

УДК 621.374.33

## АТАКТОВАЯ ОЦИФРОВКА СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ В ГИБРИДНЫХ СИСТЕМАХ РАДИОФОТОННОГО СКАНИРОВАНИЯ

И. Ф. Будагян, М. С. Костин

Московский технологический университет (МИРЭА)

Статья поступила в редакцию 21 февраля 2016 г.

**Аннотация.** В работе рассмотрены принципы высокоскоростной атактовой оцифровки импульсов субнаносекундного диапазона в границах лазерной инфракрасной и радиочастотной областях. Показано, что технология строб-фрейм-дискретизации позволяет с высоким быстродействием, пространственным и временным разрешением восстанавливать форму энергетического профиля импульса во временной области. Особенности формоизменения энергетического профиля импульса позволяют получить информацию о радиофизических, теплофизических и спектрохимических свойствах облучаемых объектов или сред по косвенно полученным импульсным или спектральным характеристикам, не прибегая к сложным частотным преобразованиям сверхширокополосного сигнала во входном тракте приемного радиооптического устройства.

**Ключевые слова:** Высокоскоростная атактовая оцифровка, строб-фрейм-дискретизатор, радиофотонное сканирование, сверхкороткий импульс.

**Abstract.** The principles of a high-speed a'clock digitization of the pulses subnanosecond range within the boundaries of infrared laser and radiofrequency range are considered. It is shown that the strobe-frame-sampling technology allows high-speed, spatial and temporal resolution to restore the shape of the energy profile of the pulse in the time domain. Features of forming energy pulse profile provide information about the radiophysical, thermophysical and spectrochemical properties of irradiated objects or environments by indirectly received pulse or the spectral

characteristics, without resorting to a complex frequency conversion UWB signal in the input path of the receiving radio-optical device are allowed.

**Key words:** high-speed a'clock digitization, strobe-frame-sampling, radiophotonic sensing, ultrashort pulses.

## **Введение**

Применение гибридных радиофотонных устройств локационного сканирования в границах инфракрасного (ИК) и радиочастотного диапазонов позволило существенно расширить возможности мобильных, стационарных, бортовых и спутниковых систем дистанционного лазерного и радиоволнового зондирования. Комбинационный режим работы гибридных локаторов в перекрестном диапазоне длин волн позволяет получать информацию об облучаемых объектах или средах с различной диссипативной и частотно-избирательной природой в двух качественных спектральных представлениях. Главным преимуществом применения импульсных радиофотонных локаторов является их универсальность и возможность за счет использования импульсов субнаносекундного диапазона исследования ряда свойств облучаемых сред и объектов: радиофизических, теплофизических и спектрохимических (по спектру отраженного или прошедшего ИК-излучения) [1,2].

Поэтому ключевой задачей на пути применения сверхкоротких импульсов (СКИ) в радиофотонных локаторах является поиск принципиально новых методов и технологий их эффективной обработки.

Как известно, процедура аналоговой обработки СКИ-сигналов в радиочастотной области достаточно затруднительна из-за итерации частотной полосы принимаемого импульса на интервалы, гетеродирования подынтервальных спектров и их обратной конкатенации. В то же время оптоэлектронная система предполагает обработку оптических СКИ-сигналов исключительно в спектральной области и требует высокоточной аппаратной оптики особой чистоты, прецизионной юстировки. Она может вносить спектральные искажения из-за дисперсии и нелинейных свойств оптических

элементов, явно проявляющихся в условиях субнаносекундного лазерного излучения. Кроме того, одновременное использование двух аппаратных решений для обработки ИК и радиочастотных сигналов усложняет конструкцию и стоимость приемного устройства. Однако лазерный ИК-импульс легко преобразовать в радиочастотный сигнал, если принимать его быстродействующим чувствительным фотоэлектрическим приемником. Таким образом, в обоих случаях импульсной локации, основная задача приема и восстановления СКИ-сигнала сводится к обработке сигнала радиочастотного диапазона.

