

УДК 621.383 + 535.8 (004.35) + 539.186.22
DOI: 10.22213/2413-1172-2026-2-98-107

Алгоритм расчета цифрового радиопотонного приемного тракта

Д. П. Данилаев, доктор технических наук, доцент, Казанский национальный исследовательский технический университет имени А. Н. Туполева – КАИ, Казань, Россия

А. Е. Денисов, Казанский национальный исследовательский технический университет имени А. Н. Туполева – КАИ, Казань, Россия

Проектирование приемных трактов для радиосигналов диапазона единиц сотен гигагерц требует учета шумовых свойств и особенностей соответствующей элементной базы, в том числе аналого-цифрового преобразователя (АЦП). В таких системах могут быть применены электронные и радиопотонные АЦП. Цель работы – развитие алгоритма расчета приемника с радиопотонным АЦП на основе существующих подходов к проектированию приемных устройств. Показано, что методика расчета коэффициента шума АЦП может быть единообразной для электронных и радиопотонных АЦП. Предложен поэтапный алгоритм расчета параметров радиопотонного тракта на основе заданных технических характеристик приемника и АЦП. Рассмотрены примеры расчета для систем радиомониторинга, требующих обеспечения большого динамического диапазона и широкой полосы Найквиста при одновременной работе в нескольких частотных диапазонах, а также достаточного эффективного числа разрядов (ЕНОВ). Показано, что в расчетных приемниках для радиопотонных АЦП могут быть достигнуты существенно меньшие значения коэффициента шума по сравнению со значениями, свойственными для электронных АЦП. Для диапазона частот 1...20 ГГц получены оценочные значения коэффициента шума радиопотонного АЦП на уровне 25,58...27,8 дБ. Данный результат обусловлен применением радиопотонной элементной базы, обеспечивающей снижение влияния собственных шумов, характерных для электронных АЦП. Выполнен расчет полосового и антиалайзингового фильтров и рассмотрена задача их оптимизации. Представлен итерационный подход к поиску компромисса между требованием к высокой чувствительности (низкий NF) и большому динамическому диапазону (высокий P_{TP3}) путем подбора параметров, выбора ограничений и допущений в приведенном алгоритме расчета.

Ключевые слова: радиопотонный тракт, радиопотонный АЦП, коэффициент шума АЦП, динамический диапазон приемника, проектирование цифровых приемников, проектирование радиопотонного тракта.

Введение

Современные цифровые технологии преобразования принятого радиосигнала и его последующей обработки открывают большие функциональные возможности при построении радиотехнических систем. При этом дискретизация принятых радиосигналов на высоких частотах предъявляет высокие требования к параметрам аналого-цифрового преобразователя (АЦП). В свою очередь, характеристики и свойства АЦП существенно влияют на общие характеристики радиочастотного тракта [1].

Для проектирования радиочастотного тракта важное значение имеют следующие группы параметров:

частотные параметры – полоса пропускания, частота дискретизации;

параметры, определяющие качество преобразования сигнала, – разрядность, эффективное число разрядов (ЕНОВ), нелинейные искажения в АЦП, которые оцениваются такими параметрами, как динамический диапазон без гармоник (SFDR), коэффициент гармоник (THD), джиттер;

параметры, определяющие характеристики переносимых, предварительных, каскадов приемника, – отношение сигнал/шум на выходе (SNR) или коэффици-

ент шума АЦП (NF), чувствительность АЦП, потребляемая мощность.

Параметры АЦП существенно зависят от рабочего частотного диапазона. Например, увеличение частоты дискретизации АЦП ведет к снижению ЕНОВ; определена обратно-пропорциональная зависимость ЕНОВ от частоты дискретизации [2–4]. Для реализации радиочастотного тракта большее значение имеют шумовые свойства АЦП, которые в разных частотных диапазонах обусловлены различными физическими явлениями:

- в диапазоне частот дискретизации от десятков килогерц до единиц мегагерц основной вклад в общий уровень шумов (и, соответственно, величина ЕНОВ), в основном ограничен тепловыми шумами;

- в диапазоне частот дискретизации от десятков мегагерц до единиц гигагерц величина ЕНОВ в основном ограничена джиттером;

- в диапазоне частот дискретизации от десятков гигагерц и выше величина ЕНОВ в основном ограничена неоднозначностью компаратора.

Переход к радиопотонным АЦП (ФАЦП) осуществляется, в том числе, чтобы превзойти электронные АЦП по шумам и соответствующим характеристикам в диапазоне больше 10 ГГц. В этой связи интересно оценить шумовые свойства радиопотон-

ных АЦП и на этой основе развить известный алгоритм расчета радиотракта цифрового приемника.

Цель статьи – развитие алгоритма расчета приемника с радиопотонным АЦП на основе существующих подходов к проектированию приемных устройств.

Особенности алгоритма расчета коэффициента шума АЦП для приемников СВЧ-диапазона

Распространенный подход к расчету структурной схемы приемника основан на использовании коэффициента шума [5–7]. Коэффициент шума АЦП значительно выше, чем коэффициент шума малошумящего усилителя радиочастоты. Поэтому при расположении АЦП непосредственно после приемной антенны практически невозможно обеспечить чувствительность, требуемую стандартом ЭМС [8].

При выводе расчетных формул радиочастотного тракта цифрового радиоприемного устройства было принято ограничение, что вносимый шум АЦП преимущественно обусловлен шумами квантования, тогда коэффициент шума АЦП (NF) определяется по формуле [9]

$$NF = V_{REF} + 59,25 \text{ дБ} - 6,02N - 10 \cdot \lg(f_s), \quad (1)$$

где V_{REF} – величина полной шкалы АЦП; N – разрядность АЦП; f_s – частота дискретизации.

Эта формула используется в широком диапазоне частот – до 100 МГц. Тем не менее она не учитывает влияние джиттера, существенного на более высоких частотах, а также эффект увеличения SNR и $ENOB$ при передискретизации [10].

Связь между отношением сигнал/шум на выходе АЦП и джиттером определяется выражением

$$SNR_{out} = 20 \lg \left[\frac{1}{2\pi f_c t_j} \right], \quad (2)$$

где f_c – частота сигнала на входе АЦП; t_j – средне-квадратичный джиттер внутреннего АЦП и внешнего тактового генератора.

Анализ этого выражения показывает, что увеличение времени джиттера, так же, как и рост частоты входного сигнала, приводит к существенному снижению отношения сигнал/шум на выходе АЦП и уменьшению $ENOB$ (рис. 1).

