

# МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО ЦИФРОВОГО ПРИЕМНИКА С СУБДИСКРЕТИЗАЦИЕЙ

DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-10-11-17

Manuscript received 11 June 2021;  
Accepted 22 July 2021

**Подстригаев Алексей Сергеевич,**  
Санкт-Петербургский государственный  
электротехнический университет "ЛЭТИ"  
им. В.И. Ульянова (Ленина),  
г. Санкт-Петербург, Россия, [ap0d@ya.ru](mailto:ap0d@ya.ru)

**Ключевые слова:** приемник с субдискретизацией,  
субдискретизация, широкополосный приемник, цифровой  
приемник, методика проектирования приемника

В задачах радиомониторинга и когнитивного радио требуется обработка наложенных во времени сигналов в сверхширокой полосе частот без пропусков. Цифровой приемник с субдискретизацией позволяет решить эту задачу. Однако на практике возникает неоднозначность определения частоты различного рода, нелинейные элементы тракта порождают паразитные гармоники входного сигнала, а в многосигнальном режиме ухудшается различение сигналов. Всё это значительно снижает эффективность анализа сигналов. Поэтому предложена схема приемника с программно реализованными средствами устранения перечисленных недостатков. Такой приемник имеет характерные для субдискретизации особенности и подбираемые параметры. Для систематизации процесса проектирования приемника разработана специальная методика. Методика проектирования учитывает использование приемника в односигнальном и многосигнальном режимах. Результатом проектирования является структурная схема приемника с обоснованием параметров ее основных элементов. Предложенная методика позволяет оценить системные характеристики, такие как чувствительность, количество каналов обработки и пропускная способность по количеству наложенных сигналов. Автоматизация проверки приведенных в методике условий позволяет значительно повысить скорость и удобство проектирования. Показано, что для интерфейса Gigabit Ethernet пропускная способность приемника составляет около 8 наложенных импульсов или непрерывных сигналов. При этом из-за паразитных составляющих, возникающих в нелинейных элементах тракта, она может быть снижена до 4 наложенных импульсов. Реальное количество обрабатываемых сигналов определяется также вероятностью их наложения и при приеме импульсных сигналов может быть значительно больше.

#### Информация об авторе:

**Подстригаев Алексей Сергеевич,** докторант, доцент кафедры радиоэлектронных средств, к.т.н., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В.И. Ульянова (Ленина), г. Санкт-Петербург, Россия

#### Для цитирования:

Подстригаев А.С. Методика проектирования сверхширокополосного цифрового приемника с субдискретизацией // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Том 15. №10. С. 11-17.

#### For citation:

Podstrigaev A.S. (2021) UWB digital receiver design methodology with sub-Nyquist sampling. *T-Comm*, vol. 15, no.10, pp. 11-17. (in Russian)

**Введение**

Стремительный рост количества излучающих радиоэлектронных средств (РЭС) в эфире, расширение спектров сигналов и решаемых РЭС задач требуют развития широкополосных и сверхширокополосных приемных устройств (ШПрУ) для средств радиомониторинга и когнитивного радио. При этом ширина рабочей полосы частот ШПрУ должна достигать 18...20 ГГц, а для некоторых задач и более.

К современным ШПрУ, помимо очевидных требований к высокой чувствительности, широкому диапазону рабочих частот (ДРЧ) и широкому динамическому диапазону (ДД), предъявляются и другие требования.

Во-первых, для исключения пропуска сигналов приемник должен иметь широкую мгновенную полосу приема и высокую пропускную способность по количеству наложенных во времени сигналов. В идеальном случае мгновенная полоса приема должна соответствовать всему ДРЧ приемника.

Во-вторых, учитывая работу в широкой (сверхширокой) мгновенной полосе частот, должны быть предприняты меры по уменьшению различного рода неоднозначности определения частоты (НОЧ). Существует несколько основных типов ШПрУ для мгновенного широкополосного анализа: матричные [0-0], с использованием банка частотно-зависимых линий задержки [0-0], с монобитным аналого-цифровым преобразованием [0-0] и субдискретизацией [0-0]. В различных типах приемников НОЧ возникает по причинам проникновения сигналов в побочные каналы приема, малой крутизны АЧХ канальных фильтров, возникновения гармоник в нелинейных элементах тракта, ошибок при обработке наложенных во времени сигналов, внутрисистемных помех и т.д. Зачастую устранение одних недостатков в какой-либо схеме приводит к возникновению других.

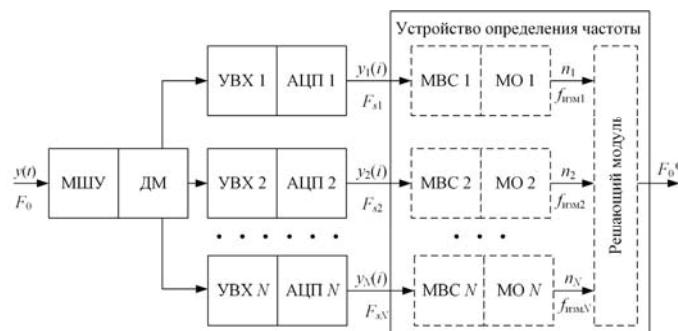
В настоящей работе рассматривается цифровой приемник с субдискретизацией (ЦПСД). В таком приемнике большая часть описанных выше недостатков может быть устранена либо значительно уменьшена, поэтому он является перспективным для решения задач радиомониторинга.