Безусловно, прямая оцифровка СКИ существенно бы упростила обработку субнаносекундных сигналов, но это требует разработки новых радиотехнических решений, а также применения быстродействующей цифровой элементной базы, производство которой достигается с применением как максимум 90 нм разрешаемой эпитаксиальной КМОП-технологии. Однако классическая схема параллельного аналого-цифрового преобразователя (АЦП), построенная даже на такой элементной базе при обработке субнаносекундных импульсов имеет сравнительно малое ограничение по частоте дискретизации и быстродействию, а увеличение числа уровней квантования ведет к показательному увеличению числа компараторов в схеме, что усложняет и удорожает стоимость устройства. Применение же метода стробоскопического осциллографирования на основе технологии масштабно-временной трансформации эффективно при восстановлении стационарных сигналов [3]. Важно отметить, что перечисленные методы требуют высокочастотного тактирования, а, следовательно, – повышенного энергопотребления; прецизионной стабилизации частоты, фазы, а также компенсации джиттера тактовых импульсов; предъявляют строгие требования к предельно возможному уменьшению длительности строб-импульсов.

Технология строб-фрейм-дискретизации (СФД) компенсирует перечисленные недостатки классического аналого-цифрового приема и

технологии масштабно-временной трансформации и не требует высокочастотного тактирования для получения временного разрешения. Электрическая схема на базе технологии СФД не нуждается в весомых затратах на энергопотребление, характеризуется высоким быстродействием и позволяет получить пикосекундное разрешение сигнала во времени. Это соответствует реализуемой на практике частоте выборки от 40 до 100 Гвыб/с. В то же время современные сверхскоростные АЦП параллельного преобразования способны обеспечивать до 3 Гвыб/с, а стробоскопические осциллографы – до 40...80 Гвыб/с при полосе пропускания существенно ниже предельной частоты дискретизации и сложном схмотехническом исполнении [4].

### **1. Строб-фрейм-дискретизация – технология атактовой оцифровки**

Атактовая оцифровка, положенная в основу технологии СФД, предполагает селективное тактирование цифровых элементов схемы устройства. Понятие «атактовая оцифровка» («aclock digitizing») впервые упомянута в работе [5] и предполагает, что частота дискретизации принимаемых радиоимпульсов не зависит от частоты стробирования, задаваемой генератором тактовых импульсов. Атактовая оцифровка СКИ осуществляется за серию стробоскопических циклов (радиоприемов) с частотой на порядки ниже частоты селективного тактирования (частоты дискретизации), так как собственно частота дискретизации СКИ формируется периодом линейной цепочки аналоговых пикосекундных линий задержки (ЛЗ), а серия атактовых импульсов в узлах ЛЗ формируется из одного строб-импульса. Таким образом, принимаемый СКИ может быть восстановлен за цикл из серии радиоприемов, что существенно упрощает стабилизацию частоты строб-импульсов в мега- или килогерцовой области.

Принцип действия технологии атактовой оцифровки иллюстрирует структурная схема фрейм-дискретизатора, частично реализованная на базе ПЛИС (FPGA) (рис.1) [6]. Устройство работает в режиме времякогерентного захвата, т.е. строб-импульс, запускающий цикл дискретизации открывается в

момент прихода отраженного СКИ при условии его обнаружения или при помощи предварительной настройки момента приема перестраиваемой глобальной ЛЗ исходя из координаты облучаемого объекта, обеспечивая пространственно-временную селекцию и требуемую глубину сканирования.

Принятый сверхширокополосной антенной СКИ или преобразованный фотоэлектрическим устройством лазерный импульс с радиоприемного тракта поступает в цепь двухпорогового энергетического, либо корреляционного обнаружителя  $\text{corD}$ , как показано на рис.1, и далее на высокоскоростной компаратор DA1, реализованный на базе быстродействующей КМОП-технологии.

Предполагается, что пороговое значение компаратора может задаваться генератором пилообразного сигнала, либо цифровой настройкой с возможностью формирования пороговых уровней. При каждом текущем пороговом состоянии на выходе компаратора формируется последовательный непрерывный набор из единиц и нулей динамического вектора вида [11001011001...] по принципу однобитной оцифровки. При этом каждый элемент вектора в определенный момент времени с некоторым удержанием одновременно поступает на массив параллельных счетчиков, на входе которых установлены быстродействующие  $D$ -триггеры, определяющие разрешение или запрет счета. Причем в каждом счетчике формируется свой сэмпл – поток мгновенных значений единичных дискретов [7].