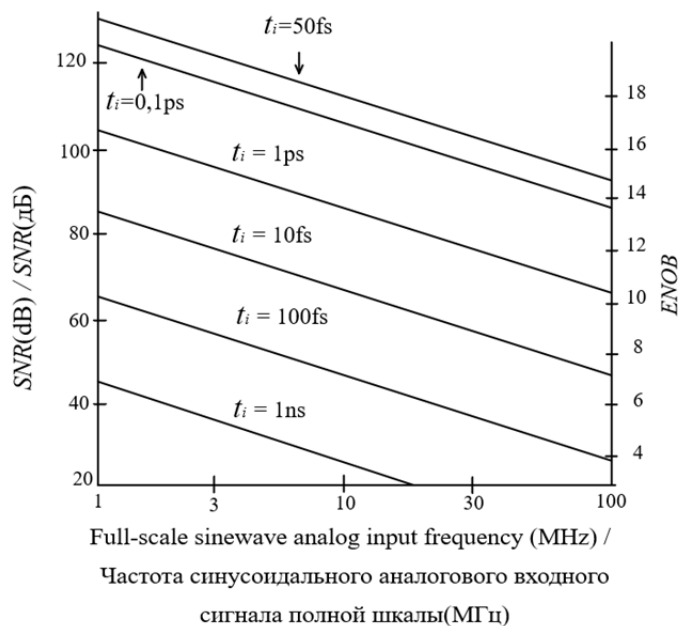


Рис. 1. Зависимость рассчитанного отношения сигнал шум на выходе АЦП от величины джиттера и частоты синусоидального аналогового входного сигнала полной шкалы

Fig. 1. Dependence of the calculated signal-to-noise ratio at the output of the ADC on the jitter value and frequency of the full-scale sinusoidal analog input signal

С учетом отношения сигнал/шум на выходе АЦП его коэффициент шума можно определить как

$$NF = SNR_{in} - SNR_{out}, \quad (3)$$

где $SNR_{in} = V_{REF} + 58 \text{ дБ}$ – отношение сигнал/шум на входе в полосе 1 Гц; V_{REF} – величина полной шкалы АЦП, или максимальное входное напряжение.

Кроме джиттера в диапазоне выше сотен мегагерц заметное влияние будут оказывать шумы квантования. Это связано с тем, что на высоких частотах дискретизации достичь высокой разрядности (например, 12...16 бит) в АЦП сложно. Например, АЦП Analog Devices HMC AD 5831 LP9 BE (Datasheet HMCAD 5831 LP9BE [Электронный ресурс]. URL: <https://www.infinite-electronic.ru/datasheet/12-HMCAD5831LP9BE.pdf> (да-

та обращения: 10.03.2026)) обеспечивают на скорости 26 GS/s только 3-разрядное преобразование.

Полное выражение для определения выходного отношения сигнал/шум в ожидаемом коэффициенте шума АЦП имеет вид

$$SNR_{out} = -20 \lg \left[\left(2\pi f_c t_j \right)^2 + \frac{2}{3} \left(\frac{1+\varepsilon}{2^N} \right)^2 + \left(\frac{2\sqrt{2}V_{Noise_RMS}}{2^N} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (4)$$

где t_j – комбинированный среднеквадратичный джиттер внутреннего АЦП и внешнего тактового генератора; ε – средняя величина дифференциальной нелинейности амплитудной характеристики АЦП; V_{Noise_RMS} – среднеквадратичное значение уровня шума на выходе АЦП; N – разрядность АЦП.

Таким образом, в высокочастотном диапазоне частот (выше 100 МГц) в расчетах целесообразно учитывать кроме шумов квантования джиттер и другие виды шумов. Расчет коэффициента шума АЦП для радиочастотного тракта можно осуществить по формулам (3), (4). Однако исследования показали, что в типовых случаях расчета результаты оценки шумов могут на порядок отличаться от оценок, полученных по паспортным данным конкретных АЦП. Например, для джиттера 16-разрядного АЦП LTC2208 фирмы Linear Tehnology – от 40 до 566 фс. То же можно заметить при сравнении зависимостей на рисунках 1 и 2. Поэтому рекомендуется, что с практической точки зрения предпочтительнее использовать реальные характеристики микросхем АЦП.

В некоторых системах входной принимаемый сигнал занимает полосу ΔF намного меньшую, чем половина частоты дискретизации $f_c/2$. Этот эффект появляется, в том числе, при передискретизации, когда мощность шума распространяется в более широком диапазоне частот. Таким образом, эффективная плотность мощности шума в полосе полезного сигнала оказывается ниже при более высокой частоте дискретизации. Такой эффект также может наблюдаться в радиотонных приемных трактах. Этот эффект можно учесть внесением корректирующего коэффициента (называемого выигрышем за счет обработки (например, в антиалайзинговом фильтре)), который учитывает результирующее увеличение SNR :

$$SNR_{out} = 6,02N + 1,76 \text{ дБ} + 10 \cdot \lg \left(\frac{f_s}{2\Delta F} \right). \quad (5)$$

В системе, где применяется передискретизация сигнала на коэффициент $k = f_s/2\Delta F$, в тракте цифровой обработки сигнала обычно происходит децимация сигнала на тот же коэффициент k . Это приводит к снижению шумов квантования на коэффициент k , что, в свою очередь, приводит к повышению отношения сигнал/шум на $10 \cdot \lg_{10}(k)$. Например, если

$k = 2$, то увеличение SNR составит 3 дБ; в случае $k = 4 - 6$ дБ; при $k = 16 - 12$ дБ.

Уточненное выражение (5) имеет вид

$$SNR_{out} = 6,02N - 1,25 \text{ дБ} + 10 \cdot \lg(f_s) + 10 \cdot \lg \left(\frac{f_s}{2\Delta F} \right). \quad (6)$$

Таким образом, при переходе к СВЧ-диапазону меняется доля вклада от шумов разной природы в общем их уровне на выходе АЦП. Если по оценкам уровень джиттера, нелинейности амплитудной характеристики АЦП становятся сопоставимы с шумами квантования, то все эти виды необходимо учитывать в расчетах. При этом подход расчета, основанный на шумах элементной базы, позволяет единообразно применять его как для электронных, так и для радиотонных АЦП. Проведенный анализ позволяет уточнить методику расчета приемного тракта с учетом особенностей шумов используемой элементной базы АЦП в рабочем диапазоне частот приемника – электронной и радиотонной.

Особенности алгоритма расчета радиотонного тракта приемника

В настоящее время существуют различные типы радиотонных АЦП, которые могут быть использованы при построении радиотонного тракта [11–14]. Их шумовые характеристики различаются, что приводит к различию коэффициента шума АЦП и, как следствие, изменению параметров всего приемного тракта. В рамках настоящей работы расчет проводится для полностью радиотонной архитектуры АЦП, поскольку другие типы предполагают использование электронных АЦП.

Поскольку коэффициент шума АЦП в широкополосных системах существенно влияет на суммарный коэффициент шума приемника, радиотонный АЦП фактически определяет предельные характеристики радиотонного тракта. Его параметры формируют требования к предварительной аналоговой части, включая усиление и допустимый уровень нелинейных искажений.

В связи с этим основная идея предлагаемого алгоритма заключается в предварительной оценке коэффициента шума радиотонного АЦП. На основе заданных системных требований последовательно выполняется расчет и уточнение параметров отдельных каскадов приемного тракта.

