

Труды МАИ. 2021. № 121  
Trudy MAI, 2021, no. 121

Научная статья

УДК 621.396.62

DOI: [10.34759/trd-2021-121-14](https://doi.org/10.34759/trd-2021-121-14)

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ИМПУЛЬСА В ЦИФРОВОМ ПРИЕМНИКЕ С СУБДИСКРЕТИЗАЦИЕЙ ПРИ ОДНОСИГНАЛЬНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ

Андрей Владимирович Смоляков<sup>1</sup>, Алексей Сергеевич Подстригаев<sup>2</sup>✉

<sup>1,2</sup>Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»  
им. В.И. Ульянова (Ленина),  
Санкт-Петербург, Россия

<sup>2</sup>ap0d@ya.ru✉

**Аннотация.** На макете исследованы ошибки определения частотно-временных параметров импульса в цифровом приемнике с субдискретизацией. Основным преимуществом такого приемника является возможность программной адаптации к решаемым задачам и сигнальной обстановке. Исследована зависимость величины ошибок от несущей частоты и длительности импульса. Наибольшие ошибки соответствуют коротким импульсам. Полученные ошибки являются приемлемыми для большинства практических задач.

**Ключевые слова:** субдискретизация, цифровой приемник с субдискретизацией, SDR, широкополосный анализ, частотно-временные параметры

**Для цитирования:** Смоляков А.В., Подстригаев А.С. Экспериментальное исследование точности определения частотно-временных параметров импульса в цифровом приемнике с субдискретизацией при односигнальном воздействии // Труды МАИ. 2021. № 121. DOI: [10.34759/trd-2021-121-14](https://doi.org/10.34759/trd-2021-121-14)

## EXPERIMENTAL STUDY OF THE ACCURACY OF DETERMINING THE TIME-FREQUENCY PARAMETERS OF A PULSE IN A DIGITAL RECEIVER WITH UNDERSAMPLING UNDER A SINGLE- SIGNAL IMPACT

Andrey V. Smolyakov<sup>1</sup>, Alexey S. Podstrigaev<sup>2</sup>✉

<sup>1,2</sup>Saint Petersburg Electrotechnical University “LETI”,

Saint Petersburg, Russia

ap0d@ya.ru✉

**Abstract.** One can use digital receivers based on undersampling (sub-Nyquist receivers) to solve tasks of ESM, cognitive radio communication, electronic signals intelligence and passive radar. The main advantage of the sub-Nyquist receiver for the user is software adapting the characteristics to the current tasks and the signal-interference environment. The efficiency of the sub-Nyquist receiver largely depends on the accuracy of determining the time-frequency parameters of the received signals. Since we can consider any signal as a pulse during a long-term analysis of the signal situation, it is advisable to carry out the study

for individual pulses with the accumulation of measurement statistics. We investigate the errors in determining the carrier frequency and pulse duration to estimate the accuracy of measurements on the device's prototype. We obtained the results in the form of dependences on the carrier frequency and the duration of the received pulse. With a decrease in the pulse duration, the mathematical expectation and the standard deviation in determining the frequency increase. The average relative error in determining the pulse duration increases with decreasing pulse duration. The standard deviation of the error in determining the duration for long pulses is more significant than for short ones. The article describes in detail the reasons for these phenomena. The most critical errors, as expected, correspond to short pulses. Analyzing existing radio systems allows us to conclude that obtained errors are acceptable for wideband analysis tasks. An additional increase in the accuracy of determining the frequency-time parameters of the signal can be performed based on the approaches proposed in the paper.

**Keywords:** undersampling, undersampling receiver, sub-Nyquist receiver, SDR, broadband analysis, wideband analysis, wideband sensing, time-frequency parameters

**For citation:** Smolyakov A.V., Podstrigaev A.S. Parameters of a Pulse in a Digital Receiver with Undersampling under a Single-Signal Impact. *Trudy MAI*, 2021, no. 121. DOI: [10.34759/trd-2021-121-14](https://doi.org/10.34759/trd-2021-121-14)

## Введение

Цифровые приемники на основе субдискретизации (ЦПСД) представляют высокий интерес для построения средств широкополосного анализа сигнальной обстановки [1–8]. Такие средства могут решать задачи в различных областях радиоэлектроники:

- контроль правомерности использования частотного ресурса при выполнении радиомониторинга (радиоконтроля) [9–12];
- анализ доступности участков частотного спектра для обеспечения динамического доступа к ним при организации когнитивной радиосвязи [13–18];
- классификация источников радиоизлучения по сигналам, принятым в ходе радиотехнической разведки [19–25];
- разбор сигнально-кодовых конструкций сигналов, принятых в ходе радиоразведки [19, 20, 24];
- одновременная обработка сигналов различных по частоте источников подсвета в средствах полуактивной радиолокации [26–30].

Высоким практическим потенциалом обладает вариант реализации многоканального ЦПСД, описанный в [31]. Определение частоты в этом приемнике выполняется на основе развертывания спектра сигнала в каждом канале из первой зоны Найквиста в последующие зоны. Результаты разворота в каждом канале сравниваются между собой для поиска частоты, на которой составляющие спектра из всех каналов совпадают. Эта частота полагается истинной частотой принятого сигнала.

Основным преимуществом ЦПСД для пользователя является возможность программного определения как отдельных параметров приемника, так и функционала в целом. Это позволяет гибко адаптировать характеристики приемника под решаемые задачи и сигнально-помеховую обстановку.