Двухступенчатые  $D$ -триггеры работают в режиме ждущих мультивибраторов и служат в качестве элементов согласования быстродействующей логики с логикой среднего быстродействия, выполняя роль устройств скоростного захвата – «защелки». Объем линейного массива счетчиков может содержать до 1000 элементов 32 разрядных счетчиков, реализованных на базе ПЛИС. Линейный массив счетчиков в каждый цикл стробирования образует фрейм или временное окно дискретов – количество всех выборок сигнала за период сканирования. Полный цикл атактовой оцифровки носит название матричного фрейм-сэмплирования. Количество

задействованных счетчиков, период массива ЛЗ, а также шаг квантования могут регулироваться в зависимости от требуемой точности восстановления радиоимпульса.

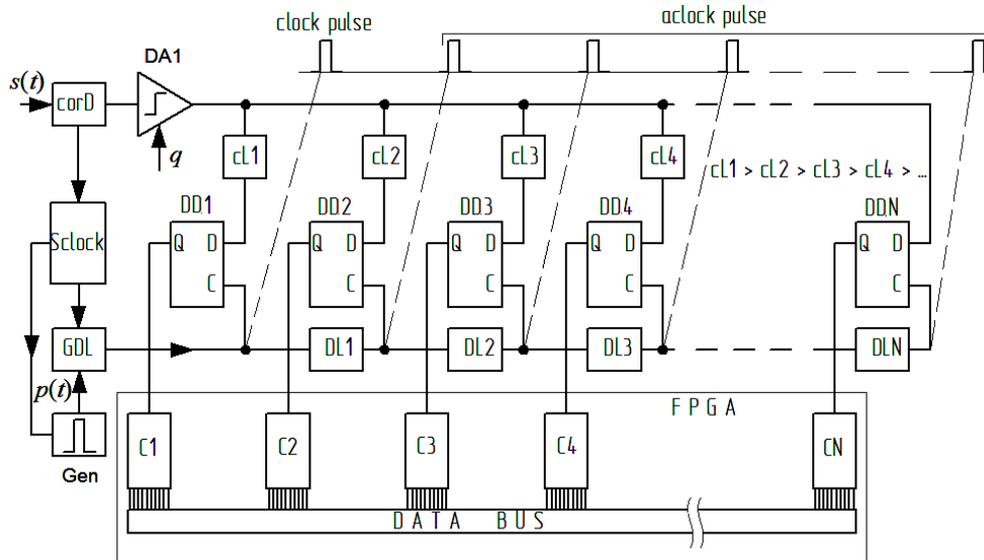


Рис.1. Структурная схема фрейм-дискретизатора: DA1 – высокоскоростной компаратор; DD1...DDN – двухступенчатые D-триггеры; C1...CN – цифровые счетчики; FPGA – ПЛИС; DATA BUS – шина данных; Gen – тактовый генератор строб-импульсов (clock pulse); GDL – глобальная ЛЗ; DL1...DLN – линейный массив пикосекундных ЛЗ, образующих серию атактовых импульсов (aclock pulse); Sclock – блок синхронизации; corD – череспериодный корреляционный обнаружитель; cL1...cLN – корректирующие ЛЗ.

Формирование фрейма осуществляется следующим образом. Перед началом дискретизации строб-импульс задерживается при помощи временной задержки фрейма (глобальной задержки), образуя серию атактовых импульсов в узлах соединения линейного массива пикосекундных ЛЗ с входами данных D-триггеров. По линейному массиву ЛЗ строб-импульс проходит, минуя каждый триггер с небольшим смещением во времени, равным эффективному шагу дискретизации  $T_D$ . Текущий уровень компаратора, подаваемый одновременно на вход данных (date) всех D-триггеров определяет разрешение или запрет счета в момент времени, когда счетный импульс фрейма минует  $i$ -ый D-триггер. Таким образом, когда текущее мгновенное значение радиоимпульса превышает установленный динамический порог компаратора, на вход данных всех D-

триггеров поступает «1», передний фронт атактового импульса, бегущего по массиву ЛЗ, «опрокидывает»  $D$ -триггер и счетчик, соответствующий некоторому моменту времени, пополняется. При этом значение «0» на выходе компаратора (отсутствие превышения динамического порога) будет соответствовать запрету счета. К строб-импульсу не предъявляется строгих требований по крутизне фронтов и минимизации длительности, как это принято в методе масштабно-временной трансформации, поскольку имеется возможность подстройки его первоначального – «пускового» положения при помощи глобальной ЛЗ. Поэтому длительность строб-импульса может быть достаточно длительной относительно величины фрейма во времени и ограничивается периодом цикла стробирования.