Этап 0. Определение исходных данных к проектированию (ТЗ)

На начальном этапе формируются исходные требования к проектируемому радиоприемному тракту, а также определяется предполагаемая структурная схема приемника, включающая основные функциональные узлы. Как правило, в состав такой схемы входят: антенное устройство, предварительные усилительные каскады, фильтры, а также АЦП. Выбор структуры на данном этапе носит предварительный характер и в дальнейшем может уточняться по результатам расчетов отдельных каскадов.

Далее задаются основные параметры технического задания:

1. Целевой частотный диапазон ($f_{c \min} \dots f_{c \max}$), например, 1...20 ГГц.

2. Требуемая чувствительность радиоприемника (P_c), например, -120 дБм.

3. Динамический диапазон (DR) в зависимости от постановки задачи на проектирование может задаваться в виде

– SFDR (Spurious-Free Dynamic Range), например, более 90 дБ;

– как полный динамический диапазон (по шуму) – от уровня собственных шумов до уровня 1 дБ компрессии. Точка компрессии 1 дБ (P1dB) – это уровень входного (для приемника/усилителя) или выходного (для передатчика/усилителя) сигнала, при котором коэффициент усиления уменьшается на 1 дБ

по сравнению с линейным режимом (малыми сигналами). Усилитель становится нелинейным устройством, создающим искажения, гармоники и интермодуляционные составляющие.

4. Разрешающая способность по частоте определяет требования к стабильности тактового генератора и параметрам быстрого преобразования Фурье.

5. Допустимая мощность потребления, массогабаритные показатели.

6. Предварительная структурная схема приемника с радиофотонным АЦП.

На основании требований технического задания и анализа возможностей радиофотонных АЦП предлагается предварительная структурная схема радиофотонного приемного тракта (рис. 2). В дальнейшем структура может быть уточнена по результатам расчетов отдельных каскадов.

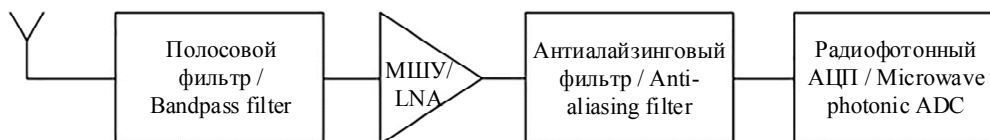


Рис. 2. Предварительная структурная схема приемника с радиофотонным АЦП

Fig. 2. Preliminary block diagram of a receiver with a microwave photonic ADC

В предлагаемой структуре полосовой фильтр обеспечивает выделение требуемого диапазона входного сигнала, маломушмящий усилитель (МШУ) формирует необходимый уровень усиления, антиалайзинговый фильтр ограничивает спектр сигнала в пределах зоны Найквиста, а радиофотонный АЦП, благодаря своим функциональным возможностям, обеспечивает обработку сигнала без переноса на промежуточную частоту, что является одним из принципиальных отличий от архитектур приемников с электронными АЦП.

Этап 1. Расчет и выбор параметров радиофотонного АЦП

1. Определение частоты дискретизации f_s : $f_s > 2f_{c \max}$ (теорема Котельникова). Для $f_{c \max} = 20$ ГГц получим $f_s > 40$ ГГц. Применение радиофотонных АЦП позволяет использовать передискретизацию для упрощения фильтрации, повышения SNR и динамического диапазона. Поэтому для примера $f_{c \max} = 20$ ГГц можно выбрать $f_s \approx 60 \dots 100$ ГГц.

2. Определение требований к ENOB и SFDR радиофотонного АЦП:

– SFDR_{АЦП} должен быть не хуже требуемого системного SFDR. Целесообразно предусмотреть запас на ухудшение от заявленных паспортных данных на 5...10 дБ: если требуется системное SFDR = 90 дБ, то целевой SFDR_{АЦП} целесообразно выбрать $\approx 95 \dots 100$ дБ;

– при оценке значения параметра ENOB_{АЦП} необходимо принять во внимание исходные требования:

частотный диапазон входного сигнала (до 20 ГГц в нашем условном примере), со скоростью до 100 гигаотсчетов/с и SFDR_{АЦП} $\approx 95 \dots 100$ дБ. На практике при таких условиях пока предельно достижимый результат в радиофотонных АЦП ENOB $\approx 8 \dots 10$ бит. **Вывод:** ищем радиофотонный АЦП с максимальным ENOB на частотах из диапазона, заданного в ТЗ.

3. Определение входной мощности радиофотонного АЦП ($P_{\text{АЦПвх}}$).

У радиофотонного АЦП есть оптимальный диапазон входной мощности, определяемый точкой компрессии модулятора. Оценочное значение этой мощности может составлять -20...-10 дБм [15, 16]. Этот уровень можно принять за требуемый уровень входного для АЦП сигнала по мощности.

Пример: $P_{\text{АЦПвх}} = -15$ дБм.

Этап 2. Расчет предварительного малошумящего усилителя (МШУ)

МШУ радиочастоты должен усилить входной сигнал по мощности до уровня, необходимого на входе радиофотонного АЦП. При этом для заданной по ТЗ чувствительности приемника необходимо обеспечить требуемый коэффициент шума NF входного тракта.

1. Определение требуемого коэффициента усиления по мощности ($K_{\text{МШУ}}$):

$$K_{\text{МШУ}} [\text{дБ}] = P_{\text{АЦПвх}} [\text{дБм}] - P_c [\text{дБм}], \quad (7)$$

где P_c – требуемая чувствительность радиоприемника.

Пример (по приведенным выше значениям):

$$K_{\text{МШУ}} = -15[\text{дБм}] - (-120[\text{дБм}]) = 105[\text{дБ}].$$

Усиление 105 дБ одним каскадом невозможно. Поэтому необходимо разбить предварительный усилитель на 2-3 каскада (или на предусилитель и усилитель мощности). Такой подход также обеспечит устойчивость усилителя.

2. Расчет коэффициента шума всей системы ($NF_{\text{РФТракт}}$):

$$NF_{\text{РФТракт}} = NF_{\text{МШУ}} + (NF_{\text{АЦП}} - 1) / K_{\text{МШУ}}. \quad (8)$$

Здесь $NF_{\text{АЦП}}$ – коэффициент шума радиодетонного АЦП.

Приведенное в примере выше оценочное значение коэффициента усиления МШУ велико (105 дБ). При таких значениях влияние коэффициента шума АЦП, согласно формуле, оказывается сравнительно невелико. То есть шум всего приемника (радиодетонного тракта) будет определяться МШУ, преимущественно его первым каскадом. **Вывод:** необходим МШУ с максимально низким $NF_{\text{МШУ}}$ (например, 2...4 дБ для диапазона 1...20 ГГц) и достаточным усилением первого каскада (20...30 дБ).

