменением частоты сброса интегратора или изменением амплитуды опорного напряжения  $U_{ref}$  на выходе сумматора (управляющем входе фазовращателя) (см. рис. 13).

При использовании дискретных элементов для реализации схемы, основную трудность проектирования представляет блок управляемого фазовращателя на  $2\pi n$ . При интегральном исполнении эта проблема решается более просто, например последовательным соединением RC-цепочек, где роль управляемого сопротивления играет полевой транзистор. Поскольку фазовая характеристика RC-цепи равна  $-\arctg(2\pi f \cdot RC)$ , то для достижения линейности и большого диапазона перестройки фазы  $2\pi n$  в СИМС таких ячеек может быть несколько десятков. Для уменьшения аттенюации сигнала ячейки могут быть развязаны буферными каскадами. Возможны, как и в системах с управляемым генератором, аналоговое, аналогоцифровое и цифровое схемные решения.

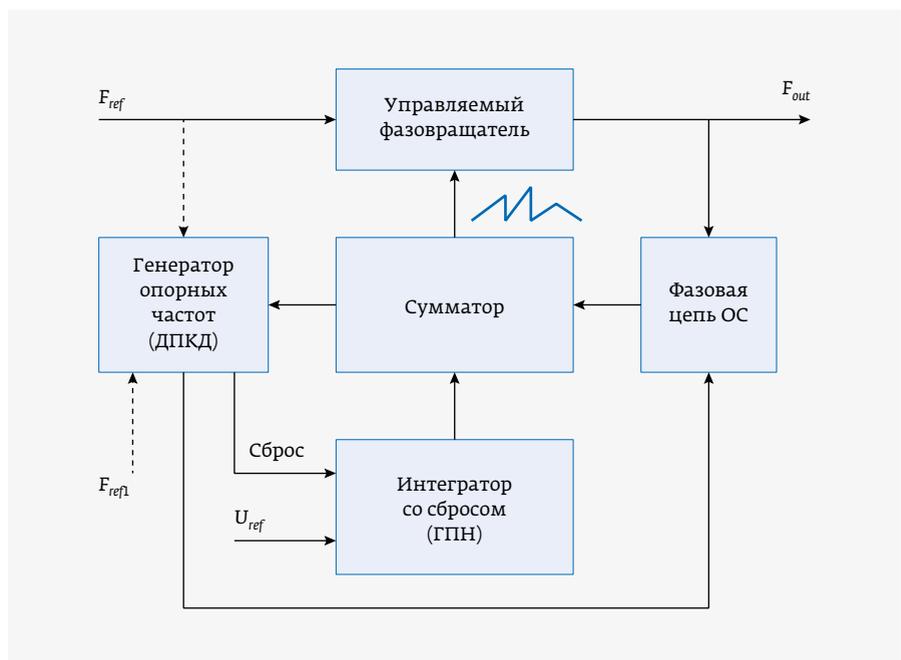


Рис. 13. Система автоподстройки частоты с управляемым фазовращателем

Принципиальное различие между системами с генератором и фазовращателем заключается в следующем:

- ГУН является интегратором, его коэффициент передачи по фазе равен  $K_C/s$ , что означает повышение на порядок степени уравнения, описывающего систему с генератором, то есть систему как минимум второго порядка (это означает, что требования к устойчивости схемы повышаются по сравнению с фазовращателем);
- изменение частоты в системе с генератором по отношению к опорной частоте означает в общем виде либо операцию умножения, либо деления, поэтому в полосе пропускания системы при умножении опорной частоты ее шумы увеличиваются на выходе пропорционально коэффициенту умножения.

В системе с фазовращателем изменение частоты осуществляется коэффициентом усиления, сложением или вычитанием управляющих сигналов (ГПН), поступающих на фазовращатель. Поэтому, если необходимо изменить частоту на величину, представляющую собой сумму двух и более некогерентных частот, достаточно сложить пилообразные сигналы управления фазовращателем на операционном усилителе. Шумы в этом случае будут равны сумме среднеквадратичных отклонений каждого сигнала – опорного и управляющего. В системе ФАПЧ с генератором простое сложение двух опорных сигналов не приводит к требуемому изменению частоты.

### Синхронизация глобальной тактовой частоты с локальными частотами кремниевой системы и СЭ

При максимальной частоте событий 10–40 МГц (для ускорителей FAIR, БАК/LHC) разрешение при определении времени события должно быть на уровне 1–10 нс. Сохранить стабильность разности задержек ~1 нс при распределении глобальной тактовой частоты с низким джиттером для всех частей экспериментальной установки или ее кремниевой системы с размерами несколько метров – достаточно непростая задача. Она решается при помощи калибровки длины кабелей, конструктивных решений прокладки кабельных стволы, калибровки и подстройки задержек автоматически (с помощью обратной связи). Коррекция возможна по внешним командам в блоках СЭ и / или СИМС при помощи электрических схем управляемых задержек, системы ФАПЧ,