На рис.2, слева приведены временные диаграммы реализации атактовой технологии СФД при восстановлении субнаносекундного радиоимпульса  $s(t)$  произвольной формы в окне фрейма из 164 счетчиков за 16 циклов ( $q_1...q_{16}$  порогов квантования) стробирования. На рис.2, справа представлена матрица фреймов и восстановленный СКИ с периодом дискретизации 25 пс (зависимость суммарного сэмпла  $S(t_d)$  от дискретного времени) – огибающая единичных записей строк матрицы размером  $16 \times 164$ .

В высокоскоростном компараторе аналоговый сигнал радиоимпульса от периода к периоду стробирования последовательно сравнивается с динамическими уровневыми состояниями порогов  $q_1...q_{16}$  и, к примеру, относительно уровня  $q_5$  принимает непрерывные значения 010101010 (рис.2, слева). Временные интервалы  $T_1...T_9$  состояний удержания компаратором непрерывных значений соответствуют пересечениям эпюры СКИ с установленным пороговым уровнем. При этом сумма интервалов  $T_i$  равна длительности фрейма, тогда как  $i$ -ый интервал состояния удержания состоит из суммы эффективных шагов дискретизации  $m$ , попавших в его границы:  $m \cdot t_{d(i)} \approx T_i$ . Процесс сравнения с одним порогом соответствует единичному циклу. За  $N$  циклов в каждом счетчике формируется свой суммарный сэмпл.

Так, при эффективном шаге дискретизации 25 пс, соответствующем периоду формирования задержки в массиве ЛЗ или атактовой частоте дискретизации 40 Гвыб/с и 164 задействованных счетчиков, длительность фрейма составит 4,1 нс.

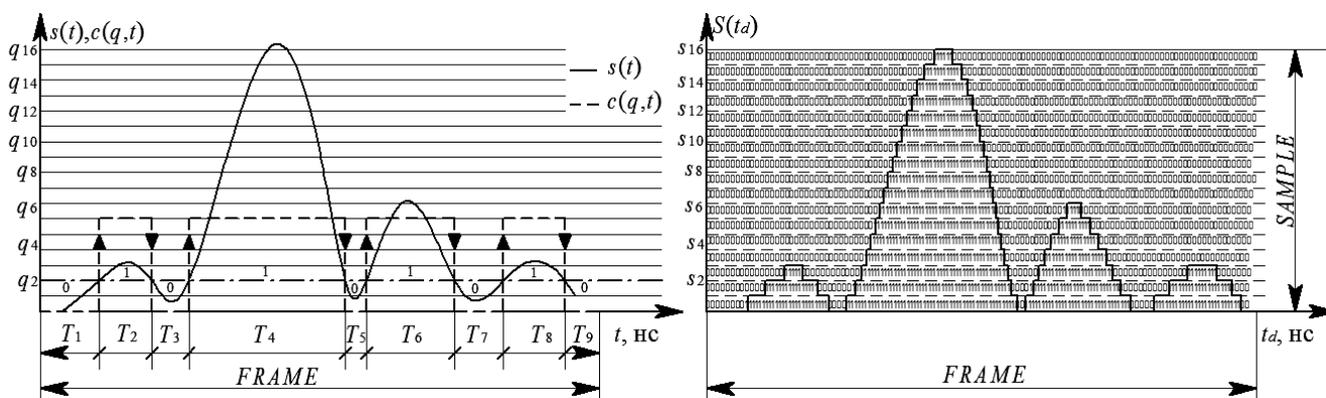


Рис.2. Временные диаграммы атактовой оцифровки СКИ: принимаемый радиоимпульс  $s(t)$  (непрерывная кривая) и сигнал на выходе компаратора  $c(q,t)$  (пунктирная кривая) – слева; восстановленный радиоимпульс – ступенчатая функция суммарного сэмпла  $S(t_d)$ , представленная огибающей единичных записей строк матрицы фреймов – справа.