Рассмотрим расчет коэффициента шума радиодетонного АЦП $NF_{\text{АЦП}}$. Это понятие для АЦП можно считать условным, но необходимым для расчета радиодетонного тракта. В общем случае шумы АЦП складываются:

- из аналоговых шумов (шум входного буфера, СВЧ-блоков, шум от источников накачки лазера, питания структурных блоков радиодетонного АЦП, тепловые шумы, шумы фотоприемника);

- шумов квантования;
- джиттер-шумов;
- шумов, связанных с неоднозначностью компараторов.

Джиттер импульсов света крайне мал (на уровне единиц фемтосекунд). Радиодетонные АЦП отличаются потенциально более низким энергопотреблением на высоких скоростях, так как основные операции производятся пассивными оптическими компонентами, а также нечувствительностью к электромагнитным помехам. При этом высокая скорость отсчетов, достижимая в радиодетонных АЦП, позволяет рассмотреть эффект передискретизации и учесть его при расчете шумов (6).

Возможны два подхода к расчету параметров радиодетонного тракта. Первый подход заключается в расчетных оценках шумовых свойств радиодетонного АЦП с последующим их использованием в дальнейших расчетах; второй – предполагает использование паспортных данных радиодетонных АЦП (при их наличии).

Первый подход. Значение коэффициента шума АЦП можно оценить по формуле (3). В первом подходе для определения SNR_{out} можно воспользоваться формулой (6). Тогда итоговое выражение для определения коэффициента шума ФАЦП, дБ,

$$NF_{\text{ФАЦП}} = V_{\text{REF}} + 58 \text{ дБ} - 6,02N - 1,25 \text{ дБ} - 10 \cdot \lg(f_s) - 10 \cdot \lg\left(\frac{f_s}{2\Delta F}\right). \quad (9)$$

Пример 1. Допустим, амплитуда полной шкалы составляет 5 В, разрядность АЦП 8 бит при частоте дискретизации 100 ГГц. Полоса входного сигнала ограничена 20 ГГц. Тогда в соответствии с подходом к расчету

$$NF_{\text{ФАЦП}} = 20 \cdot \lg(5 \cdot 10^6) + 56,75 \text{ дБ} - 6,02 \cdot 8 - 10 \cdot \lg(10^{11}) - 10 \cdot \lg(5) = 134 + 56,75 - 48,16 - 110 - 7 = 25,58 \text{ дБ}.$$

Такое значение коэффициента шума отмечается также для некоторых высокопроизводительных АЦП с улучшенными параметрами [17].

Второй подход. Значение отношения сигнал/шум на выходе АЦП определяется по паспортным данным элемента, полученным на близких к ТЗ условиям его применения. То есть SNR_{out} – это измеренное отношение сигнал/шум для выбранного радиодетонного АЦП на конкретной частоте. Тогда для определения коэффициента шума можно воспользоваться формулой

$$F_{\text{ФАЦП}} = \frac{V_{\text{шум RMS}}^2}{kTBR} = \left[\frac{V_c^2 \text{ RMS}}{B} \right] \left[\frac{1}{kT} \right] 10^{-SNR/10} \left[\frac{1}{B} \right], \quad (10)$$

или

$$NF_{\text{ФАЦП}} = P_{FS} + 174 \text{ дБ} - SNR - 10 \cdot \lg(\Delta F) - 10 \cdot \lg\left(\frac{f_s}{2\Delta F}\right), \quad (11)$$

где $10 \cdot \lg[V_0^2/2 \cdot R \cdot 1 \text{ мВт}]$ – полная мощность входного сигнала на входе АЦП с согласованным входным сопротивлением R ; V_0 – амплитуда входного сигнала.

В инженерном подходе целесообразно также рассчитать мощность входного сигнала по чувствительности приемника и коэффициенту усиления в каждом канале [18]:

$$P_{FS} = K_{\text{МШУ}} [\text{дБ}] + P_c [\text{дБм}]. \quad (12)$$

Пример 2. Допустим, есть радиодетонный АЦП со следующими параметрами: разрядность $N = 8$ бит; частота дискретизации $f_s = 100$ ГГц; ширина полосы частот полезного сигнала на входе АЦП = 20 ГГц; измеренное $SNR_{\text{out}} = 50$ дБ (на частоте, например, 20 ГГц); $P_{FS[\text{дБ}]} = 10,8$ дБ.

Тогда

$$NF_{\text{ФАЦП}} = 10,8 + 174 \text{ дБ} - 50 - 10 \cdot \lg(20 \cdot 10^9) - 10 \cdot \lg(2,5) = 27,8 \text{ дБ}. \quad (13)$$

Полученные оценочные значения коэффициента шума радиотонного АЦП, рассчитанные двумя способами, составили, соответственно, 25,58 и 27,8 дБ. Близость этих значений показывает, что использование выражения для SNR_{out} , учитывающего основные составляющие погрешности преобразования, дает результат, сопоставимый с оценкой по уже заданному или измеренному SNR_{out} готового радиотонного АЦП. Во втором случае вклад специфических шумов радиотонной реализации, включая относительную интенсивность шума лазера, дробовый шум фотоприемника, тепловые шумы и джиттер оптических импульсов, уже входит в эффективное значение SNR_{out} .

Следовательно, расхождение между двумя оценками коэффициента шума не является существенным и не меняет общего вывода о применимости исходного приближения. Это позволяет рассматривать модель, в которой шум квантования является одной из определяющих составляющих, как допустимую для предварительного расчета параметров радиотонного АЦП.

Кроме того, значения коэффициента шума оказываются существенно ниже, чем для электронных АЦП. Это может означать, что переход к фотонной базе позволяет снизить влияние некоторых видов собственных шумов, присущих электронным АЦП.

3. Проверка по динамическому диапазону. Точка компрессии (CP1dB) МШУ должна быть выше, чем уровень мощных сигналов на его входе, чтобы не вносить нелинейные искажения. Уровень интермодуляции 3-го порядка ($IP3_{МШУ}$) МШУ должен быть высоким, чтобы не ухудшить системный SFDR. $IP3_{RF\text{Тракт}} [\text{дБм}] \approx IP3_{МШУ} [\text{дБм}]$ при большом усилении МШУ.

Этап 3. Расчет и проектирование согласующих цепей и фильтров

Особенность проектирования заключается в необходимости широкополосных согласующих цепей диапазона СВЧ, минимизирующих коэффициент отражения S_{11} на всем диапазоне рабочих частот и широкополосных фильтров с минимальными потерями в полосе пропускания. Можно рассматривать согласующие цепи на участке «антенно-фидерная система – МШУ» и на участке «МШУ – радиотонный АЦП». Особенность согласования на последнем участке заключается в нестандартном входном волновом сопротивлении радиотонного АЦП или в большой емкостной составляющей на его входе.

На входе радиотонного тракта возможно применение следующих фильтров.