В литературе за последние 40 лет встречается множество разрозненных рекомендаций по построению ЦПСД, выбору его отдельных параметров и описанию особенностей функционирования. Однако до сих пор отсутствует обобщающая методика проектирования приемников данного типа, что и определило цель настоящей работы.

**Описание схемы и принципа действия ЦПСД**

Технология обработки сигналов в широкой и сверхширокой полосе частот с использованием субдискретизации применяется с начала 90-х годов и активно развивается до сих пор [0-0, 0-0]. Существуют различные схемы приемников с применением данной технологии [0-0]. Однако благодаря возможности использования в сложной сигнальной обстановке, относительной простоте реализации и большому модернизационному потенциалу наибольшее распространение получила схема, представленная на рис. 1 [0, 0]. Приемник включает в себя маломощный усилитель (МШУ), делитель мощности (ДМ),  $N$  устройств выборки-хранения (УВХ),  $N$  аналого-цифровых преобразователей (АЦП) и устройство определения частоты.

Устройство определения частоты содержит  $N$  программных модулей вычисления спектра (МВС),  $N$  программных модулей обнаружения (МО) и решающий модуль. На практике в состав СВЧ-тракта приемника могут также входить устройства защиты, фильтрации, регулировки усиления и т.д.



**Рис. 1.** Структурная схема цифрового приемника с субдискретизацией

На вход приемника поступает сигнал  $y(t)$ , являющийся аддитивной смесью узкополосного гармонического сигнала  $s(t) = A_s \cos(2\pi F_0 t + \varphi)$  (где  $A_s$  – амплитуда сигнала,  $F_0$  – его несущая частота,  $\varphi$  – случайная начальная фаза) и нормального белого шума (НБШ)  $x(t)$ . Далее сигнал  $y(t)$  усиливается МШУ и с помощью ДМ разветвляется между  $N$  каналами. Для расширения диапазона рабочих частот на входе каждого канала перед АЦП установлено внешнее УВХ. В каждом канале выполняется следующая последовательность действий:

1. С помощью АЦП сигнал оцифровывается со своей, отличной от остальных, частотой дискретизации  $F_{si}$ .
2. В МВС выполняется дискретное преобразование Фурье (ДПФ) на основе алгоритма быстрого преобразования (БПФ) с числом точек  $N_{БПФ}$ . При этом формируется  $\tilde{N}_{БПФ} = N_{БПФ}/2$  значащих отсчетов ДПФ в предположении, что обрабатывается действительный сигнал. Путем взятия модуля полученных отсчетов ДПФ вычисляется амплитудный спектр сигнала.
3. Отсчеты амплитудного спектра сигнала поступают на вход МО. Если максимальный отсчет данного спектра превышает заданный порог, МО принимает решение об обнаружении сигнала и выдает номер максимального отсчета  $n$  в решающее устройство. МВС и МО, таким образом, формируют первичный пороговый обнаружитель в приемнике.
4. По кортежу (т.к. важен порядок следования) полученных с МО отсчетов ДПФ  $\langle n_1, n_2, n_3, \dots, n_N \rangle$  решающий модуль принимает окончательное решение об обнаружении сигнала и определяет оценку  $F_0^*$  его несущей частоты  $[0, 0]$ .

Принцип определения входной частоты  $F_0$  в многоканальном приемнике с субдискретизацией основан на решении системы уравнений [0, 0]:

$$\begin{cases} F_0 = f_1 + n_1 F_{s1}, \\ F_0 = f_2 + n_2 F_{s2}, \\ \vdots \\ F_0 = f_N + n_N F_{sN}, \end{cases} \quad (1)$$

где  $f_i$  – целое число, модуль которого равен частоте  $f_{измi}$ , измеренной в первой зоне Найквиста  $i$ -го канала приемника,  $n_i$  – неотрицательные целые числа,  $N$  – число каналов. Значения  $f_i$  могут принимать как положительные, так и отрицательные значения, а  $f_{измi}$  – только неотрицательные. Решения данной системы повторяются с периодом  $F_{НОК} = \text{НОК}(F_{s1}, F_{s2}, \dots, F_{sN})$ , где НОК – наименьшее общее кратное частот дискретизации АЦП  $F_{s1}, F_{s2}, \dots, F_{sN}$ .

Один из возможных алгоритмов работы решающего модуля основан на развертывании частот, соответствующих отсчетам, полученным с МО, во множество зон Найквиста на единую ось частот в порядке, обратном их наложению при дискретизации. Если на какой-то частоте  $F_0^*$  из рабочего диапазона частоты, развернутые из всех каналов приемника, совпали, принимается решение об обнаружении полезного сигнала, а частота  $F_0^*$  считается оценкой несущей частоты данного сигнала [0].

Тот же принцип определения частот можно использовать и для множества сигналов на входе. При этом в предположении, что различные сигналы в общем случае имеют различную мощность на входе приемника, для уменьшения вероятности определения ложных частот дополнительно выполняется сравнение по амплитуде. Для этого требуется учет неравномерности АЧХ каждого канала и общей разноканальности.