Объем логических единиц сэмпла, пересчитанный в весовые значения шага  $q$  порогового квантователя компаратора, определяет мгновенное значение сигнала во временном дискрете – сэмпле.

### Согласование элементной логики высокоскоростного и среднескоростного быстродействия

Технология СФД является перспективным радиотехническим решением в области высокоскоростной оцифровки субнаносекундных сигналов. Конструктивное исполнение интегрального модуля фрейм-дискретизатора требует применения быстродействующей КМОП-логики, обеспечивающей пикосекундную реакцию схемы на субнаносекундное воздействие. В результате этого интегральная сборка фрейм-дискретизатора сводится к оптимизации набора эквивалентных вентилях в ее составе по принципу минимизации паразитных задержек и уменьшению времени быстродействия. В то же время предпочтительнее разрабатывать интегральную сборку устройства с применением элементной логики среднего быстродействия, что снизило бы его

себестоимость.

Таким образом, проектирование фрейм-дискретизатора ограничивается использованием двух элементов быстродействующей логики: компаратора типа НМС674LC3С и согласующего устройства, позволяющего преобразовать импульс пикосекундной в импульс наносекундной длительности, достаточной для того, чтобы его можно было обработать при помощи цифровой логики среднего быстродействия [6]. Массив счетчиков и ядро управляемого микроконтроллера реализуются на базе ПЛИС.

Согласующим устройством в схеме фрейм-дискретизатора, приведенной на рис.1, является ждущий мультивибратор, собранный на базе двухступенчатого  $D$ -триггера типа НМС67413LC3С с переключающим быстродействием 25 пс. Однако это вовсе не предел и порог быстродействия можно уменьшить. С целью улучшения временной разрешающей способности фрейм-дискретизатора синтезирован вариант схемы согласующего устройства, реализованного на дискретной быстродействующей КМОП-логике, обеспечивающий быстродействие менее 15 пс (рис.3). Предложенный вариант схемы устройства согласования работает по следующему принципу. С высокоскоростного компаратора сигнал  $s(t)$  подается на сверхширокополосный усилитель  $A1$ , далее на аналоговый электронный вентиль  $V1$ , который пропускает текущее состояние компаратора, после чего по переднему фронту пришедшего атактового импульса закрывается.

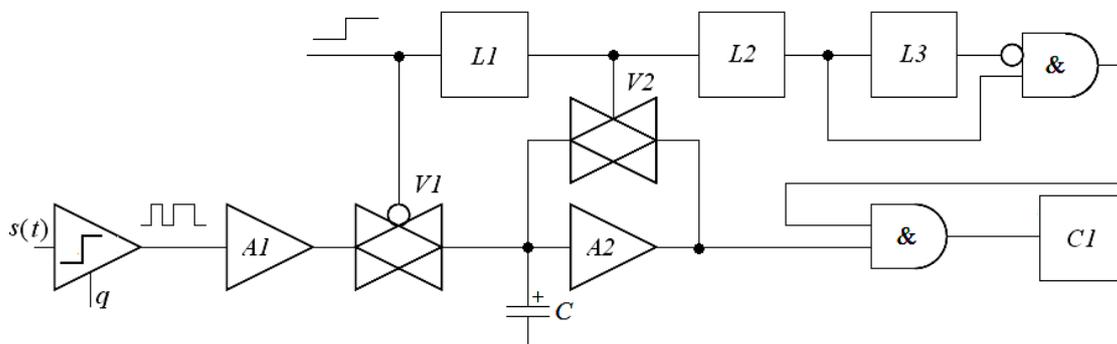


Рис.3. Схема согласующего устройства:  $A1, A2$  – усилители;  $V1, V2$  – логические вентили;  $L1, L2, L3$  – ЛЗ;  $C$  – конденсатор;  $C1$  – счетчик;  $\&$  – элемент логического умножения «И»

Накопившийся потенциал на конденсаторе  $C$  усиливается цепью положительной обратной связи в усилителе  $A2$ , которая формируется в момент открытия электронного вентиля  $V2$  через время, установленное ЛЗ  $L1$ . Время необходимое для удержания заданного уровня (коэффициента усиления) сигнала на выходе  $A2$  обеспечивается ЛЗ  $L2$ .