Антиалайзинговый фильтр. Для электронного АЦП антиалайзинговый фильтр представляет собой ФНЧ с крутым спадом характеристики в области частоты среза, которая выбирается чуть ниже $f_s/2$. В случае радиотонного АЦП с очень высокой частотой дискретизации f_s в десятки ГГц, создание такой характеристики фильтра на частоте среза сложно реализуемо. Поэтому идея заключается не в полном подавлении, а в ослаблении до допустимого уровня мощных сигналов на частотах выше рабочей полосы

проектируемого радиотонного тракта, которые, попадая на АЦП, могут приводить к интермодуляционным искажениям (IMD) (например, на модуляторе АЦП). Также этот фильтр может быть нужен для ограничения частотной полосы дискретизируемых сигналов.

Полосовой фильтр. Может понадобиться для выделения необходимого частотного поддиапазона или для подавления на входе мощных мешающих сигналов (например, сотовой связи), которые могут вывести МШУ в нелинейный режим и приводить к существенным нелинейным искажениям.

Рассмотрим подход к проектированию антиалайзингового фильтра для широкополосного приемника систем широкополосного радиомониторинга.

Шаг 1. Определение величины требуемого подавления сторонних сигналов (A_{min}).

$$A_{min} [\text{дБ}] = P_{\max_меш_сигн} [\text{дБм}] - \left(P_{IP3_АЦП} [\text{дБм}] - X [\text{дБ}] \right), \quad (14)$$

где $P_{\max_меш_сигн}$ – предполагаемый максимальный уровень мешающего сигнала вне рабочей полосы радиотонного тракта; оценка этой величины основывается на анализе радиочастотной обстановки. Например, в диапазоне 40...50 ГГц могут быть помехи от радиорелейных станций мощностью до 0 дБм [19];

$P_{IP3_АЦП}$ – точка интермодуляции 3-го порядка радиотонного АЦП (чаще всего его модулятора), это паспортная характеристика компонента;

X – «запас по интермодуляции», характеризует запас до уровня собственных шумов системы, ниже которого могут присутствовать продукты интермодуляции. Этот запас складывается из

$$X [\text{дБ}] = SNR_{min} [\text{дБ}] + Z [\text{дБ}], \quad (15)$$

где SNR_{min} – минимальное требуемое SNR для детектирования сигнала; Z – запас (3...5 дБ). Тогда величину X можно оценить в диапазоне 10...15 дБ.

Пример 3. Допустим, $P_{\max_меш_сигн} = 0$ дБм; $P_{IP3_АЦП} = +5$ дБм; $X = 15$ дБ.

Тогда

$$A_{min} = 0 \text{ дБм} - (+5 \text{ дБм} - 15 \text{ дБ}) = 0 - (-10) = 10 \text{ дБ}.$$

При заданных условиях фильтр должен обеспечивать подавление не менее чем на 10 дБ на частотах, где возможны мощные внеполосные помехи.

Если в результате расчета получилось отрицательное значение, то это значит, что при заданных условиях фильтр не нужен. Мощный внеполосный сигнал сам по себе не создаст интермодуляцию выше уровня шума.

Шаг 2. Определение частоты среза (f_{cp}) (по уровню -3дБ) и частоты подавления $f_{подавл}$ (на которой обеспечивает A_{min}).

$f_{\text{ср}}$ должна быть выше верхней рабочей частоты $f_{\text{с}_\text{max}}$, чтобы не вносить потерь в рабочей полосе:

$$f_{\text{ср}} \approx (1,1 \dots 1,3) f_{\text{с}_\text{max}}. \quad (16)$$

Например, для $f_{\text{с}_\text{max}} = 20$ ГГц $f_{\text{ср}} \approx 22 \dots 26$ ГГц.

$f_{\text{подавл}}$ ограничивается первой зоной Найквиста, то есть значение этой частоты можно вычислить по частоте дискретизации:

$$f_{\text{подавл}} = f_s - f_{\text{с}_\text{max}}. \quad (17)$$

Для $f_s = 50$ ГГц и $f_{\text{с}_\text{max}} = 20$ ГГц $f_{\text{подавл}} = 50 - 20 = 30$ ГГц.

Начиная с 30 ГГц и выше, фильтр должен обеспечивать рассчитанное подавление A_{min} , например, $A_{\text{min}} = 10$ дБ.

Шаг 3. Выбор типа фильтра и расчет порядка (n).

Выберем для проектирования фильтр Баттерворта, так как его амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) имеет наиболее ровную фазочастотную характеристику в полосе пропускания. Тогда, зная $f_{\text{ср}}$, $f_{\text{подавл}}$ и A_{min} , можно найти необходимый порядок фильтра (n) из формулы для аппроксимации АЧХ ФНЧ Баттерворта [20]:

$$A(f) = 10 \cdot \lg \left[1 + \left(\frac{f'}{f_{\text{ср}}} \right)^{(2n)} \right], \quad (18)$$

где $A(f)$ – затухание на частоте f (в нашем случае требуется A_{min}); f' – частота, на которой нужно это затухание (в нашем случае $f_{\text{подавл}}$); n – порядок фильтра (число звеньев).

Необходимо решить уравнение относительно n :

$$A_{\text{min}} = 10 \cdot \lg \left[1 + \left(\frac{f_{\text{подавл}}}{f_{\text{ср}}} \right)^{(2n)} \right]. \quad (19)$$

Тогда расчет порядка фильтра можно провести по формуле

$$n = \lg \left(10^{A_{\text{min}}/10} - 1 \right) / \left(2 \cdot \lg \left(\frac{f_{\text{подавл}}}{f_{\text{ср}}} \right) \right). \quad (20)$$

Результат расчета округляется в большую сторону.

Пример 4. Допустим, $A_{\text{min}} = 10$ дБ; $f_{\text{подавл}} = 30$ ГГц; $f_{\text{ср}} = 25$ ГГц.

Тогда

$$\begin{aligned} n &= \lg \left(10^{(10/10)} - 1 \right) / \left(2 \cdot \lg \left(\frac{30}{25} \right) \right) = \\ &= \lg(9) / (2 \cdot \lg(1,36)) = 0,954 / (2 \cdot 0,158) = 6,02 \approx 7. \end{aligned}$$

Вывод: потребуется ФНЧ Баттерворта 7-го порядка.

Шаг 4. Расчет параметров компонентов ФНЧ.

На частотах в десятки ГГц такой фильтр реализуют в микрополосковой, полосковой или коаксиальной технологии, где роль элементов играют от-

резки линий передачи. Расчет элементов фильтров проводят по известным методикам [21].

Шаг 5. Оптимизация.

Фильтр 7-го порядка на 25 ГГц потребует не только согласования по входу и выходу, но также и решения вопросов по габаритам и размещения на плате. В целях оптимизации возможна постановка задачи итерационной оптимизации: увеличения f_s (чтобы отодвинуть $f_{\text{подавл}}$) или компромисс на менее жесткие требования к A_{min} . Увеличение f_s представляется более сложным вариантом оптимизации, так как может вести к сложным структурным изменениям. Поэтому второй вариант оптимизации можно считать предпочтительным.