Для сравнения по амплитуде с учетом неравномерности АЧХ и разноканальности выполняется проверка на соответствие следующему условию:

$$K_{зап1} \frac{K_{m \min}}{K_{n \max}} \leq \frac{A_{j,m \text{ изм}}}{A_{p,n \text{ изм}}} \leq K_{зап2} \frac{K_{m \max}}{K_{n \min}}, \quad (2)$$

где  $m$  и  $n$  – номера каналов приемника ( $m = \overline{1, N}, n = \overline{1, N}, m \neq n$ ), а  $j$  и  $p$  – номера сигналов, обнаруженных в первой зоне Найквиста ( $j = \overline{1, M}, p = \overline{1, M}, j \neq p$ );  $M$  – число сигналов, обнаруженных в первой зоне Найквиста,  $K_{зап1}$  и  $K_{зап2}$  – коэффициенты запаса, выбираемые с учетом предполагаемых погрешностей измерения;  $K_{m \min}, K_{m \max}$ ,

$K_{n \min}, K_{n \max}$  – минимальные и максимальные значения коэффициентов передачи  $n$ -го и  $m$ -го каналов приемника во всем ДРЧ;  $A_{j,m \text{ изм}}, A_{p,n \text{ изм}}$  – амплитуды, измеренные на выходах каналов.

Если составляющие спектра входного сигнала, развернутые во множество зон Найквиста, совпадают по частоте, и отношение амплитуд на выходах каналов удовлетворяет условию (2), то принимается решение о том, что сигналы на выходах каналов соответствуют одному входному сигналу. При несоблюдении этого условия принимается решение о том, что сравниваемые по амплитуде сигналы соответствуют разным сигналам на входе приемника.

Рассмотренная схема ЦПСД обеспечивает работу в сверхширокой мгновенной полосе частот, которая ограничивается верхней рабочей частотой УВХ (около 18...20 ГГц). Современные модели МШУ и ДМ имеют более высокие рабочие частоты.

В ЦПСД возникает НОЧ различного рода. Уменьшение влияния наиболее вредных типов НОЧ на качество обработки рассмотрено далее, в методике проектирования.

### Методика проектирования сверхширокополосного ЦПСД

Методика проектирования рассмотренного ЦПСД основана на общих соображениях по проектированию приемников с учетом особенностей используемого метода обработки на основе субдискретизации.

Исходными данными для проектирования являются:

- диапазон рабочих частот;
- чувствительность  $P_0$ ,
- односигнальный и многосигнальный входной динамический диапазон;
- количество обрабатываемых сигналов, различных по частоте и совмещенных по времени;
- необходимое для обработки отношение сигнал-шум (ОСШ)  $q^2$  (по мощности);
- максимальная ошибка определения несущей частоты сигнала  $\Delta F_0$ ;
- диапазон рабочих температур.

Методика проектирования включает в себя следующие основные этапы:

#### 1. Выбор МШУ, ДМ и УВХ

МШУ, ДМ и УВХ выбирают в соответствии с заданным ДРЧ. При этом для повышения качества приема в многосигнальном режиме суммарная неравномерность коэффициента передачи (КП) МШУ и ДМ должна быть минимальной.

При выборе МШУ необходимо отдавать предпочтение микросхемам с наименьшим уровнем второй гармоники. Для некоторых МШУ производитель приводит значение точки пересечения второго порядка  $OIP_2$  для выходного сигнала заданной мощности  $P_{out}$ . Тогда уровень второй гармоники  $IM_2$  можно определить, как  $IM_2 = OIP_2 - P_{out}$  [0].

Согласно технической информации производителей [0] и экспериментальным данным [0], в широкополосном приемнике с установленным на входе МШУ уровень второй гармоники составляет 30...40 дБн.

УВХ также вносит паразитные гармоники в спектр сигнала. Их подавление существенно ухудшается с ростом частоты входного сигнала. Например, для УВХ НМС661LC4В при увеличении частоты входного сигнала с 1 до 12 ГГц подавление паразитных гармоник уменьшается с 68 до 33 дБ [0].

Односигнальный ДД приемника ограничивается паразитными составляющими в спектре сигнала до 30...40 дБ. Однако, эти составляющие расположены на частотах, кратных несущей частоте, а время начала и окончания импульса (или только время начала для непрерывного сигнала) совпадают. Набор этих признаков позволяет выполнить программную селекцию полезного сигнала. В качестве дополнительного признака может быть использовано также соотношение амплитуд.

В итоге односигнальный ДД ЦПСД определяется разрядностью АЦП по известным выражениям [0].

#### 2. Выбор частот дискретизации, количества каналов и порядка ФНЧ в квадратурных каналах

Частоты дискретизации и количество каналов приемника выбираются, исходя из одновременного выполнения следующих условий:



2.1. Должна быть обеспечена обработка провалов по чувствительности в окрестностях частот, кратных половине частоты дискретизации каждого канала.

Механизм возникновения провалов связан с фильтрацией зеркальных изображений полезного сигнала. На практике в цифровом приемнике рационально использовать квадратурное преобразование входного сигнала. Однако в результате выполняемых при этом преобразований сигнала с использованием ФНЧ для каждой зоны Найквиста появляется свой полосовой фильтр [0].

При попадании сигнала на стык АЧХ двух фильтров одного из каналов приемника при недостаточной мощности сигнала он не обнаруживается. Соответственно, количество каналов приемника  $N$  должно быть таким, чтобы при попадании сигнала в провалы количество каналов, в которых происходит обнаружение, было достаточным для однозначного определения несущей частоты.

Например, предположим, что для заданного диапазона частот при выбранных частотах дискретизации однозначное определение несущей частоты выполняется по сигналам, обнаруженным в трех каналах. Тогда при условии, что во всем ДРЧ провалы АЧХ накладываются не более, чем в двух каналах, выбирается количество каналов  $N = 4$ . Если провалы в каких-то участках ДРЧ накладываются в трех каналах, то необходимое количество каналов  $N = 5$ .