Атактивный импульс можно представить импульсом сколь угодно большой длительности или, как в данном случае – единичной функцией.

Поэтому его необходимо преобразовать в импульс конечной длительности для цифрового счетчика при помощи ЛЗ  $L3$  и логического элемента «И» с одним инверсным входом. В случае логического уровня «1» на выходе компаратора, результатом схемы логического умножения «И» будет тот самый импульс, полученный ранее на выходе предыдущей схемы «И» с одним инверсным входом; в противном случае – на выходе схемы имеем низкий уровень логического «0».

В сравнении с высокоскоростным  $D$ -триггером, предложенная схема преобразователя оправдывает эффективность своего применения в случае, когда частота сигнала разрешения с выхода компаратора будет превышать 40 ГГц, которое обеспечивается передовым производителем марки HMC [8]. Накладываемое ограничение связано с предельно возможным быстродействием выпускаемых  $D$ -триггеров.

Результаты исследования на базе программной модели фрейм-дискретизатора, реализованной в среде Simulink приведены в работе [6]. Построение моделей цифровых устройств в среде Simulink позволяет автоматизировать генерацию программного кода на языке описания VHDL, что удобно при организации технических проектов устройства на базе ПЛИС типа Xilinx или Altera. Кроме того, моделирование в среде Simulink позволяет заранее определиться с выбором радиотехнических характеристик элементной логики в зависимости от требований к решаемым задачам высокоскоростной оцифровки.

## 2. Фрейм-масштабное усреднение и сингулярное шумоподавление

Повышение точности воспроизведения профиля радио- или оптического импульса устройством зависит не только от увеличения общего числа циклов восстановления (стробирования) СКИ с соответствующим уменьшением порогового шага квантования. Данная процедура носит конечный характер и ограничивается предельными радиотехническими характеристиками электронного изделия. В статистической радиотехнике используются эффективные методы повышения воспроизводимости данных путем накопления их выборки и ее усреднения. Таким образом, с целью повышения точности измерений, в случае зашумленных или маломощных сигналов цикл сравнения с динамическим порогом компаратора фрейм-дискретизатора можно повторить необходимое число раз, но ограниченное разрядностью цифровых счетчиков. Так, в сравнении с аналоговыми интеграторами, для которых характерны потери и ограниченное время интегрирования, цифровой счетчик может считать значительное время без потерь, усредняя десятки и сотни импульсов [9].

Частота стробирования и коэффициент усреднения определяют частоту выборки фреймов. В зависимости от заданных требований по точности фрейм-дискретизатор можно настроить на большее усреднение при меньшей частоте фреймов, и, наоборот – большую частоту фреймов при меньшем отношении сигнал-шум. При этом частота фреймов в этом случае равна  $f_F = f_{strob} / (N_q \times N_A)$ , где  $f_{strob}$  – частота стробирования,  $N_q$  – число шагов квантования,  $N_A$  – коэффициент усреднения. Данная процедура носит название фрейм-масштабного усреднения.

При восстановлении маломощных сигналов технология СФД предполагает использование надпорогового стохастического резонанса – режима сингулярного шумоподавления [9], при котором гауссовский шум определенной спектральной мощности, смешанный с СКИ, позволяет повысить отношение сигнал-шум. Режим стохастического резонанса используется в

высококочувствительных АЦП и предполагает усиление периодического сигнала под действием подмешивания во входные цепи АЦП белого шума заданной мощности. В присутствии во входном тракте фрейм-дискретизатора только белого шума система является бистабильной и под влиянием маломощного воздействия СКИ сможет перейти в другое состояние, т.е. обнаружить СКИ. Оптимальной (соответствующей максимальному отношению сигнал-шум) является такая мощность шума, при которой характерное устойчивое время системы в одном состоянии равно половине периода периодического возмущения. Причем сильный или слишком слабый шум приводят к меньшей чувствительности системы в отношении слабого периодического возмущения.