Этап 4. Сводный анализ требований ТЗ и результатов расчетных оценок.

Уточняем расчеты и проверяем выполнение исходных требований к проектированию.

1. Обеспечение заданной чувствительности: уточнения.

При расчетах NF по формуле (9) или (11) для широкополосных приемников полоса пропускания этого приемника ΔF может быть принята равной полосе рабочих частот $(f_{\text{с}_\text{max}} - f_{\text{с}_\text{min}})$. Однако при использовании спектрального анализа (для задачи радиомониторинга) ΔF определяется разрешением по частоте (Δf) быстрого преобразования Фурье как

$$\Delta F \approx \Delta f = f_s / N_{\text{fft}},$$

где N_{fft} – количество точек БПФ.

Пример 5. При $f_s = 50$ ГГц и $N_{\text{fft}} = 100\,000$ $\Delta f = 50 \cdot 10^9 / 100\,000 = 500$ кГц. Это и будет эквивалентная шумовая полоса $\Delta F = BW$ для обнаружения сигнала в одной частотной ячейке БПФ.

Убеждаемся, что полученные при этом оценки коэффициента шума $NF_{\text{РФТРАКТ}}$ обеспечивают требуемую чувствительность приемника:

$$P_{\text{с}_\text{расч}} = kT_0 B W S N R_{\text{вых}} (N F_{\text{РФТРАКТ}} + t_a - 1), \quad (21)$$

где BW – эквивалентная шумовая полоса; T_0 – рабочая температура устройства; t_a – относительная шумовая температура антенны; k – постоянная Больцмана; $S N R_{\text{вых}}$ – отношение сигнал/шум на выходе аналоговой части приемника, то есть на входе АЦП $S N R_{\text{вых}} = S N R_{\text{in}}$.

2. Расчет по входной мощности (7) и (12) уточняем с учетом потерь в согласующих цепях и фильтрах (L_n):

$$P_{\text{АЦП вх}} = P_c + K_{\text{МШУ}} - L_n. \quad (22)$$

Необходимо проверить, что при сигнале на уровне чувствительности P_c приемника величина $P_{\text{АЦП вх}}$ достаточна для радиопотонного АЦП.

3. Анализ нелинейных искажений.

Наибольший вклад в нелинейные искажения сигнала могут вносить выходной каскад усилителя МШУ или модулятор радиопотонного АЦП. Если на входе приемника присутствуют два мощных, но «разрешенных» сигнала, их взаимная модуляция не должна создать продукт интермодуляции 3-го по-

рядка (IMD3), который попадет в полосу полезного сигнала и «заглушит» его.

Исходные данные:

P_{IP3} [дБм] – точка интермодуляции 3-го порядка выбранного каскада (МШУ или радиотонного АЦП);

P_{tone} [дБм] – уровень мощности каждого из двух тестовых тональных сигналов на входе каскада (на частотах f_1 и f_2). Обычно эти уровни берутся равными и реалистичными (например, уровень самых сильных помех, которые может принять антенна);

Δf [Гц] – разность частот между двумя тестовыми тонами.

Расчет уровня продуктов IMD3 относительно уровня тестовых тонов:

$$P_{IMD3} [\text{дБм}] = 3P_{tone} [\text{дБм}] - 2P_{IP3} [\text{дБм}]. \quad (23)$$

Результат расчета показывает: на сколько децибел продукт интермодуляции 3-го порядка ниже по уровню, чем каждый из исходных тонов. Продукты интермодуляции 3-го порядка возникают на частотах $2f_1 - f_2$ и $2f_2 - f_1$. Необходимо смоделировать, могут ли эти частоты попасть в полосу вашего полезного сигнала.

Рассчитаем уровень шума в пределах эквивалентной шумовой полосы BW:

$$P_{noise} = -174 \text{ дБ} + 10 \cdot \lg(BW) + NF_{\text{РФТракт}}. \quad (24)$$

Мощность P_{IMD3} должна быть ниже уровня шума P_{noise} или как минимум ниже уровня чувствительности приемника $P_{c, \text{расч}}$ на величину запаса Z (например, на 10 дБ):

$$P_{IMD3} [\text{дБм}] < P_{c, \text{расч}} [\text{дБм}] - Z [\text{дБ}]. \quad (25)$$

Убеждаемся, что уровень IMD3 ниже уровня шума или как минимум не нарушает требуемое SFDR.

Пример 6. Допустим,

«худший» каскад – выходной каскад МШУ с $P_{IP3} = +15$ дБм;

на входе этого каскада два мощных сигнала с $P_{tone} = -25$ дБм каждый;

эквивалентная шумовая полоса анализа для слабого сигнала $BW = 1$ МГц;

коэффициент шума радиотонного тракта $NF_{\text{РФТракт}} = 6$ дБ.

Расчет IMD3:

$$P_{IMD3} = 3 \cdot (-25) - 2 \cdot (+15) = -75 - 30 = -105 \text{ дБм}.$$

Расчет уровня шума в полосе 1 МГц:

$$P_{noise} = -174 + 10 \lg(10^6) + 6 = -174 + 60 + 6 = -108 \text{ дБм}.$$

Анализ. Уровень IMD3 (-105 дБм) получился выше уровня шума (-108 дБм) на 3 дБ.

Вывод: это недопустимо, так как результат интермодуляции будет виден на фоне шума и может быть принят за реальный сигнал, маскируя при этом собой слабый полезный сигнал. Динамический диа-

пазон приемника будет ограничен не шумом, а интермодуляцией.

Для решения выявленной проблемы могут быть предложены следующие варианты решения.

А. Выбрать МШУ с более высоким P_{IP3} (например, +25 дБм). Тогда

$$P_{IMD3} = 3 \cdot (-25) - 2 \cdot (+25) = -75 - 50 = -125 \text{ дБм},$$

что уже ниже уровня шума.

Б. Снизить уровень P_{tone} путем установки дополнительного аттенуатора или фильтрации на входе, что одновременно ухудшит чувствительность.

В. Сузить полосу обзора, чтобы не принимать одновременно два таких мощных сигнала.

Таким образом, на данном этапе показана проблема поиска «золотой середины» – компромисса между требованием к высокой чувствительности (низкий $NF_{\text{АЦП}}$) и большому динамическому диапазону (высокий P_{IP3}). Эта проблема может решаться путем итерационных ограничений и допущений в приведенном расчете.

Этап 5. Итерационный подбор параметров и выбор компонентов

По результатам расчетов на этапе 4 цифры вполне вероятно может оказаться, что какие-то требования невыполнимы (например, не удастся подобрать или спроектировать МШУ с параметрами $NF = 2$ дБ, $K_{\text{МШУ}} = 105$ дБ и $P_{IP3} = +30$ дБм в полосе 1...20 ГГц).