Провалы определяются, исходя из заданного ДД приемника и крутизны ФНЧ в квадратурных каналах. Соответственно, на данном этапе необходим предварительный расчет порядка фильтра с учетом ширины получаемых провалов.

На практике, как правило, можно обеспечить обработку без существенного снижения чувствительности при использовании  $N - 1$  каналов обработки. Поэтому далее принято, что для определения частоты сигнала достаточно его обнаружения в  $N - 1$  каналах.

2.2. Должна быть исключена НОЧ первого типа (НОЧ-1).

Возникновение НОЧ-1 связано с периодичностью решения системы уравнений (1). Для ее устранения наименьшее общее кратное (НОК) любых  $N - 1$  частот дискретизации (при выбранном количестве каналов  $N$ ) должно быть больше верхней границы ДРЧ  $F_{\text{макс}}$ . В этом случае первая НОЧ-1 появляется на частотной оси в точке, соответствующей НОК всех частот дискретизации, используемых для определения частоты. Так как для определения частоты используется  $N - 1$  каналов, первая НОЧ-1 появляется в точке, соответствующей наименьшему НОК из всех НОК любых  $N - 1$  частот дискретизации.

2.3. Должна быть исключена НОЧ второго типа (НОЧ-2).

Возникновение НОЧ-2 связано с невозможностью оценки знаков остатков  $f_i$ , входящих в систему уравнений (1), и, как следствие, определением реальной частоты по кортежу частот  $\langle f_{\text{изм}1}, f_{\text{изм}2}, \dots, f_{\text{изм}N} \rangle$ . Для некоторых двух входных частот  $F_{01}$  и  $F_{02}$  ( $F_{01} < F_{02}$ ), лежащих ниже

$F_{\text{НОК}}$ , приемником будут измерены одинаковые кортежи  $\langle f_{\text{изм}1}, f_{\text{изм}2}, \dots, f_{\text{изм}N} \rangle$ . Из-за отсутствия информации о знаках  $f_i$ , соответствующих этим входным частотам, отличить частоту  $F_{01}$  от частоты  $F_{02}$  будет невозможно.

Исходя из механизма возникновения НОЧ-2, она естественным образом исключается, если ни для каких двух или более входных частот, принимаемых в ДРЧ, кортежи частот, измеренных в каналах приемника в первой зоне Найквиста, не повторяются. Выполнение данного требования достигается путем проверки отсутствия совпадений кортежей, соответствующих всем частотам из ДРЧ. Такая проверка может быть выполнена с использованием математической модели.

Удовлетворение всех условий достигается подбором частот дискретизации для минимально возможного количества каналов (на практике трех – четырех).

### 3. Выбор АЦП

АЦП выбирают, исходя из противоречивых требований к его максимальной рабочей частоте. С одной стороны, учитывая использование в приемнике  $N$  АЦП, низкая рабочая частота позволяет существенно удешевить приемник. Также разрядность низкочастотных АЦП, как правило, выше, что позволяет расширить ДД. С другой стороны, более высокая частота позволяет расширить зоны Найквиста. Тогда при работе в многосигнальном режиме уменьшается количество возможных наложений спектров в первой зоне Найквиста, что сокращает количество потенциальных ошибок при обработке. Также уменьшается количество зон Найквиста и, соответственно, объем вычислений при определении оценки несущей частоты.

### 4. Выбор количества точек БПФ

Исходя из заданной чувствительности  $P_0$ , необходимого для обработки отношения сигнал-шум  $q^2$ , максимальной ошибки определения несущей частоты сигнала  $\Delta F_0$  и выбранной частоты дискретизации выбирается количество точек БПФ.

При этом должны одновременно выполняться следующие условия:

4.1. При заданном  $q^2$  должна обеспечиваться расчетная чувствительность  $P_{0p}$  не хуже заданной  $P_0$ .

Величина  $P_{0p}$  определяется как:

$$P_{0p} = kT \Delta f_{\text{ш}} N_{\Sigma} q^2 \approx 1,1 kT \Delta f_{\text{рч}} N_{\Sigma} q^2,$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К – постоянная Больцмана;  $T$  – абсолютная температура источника шума, К;  $\Delta f_{\text{ш}} \approx 1,1 \Delta f_{\text{рч}}$  – полоса шума приемника, Гц;  $N_{\Sigma}$  – коэффициент шума, определяемый в соответствии с формулой Фрииса;  $q^2$  – заданное ОСШ на выходе линейной части.

В данной методике ОСШ входит в исходные данные. На практике ОСШ может выбираться расчетным методом с учетом необходимых вероятностей ложной тревоги и правильного обнаружения. Предполагается, что при задании ОСШ учтены как вносимый преобразованием Фурье выигрыш в чувствительности, так и провалы чувствительности при попадании несущей частоты сигнала между отсчетами.

4.2. Расчетная максимальная ошибка определения несущей частоты сигнала  $\Delta F_{0p}$  должна быть не более заданной  $\Delta F_0$ .

При определении несущей частоты по кортежу  $\langle n_1, n_2, n_3, \dots, n_N \rangle$  она может уточняться по любому из

$N - 1$  членов кортежа, по которым произошло обнаружение. Поэтому целесообразно определять ее по номеру частотного отсчета в канале с максимальной частотой дискретизации  $F_{s \max}$ . Величина  $\Delta F_{0p}$  в таком случае определяется частотой  $F_{s \max}$  и числом точек БПФ:

$$\Delta F_{0p} = \frac{1}{2} \frac{F_{s \max}}{N_{\text{БПФ}}}.$$

#### 5. Разработка алгоритмов обработки и выбор ПЛИС

В цифровом приемнике основная обработка выполняется программно. При этом состав алгоритмов, последовательность их выполнения и реализация на вычислительной платформе могут различаться.