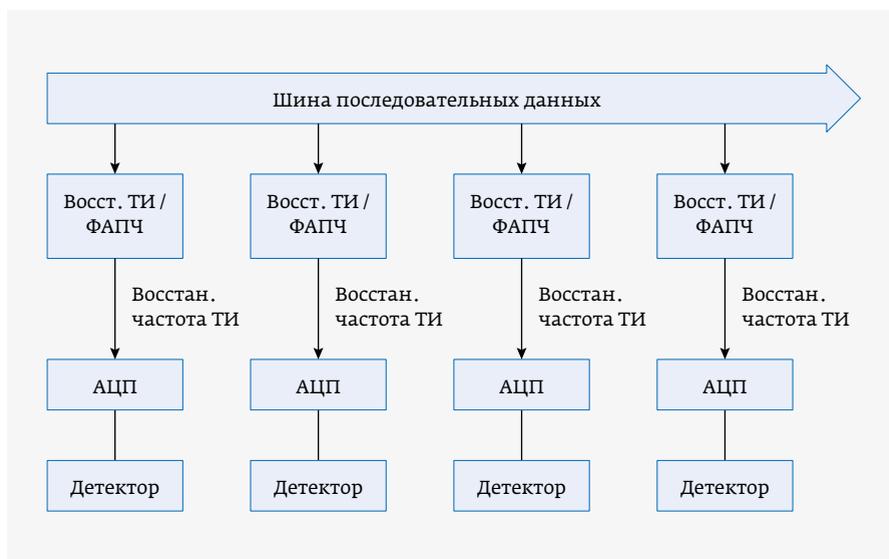


Рис. 14. Упрощенная схема восстановления и синхронизации локальной тактовой частоты

а также использованием дифференциальных линий связи.

Часто применяют метод синхронизации локальной тактовой частоты CDR (Clock Data Recovery) с глобальной частотой ТИ, используя линию передачи данных. Эту операцию выполняют на основе системы ФАПЧ (PLL) (рис. 14) [19].

При восстановлении тактовой частоты по схеме рис. 14 джиттер может не соответствовать требованиям, предъявляемым к СЭ. Это обусловлено шумами и помехами линии связи и нерегулярностью данных, если они не сопровождаются ТИ или ТИ не корректируются в системе CDR. Уменьшить джиттер возможно, для этого необходимо оптимизировать полосу ФАПЧ [17] и фильтр обратной связи в петле ФАПЧ. Желательно использовать малошумящий ГУН, другие способы подавления помех и / или обратную связь с источником частоты ТИ, например, по стандарту IEEE 1588.

Наиболее подходящим с точки зрения фазовых шумов является ГУН на базе кварцевого кристалла. Долговременная стабильность частоты не термостатированного кварца имеет порядок  $10^{-5}$ . При возбуждении генератора на гармониках в сотни МГц, подстройка по частоте будет составлять несколько кГц. Это означает небольшую подстройку по частоте и, главным образом, подстройку по фазе. Как известно, электронная перестройка ГУН с кварцем мала. В этом случае можно применить нагрев кристалла кварца, диапазон перестройки которого больше электронной перестройки. Нагрев можно обеспечить, нанеся на его подложку резистор, и охватить ФАПЧ второй петлей частотной обратной связи, подключенной к резистору. При подаче на резистор напряжения

обратной связи осуществляется надежный ввод петли ФАПЧ в синхронизм с опорной частотой по электронной обратной связи.

Спектральная плотность шумов генератора ГУН 100 МГц с кварцем вблизи несущей составляет по отношению к ее амплитуде не менее  $-50$  дБ, при этом собственный джиттер ГУН соответствует значению не более  $\sigma_t = 10$  пс.

В [19] для уменьшения джиттера в ФАПЧ применен кварцевый ГУН без нагрева и сложный фильтр в цепи обратной связи. Особенностью схемного решения [19] является наличие в цепи обратной связи цифрового и аналогового фильтров, а управление ГУН осуществляется при помощи цифро-аналогового преобразователя. Джиттер для разных образцов лежит в диапазоне  $\sim 10$ – $100$  нс.

Задача синхронизации частот при минимально возможном джиттере на основе ФАПЧ стоит и для установки ВМ@N, в частности для ее кремниевого треккера (проект NICA Дубна), и решается с использованием гранта РФФИ.