Тогда путем ряда итераций нужно ослабить одни требования, усилить другие, искать компромиссы. Например, можно снизить усиление $K_{\text{МШУ}}$, но тогда возрастет вклад шума радиотонного АЦП и ухудшится чувствительность всего приемника. Или, например, можно использовать перестраиваемый или коммутируемый полосовой фильтр на входе, чтобы сузить полосу в каждый момент времени и тем самым снизить требования к динамическому диапазону усилителя SFDR.

Выводы

Таким образом, при переходе к приему радиосигналов на частотном диапазоне порядка единиц – сотен гигагерц необходимо уточнить методику расчета радиотракта цифровых приемных устройств. Особенно в части оценки шумов АЦП и их вклада в общий коэффициент шума. При этом сама методика расчета коэффициента шума АЦП может быть единой для электронных и радиотонных АЦП, если позволяет учесть их шумовые свойства и особенности.

Предложен поэтапный алгоритм расчета радиотонного приемного тракта, включающий определение исходных требований, расчет и выбор параметров радиотонного АЦП, расчет предварительного маломощного усилителя, проектирование согласующих цепей и фильтров, а также сводный анализ соответствия результатов требованиям технического задания. Показано, что применение радиотонной элементной базы позволяет получить оценочные значения коэффициента шума существенно

меньшие по сравнению со значениями, характерными для электронных АЦП, что обусловлено снижением влияния ряда собственных шумовых составляющих. Для рассматриваемого диапазона частот 1...20 ГГц получены оценочные значения коэффициента шума радиопотонного АЦП на уровне 25,58...27,8 дБ.

В ходе реализации алгоритма выполнен расчет полосовых и антиалайзингового фильтров, а также рассмотрены вопросы их оптимизации. Показано, что при проектировании фильтров высоких порядков существенное влияние оказывают конструктивные и схемотехнические ограничения, а предпочтительным направлением оптимизации является корректировка требований к подавлению внеполосных составляющих вместо увеличения частоты дискретизации, связанного с усложнением структуры системы.

Показано, что при проектировании радиопотонного приемного тракта возникает задача поиска компромисса между обеспечением высокой чувствительности (низкий коэффициент шума) и большим динамическим диапазоном (высокие значения параметров линейности, в частности P_{IP3}). Данная задача решается путем итерационного подбора параметров, выбора ограничений и допущений на различных этапах расчета.

Полученные результаты расчетных примеров подтверждают работоспособность предложенного алгоритма и возможность его применения для проектирования радиопотонных приемных трактов систем широкополосного радиомониторинга и радиоразведки. Данные результаты могут служить ориентиром при практическом проектировании подобных систем.

Библиографические ссылки

1. Danilaev D.P. (2019) Analog-to-digital converter selection for digital receiver. Systems of Signal Synchronization: Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2019. Yaroslavl, 2019, p. 8813931. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2019.8813931
2. Walden R.H. (1999) Analog-to-Digital Converter Survey and Analysis. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, vol. 17, pp. 539-550.
3. Deakin C., Liu Z. (2022) Frequency interleaving dual comb photonic ADC with 7 bits ENOB up to 40 GHz: Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO), IEEE, 2022, pp. 1-2.
4. Verreault A., Cicek P.V., Robichaud A. (2024) Oversampling ADC: A review of recent design trends. *IEEE Access*, vol. 12, pp. 121753-121779.
5. Данилаев Д. П., Денисов А. Е., Хайруллин Н. Г. Оценка параметров радиопотонного приемного тракта с большим динамическим диапазоном // Вестник Казанского государственного технического университета имени А. Н. Туполева. 2025. Т. 81, № 4. С. 71–80.
6. Смоляков А. В., Подстригаев А. С. Экспериментальное исследование коэффициента шума цифрового приемника с субдискретизацией в полосе до 18 ГГц // Труды МАИ. 2022. № 122. С. 13.
7. Методика обоснования требований к аналоговой части приемного тракта цифрового радиоприемника / Р. И. Буров [и др.] // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2023. Т. 19, № 4. С. 103–110.
8. Галкин В. А. Основы программно-конфигурируемого радио : монография. М. : Горячая линия – Телеком, 2016. 372 с.
9. Danilaev D.P. (2019) Analog-to-Digital converter selection for digital receiver: Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), IEEE, 2019, pp. 1-6.
10. Воробьев О. В., Прасолов А. А. Сравнение методов повышения динамического диапазона АЦП цифровых радиоприемных устройств // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4, № 2. С. 61–68.
11. Денисов А. Е., Данилаев Д. П. Использование радиопотонного аналого-цифрового преобразователя в структуре цифрового радиоприемного устройства // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2023. № 3 (59). С. 33–44. DOI: 10.25686/2306-2819.2023.3.33
12. Xu S. [et al.] (2019) Deep-learning-powered photonic analog-to-digital conversion. *Light: Science & Applications*, vol. 8, no. 1, p. 66.
13. Zou W. [et al.] (2024) Integrated photonic analog-to-digital converter and its applications: International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP), IEEE, 2024, pp. 1-4.
14. Фотонный аналого-цифровой преобразователь с электронным квантованием и оптической выборкой на скорости до 10 Гвыб/с / М. С. Дадашев, Д. С. Земцов, Е. Ю. Злоказов [и др.] // Радиотехника и электроника. 2023. Т. 68, № 2. С. 188–194.
15. Qi J. [et al.] (2023) Effects of Optical Sampling Pulse Power, RF Power, and Electronic Back-End Bandwidth on the Performance of Photonic Analog-to-Digital Converter. *Micromachines*, vol. 14, no. 12, p. 2155.
16. Zazzi A. [et al.] (2020) Mode-locked laser timing jitter limitation in optically enabled, spectrally sliced ADCs. *Photonic Networks: 21th ITG-Symposium, VDE*, 2020, pp. 1-5.
17. Аннино Б. (2021) Увеличение SFDR в высокопроизводительных АЦП // СВЧ-электроника. 2021. № 1 (16). С. 12–22.
18. Денисов А. Е., Данилаев Д. П. (2023) Структура цифрового радиоприемного устройства с фотонным аналого-цифровым преобразователем // Вестник ИжГТУ имени М. Т. Калашникова. 2023. Т. 26, № 4. С. 77–85. DOI: 10.22213/2413-1172-2023-4-77-85
19. Skrimponis P. [et al.] (2021) Understanding energy efficiency and interference tolerance in millimeter wave receivers: 55th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, IEEE, 2021, pp. 645-651.
20. Wang B. (2024) Signal processing based on Butterworth filter: Properties, design, and applications. *Highlights in science, engineering and technology*, vol. 97, pp. 72-77.
21. Комаров В. В., Лукьянов М. А. Волноводные СВЧ-фильтры: технические решения, тенденции развития и методы расчета // Журнал радиоэлектроники. 2021. № 1. С. 1–18.