В настоящей методике предлагается реализация вычислений на ПЛИС.

Состав алгоритмов может быть следующим:

– в модулях вычисления спектра:

вычисление оконного ДПФ; определение времени прихода и длительности внутри окна обработки для каждого обнаруженного в МО сигнала;

– в модуле обнаружения:

расчет порога обнаружения; определение  $L_{O \max}$  наибольших амплитуд в спектре, превышающих порог (где  $L_{O \max}$  – программно определяемое максимальное количество одновременно обрабатываемых сигналов); определение номеров соответствующих частотных отсчетов; обработка широкополосных сигналов;

– в решающем модуле:

вычисление частот в первой зоне Найквиста по принятым номерам частотных отсчетов; вычисление оценок истинных частот обнаруженных сигналов; привязка вычисленных пооконно временных параметров к обнаруженным частотам; «ведение» и «закрытие» импульсов, формирование признака непрерывности сигнала; идентификация перестройки частоты сигнала; определение параметров и вида модуляции; формирование пакетов с описаниями сигналов (время прихода, частота, длительность, амплитуда, вид и параметры модуляции).

По результатам оценки ресурсоемкости алгоритмов выбирается ПЛИС.

При моделировании алгоритмов в среде разработки необходим учет диапазона рабочих температур. Следует учитывать возникающие предупреждения о возможных ошибках при пониженных или повышенных температурах.

#### 6. Определение пропускной способности по количеству наложенных импульсных сигналов

Для приемника с субдискретизацией максимальное количество передаваемых импульсных сигналов  $L_{\text{пи max}}$  можно определить по следующей формуле:

$$L_{\text{пи max}} = \left\lfloor \frac{v_b}{N_y / T_{\text{и min}}} \right\rfloor,$$

где  $v_b$  – эффективная скорость передачи данных (без накладных расходов при передаче полезных данных в канале связи),  $N_y$  – размер описания одного сигнала,  $T_{\text{и min}}$  –

минимальный период повторения импульсов,  $\lfloor \rfloor$  – операция округления к меньшему значению.

При  $N_y = 100$  бит,  $T_{\text{и min}} = 1$  мкс и  $v_b = 800$  Мбит/с (для интерфейса Gigabit Ethernet (1000BASE-X) при накладных расходах 20%) согласно формуле (1) получаем  $L_{\text{пи max}} = 8$ .

Однако на практике пропускную способность приемника с субдискретизацией целесообразно принудительно ограничивать максимальным количеством сигналов, обрабатываемых в ЦПСД  $L_{O \max}$ . Величина  $L_{O \max}$  выбирается с учетом внутренней пропускной способности вычислительной платформы и допустимых ошибок обработки, вероятность появления которых возрастает с увеличением количества вычисляемых в приемнике частот.

#### 7. Учет особенностей работы в многосигнальном режиме

Как было отмечено при описании принципа действия ЦПСД, для уменьшения вероятности определения ложных частот дополнительно выполняется сравнение по амплитуде. Для повышения точности сравнения еще на этапе проектирования требуется подбор элементов тракта с целью минимизации неравномерности АЧХ каждого канала и общей разноканальности.

При этом в соответствии с (2) разрешающая способность по амплитуде в многосигнальном режиме определяется как

$$\Delta K = \max \left( \frac{K_{m \min}}{K_{n \max}}, \frac{K_{m \max}}{K_{n \min}} \right)$$

при переборе всех значений  $m$  и  $n$ .

Следует отметить, что на практике пропускная способность в многосигнальном режиме может существенно ограничиваться при приеме сигналов с уровнем мощности, попадающим в верхнюю часть ДД.

Например, если ДД приемника составляет 50 дБ, а мощность входного сигнала лежит ниже верхней границы ДД на 5 дБ, то при попадании гармонической составляющей с уровнем 40 дБн в ДРЧ приемника, будет обнаружен сигнал с мощностью на 5 дБ выше уровня чувствительности. Несмотря на то, что этот паразитный сигнал может быть программно исключен из состава выходных данных приемника, до этого вначале выполняется его обнаружение в первой зоне Найквиста каждого канала, определяются несущая частота и временные параметры. Соответственно, это снижает пропускную способность на выходе приемника  $L_{\text{пи max}}$  не менее, чем в два раза.

Таким образом, из-за описанного эффекта пропускная способность на выходе приемника для интерфейса Gigabit Ethernet может быть снижена с 8 до 4 одновременно обрабатываемых импульсов.

Реальное количество обрабатываемых импульсов определяется вероятностью их наложения. Для оценки эффективности работы приемника в [0] предложена методика оценки сложности сигнальной обстановки на основе определения вероятности наложения во времени  $K$  ( $K \geq 2$ ) и более импульсов. Следует отметить, что обработка четырех наложенных импульсов может быть эквивалентна обработке нескольких десятков импульсных сигналов [0, 0].