\* \* \*

Работа выполнена при 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. **Воронин А.** Каскады обработки и преобразования сигналов в измерительных каналах с кремниевым детектором. Ч. 2 // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. 2021. № 5. С. 106–115.
3. **O'Connor P., De Geronimo G., Kandasamy A.** Amplitude and time measurement ASIC with analog derandomization: First Results // IEEE Transactions on Nuclear Science. 2003. V. 50, no. 4. P. 892–897.
4. **Spieler H.** Semiconductor Detector Systems // John Wiley Oxford University Press, New York U. S.A., 2005.
5. **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. P. 1–5.
6. **Atkin E., Malankin E., Samsonov V., Shumikhin V., Voronin A. et al.** 32-channel self-triggered ASIC for GEM detectors 2017 // IEEE 30th International Conference on Microelectronics (MIEL), Nis, 2017. P. 225–228.
7. **Kasinski K., Rodriguez-Rodriguez A., Lehnert J., Zubrzycka W., Szczygiel R., Otfinowski P., Kleczek R., Schmidt C.J.** Characterization of the STS/MUCH-XYTER2, a 128-channel time and amplitude measurement IC for gas and silicon microstrip sensors // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, A 908 (2018) 225–235.
8. **Brogna A. S., Buzzetti S., Dabrowski W., Fiutowski T., Gebauer B., Klein M., Schmidt C. J., Soltveit H. K., Szczygiel R., Trunk U.** N-XYTER, a CMOS read-out ASIC for high resolution time and amplitude measurements on high rate multi-channel counting mode neutron detectors // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A 568 (2006) 301–308.
9. **Mindur B.** MSGCROC – an ASIC for high count rate readout of position sensitive gas chambers. MSGCROC Presentation // 2009–11–23 4<sup>th</sup> RD51 Collaboration Meeting, CERN.
10. **Atkin E., Bulbakov I., Ivanov P., Ivanov V., Malankin E., Normanov D., Sagdiev I., Samsonov V., Shumikhin V., Shumkin O., Vinogradova S., Voronin A.** Readout channel with majority logic timestamp and digital peak detector for Muon Chambers of the CBM experiment // Topical Workshop on Electronics for Particle Physics, JINST V. 11 26–30, September 2016.
11. **Воронин А.** Интерфейсный блок и протокол обмена данными для измерительной кремниевой системы // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. 2021. № 8. С. 132–140.
12. **Воронин А.** Шумовые свойства и параметры сигналов в головной части канала считывающей электроники для кремниевых детекторов // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. 2019. № 10. С. 114–123.
13. **Бельчиков С.** Фазовый шум в анализаторе спектра: как спуститься ниже  $-120$  дБн/Гц на отстройке 10 кГц в диапазоне частот до 14 ГГц, или борьба за децибелы // Компоненты и технологии. 2009. № 5. С. 139–146.
14. **Воронин А.** Перспективные цифровые решения для считывающей электроники кремниевых детекторов // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. 2021. № 6. С. 96–108.
15. **Poltorak K., Tavernier F., Moreira P.** A radiation-hard PLL for frequency multiplication with programmable input clock and phase-selectable output signals in 130nm CMOS // 2012 JINST 7 C12014.
16. **Манасевич В.** Синтезаторы частот. Теория и проектирование. М.: Связь, 1979.
17. **Воронин А.** Аналого-цифровое преобразование в измерительном канале с кремниевым детектором // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. 2020. № 4. С. 92–96.
18. **Воронин А. Г., Соколов В. П.** Авторское свидетельство SU 1532990 A1 1979.
19. **Wu J., Ma Y., Zhang J., Xie M.** A Low-Jitter Synchronous Clock Distribution Scheme Using a DAC Based PLL // IEEE Transactions on Nuclear Science. V. 57, no. 2. April 2010. P. 589–594.

# Реальный анализ в реальном времени за реальные деньги!



## Анализаторы спектра реального времени АКИП-4213

- Диапазон частот: АКИП-4213/1 от 9 кГц до 5 ГГц, АКИП-4213/2 от 9 кГц до 7,5 ГГц
- Анализатор спектра реального времени, полоса анализа 25 МГц (опция: 40 МГц)
- Динамический диапазон 60 дБ
- Встроенный трекинг генератор, предусилитель в стандартной комплектации
- Средний уровень собственных шумов(DANL):  
-161 дБм/Гц (в полосе 10 МГц... 200 МГц, предусилитель включен)
- Низкий уровень фазовых шумов: до -96 дБн/Гц при отстройке 10 кГц (на fнес=1 ГГц)
- Разрешение ПЧ 1 Гц (RBW)
- Программные опции
- Увеличение полосы пропускания реального времени до 40 МГц
- Дополнительные измерительные функции: измерение мощности в канале и соотношение мощностей в смежных каналах, измерение мощности во временной области, измерение ширины занимаемой полосы частот, соотношение сигнал шум
- Фильтры ЭМС (200 Гц, 9 кГц, 120 кГц и 1 МГц) и квазипиковый детектор
- Анализ параметров модуляции АМ, ЧМ, АМн, ЧМн, ФМн, QAM
- Измерение коэффициента стоячей волны (VSWR) и коэффициента затухания

Внесен в реестр СИ РФ №81820-21



119071, г. Москва, 2-й Донской пр., д. 10, стр. 4; тел.: +7 (495) 777-5591; факс: +7 (495) 640-3023  
196006, г. Санкт-Петербург, ул. Цветочная, д. 18, лит. В, офис 202; тел./факс: +7 (812) 677-7508  
620089, г. Екатеринбург, ул. Цвиллинга, д. 58, офис 1; тел./факс: +7 (343) 317-3999; ek@prist.ru

prist.ru