Reference

1. Danilaev D.P. (2019) Analog-to-digital converter selection for digital receiver. Systems of Signal Synchronization: Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2019. Yaroslavl, 2019, p. 8813931. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2019.8813931
2. Walden R.H. (1999) Analog-to-Digital Converter Survey and Analysis. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, vol. 17, pp. 539-550.
3. Deakin C., Liu Z. (2022) Frequency interleaving dual comb photonic ADC with 7 bits ENOB up to 40 GHz: Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO), IEEE, pp. 1-2.

4. Verreault A., Cicek P.V., Robichaud A. (2024) Over-sampling ADC: A review of recent design trends, *IEEE Access*, vol. 12, pp. 121753-121779.
5. Danilaev D.P., Denisov A.E., Khairullin N.G. (2025) [Estimation of parameters of a radiophoton receiving path with a large dynamic range]. *Vestnik Kazanskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta imeni A.N. Tupoleva*, vol. 81, no. 4, pp. 71-80 (in Russ.).
6. Smolyakov A.V., Podstrigaev A.S. (2022) [Experimental study of the noise coefficient of a digital receiver with subsampling in the band up to 18 GHz]. *Trudy MAI*, no. 122, p. 13 (in Russ.).
7. Burov R.I. (2023) [Methodology for substantiating the requirements for the analog part of the receiving path of a digital radio receiver]. *Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta*, vol. 19, no. 4, pp. 103-110 (in Russ.).
8. Galkin V.A. (2016) *Osnovy Programmno-konfiguriruemogo Radio* [Fundamentals of software-configurable radio]. Moscow: Hotline - Telecom, 372 p. (in Russ.).
9. Danilaev D.P. (2019) Analog-to-Digital converter selection for digital receiver: Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), IEEE, 2019, pp. 1-6.
10. Vorob'ev O.V., Prasolov A.A. (2018) [Comparison of methods for increasing the dynamic range of ADCs of digital radio receivers]. *Trudy Uchebnykh Zavedenii Svyazi*, vol. 4, no. 2, pp. 61-68 (in Russ.).
11. Denisov A.E., Danilaev D.P. (2023) [The use of a radiophotonic analog-to-digital converter in the structure of a digital radio receiver device]. *Vestnik Povolzhskogo Gosudarstvennogo Tekhnologicheskogo Universiteta. Seriya: Radio-tekhnicheskie i Infokommunikatsionnye Sistemy*, no. 3 (59), pp. 33-44. DOI: 10.25686/2306-2819.2023.3.33 (in Russ.).
12. Xu S. [et al.] (2019) Deep-learning-powered photonic analog-to-digital conversion. *Light: Science & Applications*, vol. 8, no. 1, p. 66.
13. Zou W. [et al.] (2024) Integrated photonic analog-to-digital converter and its applications: International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP), IEEE, 2024, pp. 1-4.
14. Dadashev M.S., Zemtsov D.S., Zlokazov E.Yu. (2023) [Photonic analog-to-digital converter with electronic quantization and optical sampling at speeds up to 10 Gbps]. *Radio-tekhnika i Elektronika*, vol. 68, no. 2, pp. 188-194 (in Russ.).
15. Qi J. [et al.] (2023) Effects of Optical Sampling Pulse Power, RF Power, and Electronic Back-End Bandwidth on the Performance of Photonic Analog-to-Digital Converter. *Micromachines*, vol. 14, no. 12, p. 2155.
16. Zazzi A. [et al.] (2020) Mode-locked laser timing jitter limitation in optically enabled, spectrally sliced ADCs. *Photonic Networks: 21th ITG-Symposium, VDE, 2020*, pp. 1-5.
17. Annino B. (2021) [SFDR enhancement in high-performance ADCs]. *SVCh-elektronika*, no. 1 (16), pp. 12-22 (in Russ.).
18. Denisov A.E., Danilaev D.P. (2023) [The structure of a digital radio receiver with a photonic analog-to-digital converter]. *Vestnik IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova*, vol. 26, no. 4, pp. 77-85. DOI: 10.22213/2413-1172-2023-4-77-85 (in Russ.).
19. Skrimponis P. [et al.] (2021) Understanding energy efficiency and interference tolerance in millimeter wave receivers: 55th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, IEEE, 2021, pp. 645-651.
20. Wang B. (2024) Signal processing based on Butterworth filter: Properties, design, and applications. *Highlights in Science, Engineering and Technology*, vol. 97, pp. 72-77.
21. Komarov V.V., Luk'yanov M.A. (2021) [Waveguide microwave filters: technical solutions, development trends and calculation methods]. *Zhurnal Radioelektroniki*, no. 1, pp. 1-18 (in Russ.).

Algorithm for Calculating the Digital Radiophotonic Receiving Chain

D.P. Danilaev, DSc in Engineering, Associate Professor, Tupolev Kazan National Research Technical University, Kazan, Russia
A.E. Denisov, Tupolev Kazan National Research Technical University, Kazan, Russia

Designing radio receiving paths for radio signals within the range of units-hundreds of gigahertz requires taking into account the noise properties and features of the corresponding element base, including the ADC. Electronic and photonic ADCs can be used in such systems. The aim of the work is to develop an algorithm for calculating a receiver with a microwave photonic ADC based on existing approaches to the design of receiving devices. It is shown that the method of calculating the noise factor of an ADC can be uniform for electronic and photonic ADCs. A step-by-step algorithm for calculating the parameters of the microwave photonic path based on the specified receiver technical characteristics and ADC is proposed. Calculation examples for radio monitoring systems requiring a large dynamic range and a wide Nyquist band while operating in several frequency bands, as well as a sufficient effective number of bits (ENOB), are considered. It is shown that in the computational examples for microwave photonic ADCs, significantly lower noise factor values can be achieved compared to the values typical for electronic ADCs. For the frequency range of 1–20 GHz, the estimated values of the noise factor of the microwave photonic ADC are at the level of 25.58–27.8 dB. This result is due to the use of a microwave photonic element base, which reduces the effect of set noise characteristic of electronic ADCs. The bandpass and anti-aliasing filters are calculated and the problem of their optimization is considered. An iterative approach to finding a compromise between the requirement for high sensitivity (low NF) and a large dynamic range (high PIP3) is presented by selecting parameters, constraints, and assumptions in the calculation algorithm.

Keywords: microwave photonic receiver chain, photonic ADC, ADC noise factor, receiver dynamic range, digital receiver design, microwave photonic system design.

Получено 20.03.2026

Образец цитирования

Данилаев Д. П., Денисов А. Е. Алгоритм расчета цифрового радиофотонного приемного тракта // Вестник ИжГТУ имени М. Т. Калашникова. 2026. Т. 29, № 2. С. 98–107. DOI: 10.22213/2413-1172-2026-2-98-107

For Citation

Danilaev D.P., Denisov A.E. (2026) [Algorithm for Calculating the Digital Radiophotonic Receiving Chain]. *Vestnik IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova*, vol. 29, no. 2, pp. 98-107. DOI: 10.22213/2413-1172-2026-2-98-107 (in Russ.).