## Заключение

Представленная схема ЦПСД позволяет обрабатывать сигналы даже в условиях сложной сигнальной обстановки. Это обеспечивается работой в сверхширокой полосе частот (до 18...20 ГГц) и значительным количеством одновременно обрабатываемых сигналов. Также в приемнике на программном уровне учтены возможные ошибки обработки, связанные с практическими ограничениями. Показано, что за счет обработки и отбрасывания паразитных гармонических составляющих, возникающих в нелинейных элементах тракта, выходная пропускная способность приемника может быть снижена не менее, чем в два раза. Соответственно, с учетом практических ограничений для Gigabit Ethernet она может сокращаться с 10 до 5 одновременно обрабатываемых сигналов.

Методика проектирования ЦПСД разработана с учетом устранения НОЧ, провалов по чувствительности и ограничений, накладываемых элементной базой. Практические предложения по выбору элементов и внутренних параметров схемы даны с учетом особенностей субдискретизации. Проверка выполнения многих требований выполняется методом перебора параметров в значительных диапазонах. В то же время, представленная формализация условий выбора параметров позволяет автоматизировать проектирование, повысив тем самым его удобство и скорость выполнения.

Таким образом, впервые предложенная в настоящей работе методика проектирования ЦПСД повышает системность разработки новых устройств этого типа.

## Литература

1. Мельников Ю.П., Попов С.В. Методы оценки эффективности широкодиапазонного многоканально-функционального («матричного») приемника с многоступенчатым преобразованием частоты // Электромагнитные волны и электронные системы. 2009. Т. 14. № 3. С. 52-61.
2. Подстригаев А.С., Лихачев В.П., Ляпин М.В., Липаков Н.Е. Анализ вероятностных характеристик матричного приемника с учетом неоднозначности определения частоты на стыках каналов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2015. № 4 (38). С. 17-25.
3. Егоров Н., Кочемасов В. Мгновенное измерение частоты: методы и средства // Электроника: НТБ. 2017. № 5. С. 136-141. DOI: 10.22184/1992-4178.2017.165.5.136.141
4. Praneetha R, Raju VVSRN, Sreenivasa Rao E., Singh A.K. Simulation and Verification of Digital Delay based Instantaneous Frequency Measurement Technique for Electronic Warfare receivers // International Journal of Recent Advances in Engineering & Technology (IJRAET), 2015, vol. 3, issue 9, pp. 7-14.
5. Аткиншикин С.Ф. Модель приемника оперативного измерения частоты с предварительным умножением частоты и дополнительным каналом на основе нелинейных параметров рассеяния // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15. № 3. С. 40-49. DOI 10.36724/2072-8735-2021-15-3-40-49.
6. Tsui J.B.Y., Schamus J.J., Kaneshiro D.H. Monobit receiver // 1997 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, IEEE, 1997, vol. 2, pp. 469-471.
7. Карманов Ю.Т., Николаев А.Н., Зеленцова Я.Г., Поваляев С.В., Заляцкая И.И. Применение монобитной цифровой технологии обработки радиосигналов в широкодиапазонных радиоэлектронных системах // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». 2014. Т. 14. № 3. С. 11-18. URL: <https://dspace.susu.ru/xmlui/handle/0001.74/4860>
8. Николаев А.Н. Цифровые технологии в широкополосных приемниках СВЧ радиосигналов // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». 2012. Т. 17. № 35 (294). С. 30-34. URL: <https://vestnik.susu.ru/ctcr/article/view/644>
9. Патент на изобретение US № 5109188. Digital frequency measurement receiver with bandwidth improvement through multiple sampling of real signals. Sanderson R.B., Tsui J.B.Y. Оpubл. 24.03.1992.
10. Патент на изобретение US № 5099243. Digital frequency measurement receiver with bandwidth improvement through multiple sampling of complex signals. Sanderson R.B., Tsui J.B.Y. Оpubл. 24.03.1992.
11. Патент на изобретение US № 5109188. Instantaneous frequency measurement receiver with bandwidth improvement through phase shifted sampling of real signals. Sanderson R.B., Tsui J.B.Y. Оpubл. 28.04.1992.
12. Патент на изобретение US № 5293114. Frequency measurement receiver with means to resolve an ambiguity in multiple frequency estimation. McCormick W.S., Tsui J.B.Y. Оpubл. 08.03.1994.
13. Патент на изобретение EP № 1618407. Digital electronic support measures. Beharrell G.P. Оpubл. 17.04.2013. Бюл. № 16.
14. Патент на изобретение RU № 2516763. Способ расширения полосы частот оценки спектров сигналов. Кренин А.Н., Ботов В.А., Горюнов И.С., Погребной Д.С., Топорков В.К. Оpubл. 20.05.2014. Бюл. № 14.
15. Huang S., Zhang H., Sun H., Yu L., Chen L. Frequency estimation of multiple sinusoids with three sub-Nyquist channels // Signal Processing. 2017. № 139. С. 96-101. doi: 10.1016/j.sigpro.2017.04.013.
16. Ботов В.А., Горюнов И.С., Погребной Д.С., Кренин А.Н., Топорков В.К. Способ расширения полосы частот обнаружения радиосигналов в спектральной области // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2013. № 2(4). С. 122-124
17. Лесников В.А., Наумович Т.В., Частиков А.В., Гарш Д.Г. Восстановление спектра сигнала, искаженного при субдискретизации // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2016. № 2(6). С. 239-243.
18. Кондаков Д.В., Космынин А.Н., Лавров А.П. Алгоритм оценки частот многокомпонентного сигнала в цифровом приёмнике с субдискретизацией // XXIII международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь»: сборник трудов. Воронеж: Изд-во Вэлборн. 2017. Т. I. С. 481-486.
19. Кондаков Д.В., Лавров А.П. Определение частотного спектра многокомпонентного радиосигнала в цифровом приемнике с субдискретизацией // Радиотехника. 2019. № 9(13). С. 20-26. doi: 10.18127/j00338486-201909(13)-02
20. Лесников В.А., Наумович Т.В., Частиков А.В. Восстановление аналитического сигнала, искаженного алиасингом первого порядка // Сб. трудов IX Всероссийской научно-технич. конф. «Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем – 2020». М.: ИППМ РАН. 2020. № 3. С. 194-200.
21. Liu C., Chen K., Zhang J., Wang Y., Wang H. Using FFT to reduce the computational complexity of sub-Nyquist sampling based wideband spectrum sensing // Journal of Physics: Conference Series. 2019. № 1237. doi: 10.1088/1742-6596/1237/2/022004
22. AN0-39. Stepped Frequency Measurement Improve IM Testing. Mini-Circuits. 1999. URL: <https://www.minicircuits.com/app/AN0-39.pdf> (дата обращения: 14.05.2021).
23. <https://www.analog.com/> (дата обращения: 14.05.2021)
24. Подстригаев А.С. Влияние нелинейности элементов СВЧ тракта на возникновение неоднозначности определения частоты в широкополосном матричном приемнике // Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем. 2016. № 1 (10). С. 147-150.
25. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc661.pdf> (дата обращения: 14.05.2021).
26. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. М.: Бином-Пресс, 2006.
27. Podstrigaev A.S., Smolyakov A.V., Maslov I.V. Probability of Pulse Overlap as a Quantitative Indicator of Signal Environment Complexity. Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2020. № 23(5). С. 37-45. URL: <https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-5-37-45>.
28. Подстригаев А.С. Повышение эффективности матричного приемника в сложной сигнальной обстановке на основе оптоволоконной линии задержки // Труды МАИ. 2021. № 116. 24 с. DOI: 10.34759/trd-2021-116-08. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=121070>