### **Заключение**

Применение субнаносекундных гибридных радиопотонных установок импульсного сканирования в границах ИК и радиочастотной области расширяет информативность дистанционного зондирования, поскольку особенности формоизменения энергетического профиля СКИ, отраженного от облучаемой цели, позволяют получать информацию о радиофизических, теплофизических и спектрохимических свойствах облучаемых объектов или сред по импульсно-спекральным характеристикам.

Атактовая оцифровка СКИ осуществляется не на гигагерцовой, а на мега- или килогерцовой частоте стробирования, что кардинально упрощает ее стабилизацию. СФД обеспечивает пикосекундное разрешение, высокое быстродействие и низкое энергопотребления схемы, что очень важно при бортовом исполнении устройства в условиях массогабаритных ограничений для размещения радиаторов и источника электропитания. Проектирование фрейм-дискретизатора ограничивается использованием двух элементов быстродействующей логики: компаратора и согласующего устройства, преобразующего импульс пикосекундной длительности в наносекундную. Этого достаточно для его обработки при помощи цифровой логики среднего быстродействия на базе ПЛИС.

С целью улучшения показателей воспроизводимости СКИ, в случае зашумленных или маломощных сигналов, цикл сравнения с динамическим порогом компаратора фрейм-дискретизатора можно повторить необходимое число раз, но ограниченное разрядностью цифровых счетчиков. В сравнении с аналоговыми интеграторами, для которых характерны потери и ограниченное время интегрирования, цифровой счетчик может считать значительное время без потерь, усредняя сотни импульсов. При восстановлении маломощных сигналов технология СФД предлагает использование стохастического резонанса – режима сингулярного шумоподавления, при котором гауссовский шум заданной спектральной мощности, смешанный с СКИ, позволяет повысить показатель отношения сигнал-шум.

### Литература

1. Stavros Iezekiel. Microwave Photonics: Devices and Applications. – USA.: Wiley-IEEE Press, 2009. – 360 P.
2. Urick V.J., Keith J. Williams, Jason D. McKinney. Fundamentals of Microwave Photonics. – USA.: Wiley-IEEE Press, 2015. – 488 P.
3. Budagyan I.F., Kostin M.S. Methods applied to digital processing of ultrashort pulse signals upon estimating a small angular deviation of phase-distributed radio pulses in the radiosensory vibrometrological diagnostics system. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2015. Vol. 60, No. 8 – P. 871-879.
4. Будагян И.Ф., Костин М.С. Радиосенсорная виброметрологическая система на однокристалльном приемопередатчике с прямой оцифровкой сверхкороткоимпульсного сигнала. // Сб. науч. статей по итогам всероссийской НПК «Научный взгляд на современный этап развития общественных, технических, гуманитарных и естественных наук, актуальные проблемы», НОУ СПб ИПМ. – СПб.: КультИнформПресс, 2014. – С.19-24.
5. Hjortland H.A., Wisland D.T., Lande T.S. et al. Thresholded samplers for UWB impulse radar // Circuits and Systems. IEEE International Symposium. New Orleans: IEEE, 2010. – 1210 P.

6. Будагян И.Ф., Костин М.С. Технология высокоскоростной оцифровки радиоимпульсов субнаносекундного диапазона. // Сб. публ. науч. журнала «Globus» по мат. IV межд. науч.-практ. конф. «Достижения и проблемы современной науки». – СПб.: Научный журнал «Globus», 2015. – С.83-87.
7. Будагян И.Ф., Костин М.С. Фрейм-дискретизация сверхкороткоимпульсных сигналов // Сб. науч. тр. II Международной научно-практической конференции «Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем». – М.: МГТУ МИРЭА, 2015. Ч.1. – С.393-398.
8. Michael E. Harrell, Jon R. Firth. Hittite's 40 Gbps high speed logic family provides reduced jitter, programmable output voltage and lower power consumption. // Journal of Microwave Europe Engineering, 2015. Vol. 7. – P. 2-4.
9. Будагян И.Ф., Костин М.С. Субнаносекундная радиоволновая виброметрия. Методы и технологии. – Саарбрюккен, Германия.: LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2015. – 107 С.