## UWB DIGITAL RECEIVER DESIGN METHODOLOGY WITH SUB-NYQUIST SAMPLING

Alexey S. Podstrigaev, Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", Petersburg, Russia, ap0d@ya.ru

**Abstract**

UWB digital receiver design methodology with sub-Nyquist sampling in radio monitoring and cognitive radio tasks, processing of overlapped signals in an ultra-wide frequency band without gaps is required. A digital receiver with sub-Nyquist sampling allows solving this problem. However, in practice, we have some issues. There are various kinds of ambiguity in determining the frequency. The nonlinear elements of the path generate parasitic harmonics of the input signal. In the multi-signal mode, the discrimination of signals deteriorates. All this significantly reduces the efficiency of signal analysis. Therefore, a receiver circuit with software implemented means of eliminating the listed disadvantages is proposed. Such a receiver has features characteristic of sub-Nyquist sampling and selectable parameters. A special technique has been developed to systematize the design process of the receiver. The design methodology takes into account the use of the receiver in single-signal and multi-signal modes. The result of the design is the receiver block diagram with a justification of the parameters of its main elements. The proposed methodology makes it possible to evaluate system characteristics such as sensitivity, the number of processing channels and the throughput by the number of superimposed signals. Automation of checking the conditions given in the methodology can significantly increase the speed and convenience of design. It is shown that for the Gigabit Ethernet interface, the throughput of the receiver is about eight superimposed pulse or continuous signals. In this case, due to parasitic components arising in the nonlinear elements of the path, it can be reduced to 4 superimposed signals. The actual number of processed signals is also determined by the probability of their overlap, and when receiving pulsed signals, it can be much higher.

**Keywords:** sub-Nyquist receiver, undersampling receiver, undersampling, wideband receiver, digital receiver, receiver design methodology.

**References**

1. Ju.P. Mel'nikov and S.V. Popov (2009), "Methods for evaluating the effectiveness of a wide-range multichannel-functional ("matrix") receiver with multistage frequency conversion", *Jelektromagnitnye volny i jelektronnye sistemy*. Vol. 14. No. 3. Pp. 52-61.
2. A.S. Podstrigaev, V.P. Lihachev, M.V. Ljapin, and N.E. Lipakov (2015), "Analysis of the probabilistic characteristics of the matrix receiver taking into account the ambiguity of determining the frequency at the channel junctions". *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravlenija i radiojelektroniki*. No. 4 (38). Pp. 17-25.
3. N. Egorov and V. Kochemasov (2017), "Instant Frequency Measurement: Methods and Tools". *Jelektronika: NTB*. No. 5. Pp. 136-141. DOI: 10.22184/1992-4178.2017.165.5.136.141
4. R. Praneetha, VVSRN Raju, Rao E. Sreenivasa, and A.K. Singh (2015), "Simulation and Verification of Digital Delay based Instantaneous Frequency Measurement Technique for Electronic Warfare receivers", *International Journal of Recent Advances in Engineering & Technology (IJRAET)*, vol. 3, issue 9, pp. 7-14.
5. S.F. Atkishkin (2021), "Model of instantaneous frequency measurement receiver with preliminary frequency multiplication and auxiliary channel based on nonlinear scattering parameters", *T-Comm*, vol. 15, no. 3, pp. 40-49. DOI 10.36724/2072-8735-2021-15-3-40-49.
6. J.B.Y. Tsui, J.J. Schamus, and D.H. Kaneshiro (1997), "Monobit receiver", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, IEEE, vol. 2, pp. 469-471.
7. Ju.T. Karmanov, A.N. Nikolaev, Ja.G. Zelencova, S.V. Povaljaev, and I.I. (2014), "Application of monobit digital technology for processing radio signals in wide-range radio electronic systems", *Vestnik JuUrGU. Ser. "Kompjuternye tehnologii, upravlenie, radiojelektronika"*. Vol. 14. No. 3. Pp. 11-18. URL: <https://dSPACE.susu.ru/xmlui/handle/0001.74/4860>
8. A.N. Nikolaev (2012), "Digital technologies in wideband microwave receivers", *Vestnik JuUrGU. Serija "Kompjuternye tehnologii, upravlenie, radiojelektronika"*. Vol. 17. No. 35 (294). Pp. 30-34. URL: <https://vestnik.susu.ru/ctcr/article/view/644>
9. R.B. Sanderson and J.B.Y. Tsui (1992), Digital frequency measurement receiver with bandwidth improvement through multiple sampling of real signals, US, Pat. 5109188.
10. R.B. Sanderson and J.B.Y. Tsui (1992), Digital frequency measurement receiver with bandwidth improvement through multiple sampling of complex signals, US, Pat. 5099243.
11. R.B. Sanderson and J.B.Y. Tsui (1992), Instantaneous frequency measurement receiver with bandwidth improvement through phase shifted sampling of real signals, US, Pat. 5109188.
12. W.S. McCormick and J.B.Y. Tsui (1994), Frequency measurement receiver with means to resolve an ambiguity in multiple frequency estimation, US, Pat. 5293114.
13. G.P. Beharrell (2013), Digital electronic support measures, Pat. EP N° 1618407.
14. A.N. Krenev, V.A. Botov, I.S. Gorjuncov, D.S. Pogrebnoj, and V.K. Toporkov (2014), Method for extending the bandwidth of the estimation of signal spectra, RU, Pat. 2516763.
15. S. Huang, H. Zhang, H. Sun, L. Yu, and L. Chen (2017), "Frequency estimation of multiple sinusoids with three sub-Nyquist channels", *Signal Processing*, No. 139. Pp. 96-101. doi: 10.1016/j.sigpro.2017.04.013
16. V.A. Botov, I.S. Gorjuncov, D.S. Pogrebnoj, A.N. Krenev, and V.K. Toporkov (2013), "Method for expanding the frequency band of detecting radio signals in the spectral region", *Sistemy sinhronizacii, formirovanija i obrabotki signalov*. No. 2(4). Pp. 122-124
17. V.A. Lesnikov, T.V. Naumovich, A.V. Chastikov, and D.G. Garsh (2016), "Reconstruction of the spectrum of a signal distorted by undersampling", *DSPA: Voprosy primenija cifrovoj obrabotki signalov*. No. 2(6). Pp. 239-243.
18. D.V. Kondakov, A.N. Kosmynin, and A.P. Lavrov (2017), "Algorithm for estimating the frequencies of a multicomponent signal in a digital receiver with downsampling", *XXIII mezhdunarodnaja nauchno-tehnicheskaja konferencija "Radiolokacija, navigacija, svjaz"*, Vol. 1. Pp. 481-486.
19. D.V. Kondakov and A.P. Lavrov (2019), "Determination of the frequency spectrum of a multicomponent radio signal in a digital receiver with undersampling", *Radiotekhnika*. No. 9(13). Pp. 20-26. doi: 10.18127/j00338486-201909(13)-02.
20. V.A. Lesnikov, T.V. Naumovich, and A.V. Chastikov (2020), "Reconstruction of an analytical signal distorted by first-order aliasing", *Sb. trudov IX Vserossijskoj nauchno-tehnich. konf. "Problemy razrabotki perspektivnyh mikro- i nanojelektronnyh sistem - 2020"*, No 3. Pp. 194-200.
21. C. Liu, K. Chen, J. Zhang, Y. Wang, H. Wang (2019), "Using FFT to reduce the computational complexity of sub-Nyquist sampling based wideband spectrum sensing", *Journal of Physics: Conference Series*. No. 1237. doi: 10.1088/1742-6596/1237/2/022004
22. Mini-Circuits (1999), "AN0-39. Stepped Frequency Measurement Improve IM Testing", available at: <https://www.minicircuits.com/app/AN0-39.pdf>. (Accessed 14 May 2021).
23. <https://www.analog.com/> (Accessed 14 May 2021).
24. A.S. Podstrigaev (2016), "Influence of nonlinearity of microwave path elements on the occurrence of ambiguity in determining the frequency in a broadband matrix receiver", *Sovremennye problemy proektirovanija, proizvodstva i jekspluatacii radiotekhnicheskijh sistem*. No. 1 (10). Pp. 147-150.
25. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc661.pdf> (Accessed 14 May 2021).
26. R.G. Lyons (2004), *Understanding digital signal processing*, 3/E. Pearson Education India.
27. A.S. Podstrigaev, A.V. Smolyakov, I.V. Maslov (2020), "Probability of Pulse Overlap as a Quantitative Indicator of Signal Environment Complexity", *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. No. 23(5). Pp. 37-45. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-5-37-45.
28. A.S. Podstrigaev (2021), "Improving the efficiency of a matrix receiver in a complex signal environment based on a fiber optic delay line", *Trudy MAI*. No. 116. 24 p. DOI: 10.34759/trd-2021-116-08.

**Information about author:**

Alexey S. Podstrigaev, doctoral student, associate professor of the Department of Radio-Electronic Means, Cand. Sci. (Eng.), Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", St. Petersburg, Russia