Для оценки эффективности ЦПСД при решении перечисленных выше задач требуется исследовать точность определения частотно-временных параметров (ЧВП) принимаемых сигналов. Для этого изготовлен макет приемника. Поскольку, по сути, при длительном времени анализа сигнальной обстановки все принимаемые сигналы являются импульсными, исследование ЧВП целесообразно проводить для отдельных импульсов с накоплением статистики измерений. Прежде всего необходимо провести исследования в условиях воздействия одного импульсного сигнала.

Таким образом, **целью** настоящей работы является исследование точности определения ЧВП импульса в ЦПСД при односигнальном воздействии.

### **Описание макета ЦПСД**

Макет ЦПСД (рис. 1) спроектирован в соответствии с методикой, приведенной в [32], и содержит следующие основные функциональные узлы: делитель мощности, устройства выборки-хранения (УВХ) 1–3, аналого-цифровые преобразователи (АЦП) 1–3 и программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) 1–4. УВХ, АЦП и ПЛИС формируют канал ЦПСД. Частоты дискретизации в каналах различны, причем в канале 1 частота дискретизации максимальна. Поэтому далее будем называть этот канал «быстрым».

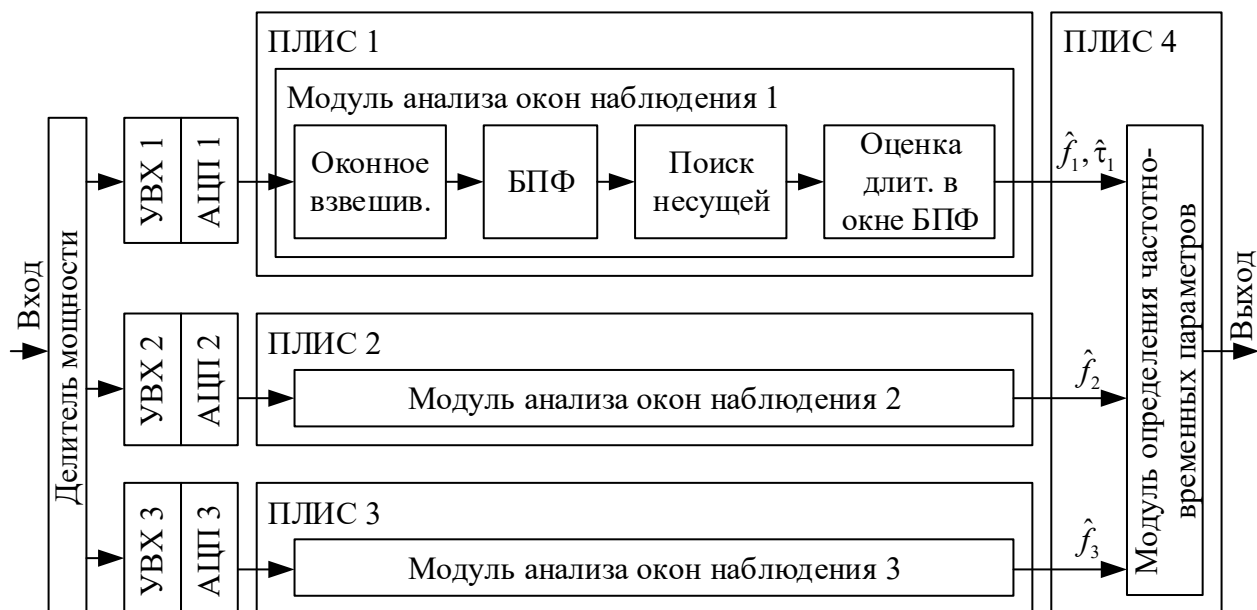


Рис. 1. Структурная схема макета

Изначально макет разрабатывался для отработки алгоритмов определения частоты в полосе до нескольких гигагерц. При таком исполнении и частотах дискретизации порядка 2,5–3,0 ГГц для однозначного определения частоты достаточно двух каналов обработки, а третий канал при этом перекрывает провалы в ДРЧ. Эти провалы вызваны тем, что при практической реализации приемника в результате квадратурной обработки в каждой зоне Найквиста появляется свой полосовой фильтр [33]. Соответственно, в каждом канале ЦПСД возникают провалы АЧХ в окрестности частот  $n_{Ni}F_{si}/2$ , где  $n_{Ni}$  – номер зоны Найквиста в  $i$ -ом канале ЦПСД,  $F_{si}$  – частота дискретизации в этом канале. При попадании частоты входного сигнала в эти провалы обнаружения сигналов в двух каналах недостаточно для однозначного определения частоты принятого сигнала в полосе шире нескольких гигагерц.

Изменение частот дискретизации в пределах нескольких сотен мегагерц не дает существенного расширения частотного диапазона. Однако, схемотехнические

решения позволяют принимать сигнал в полосе приблизительно от единиц мегагерц до 18 ГГц. В то же время, практический интерес представляет исследование макета в максимально широкой полосе частот, с учетом коэффициента передачи, коэффициента шума и неравномерности аналого-цифровых трактов каналов приемника, а также обработки сигналов из зон Найквиста высокого порядка. Поэтому, несмотря на возникающую неоднозначность определения частоты, алгоритмы работы макета разработаны под диапазон частот от 0,1 до 18 ГГц.

В макете использован УВХ с полосой пропускания от 0 до 18 ГГц. Частота выборки УВХ может варьироваться от 0,25 до 4 Гвыб./с. Аналого-цифровое преобразование сигнала в макете производится посредством АЦП с полосой пропускания 3,2 ГГц и разрядностью 10 бит. С выхода АЦП сигнал поступает в ПЛИС.

В данной ПЛИС реализован программный модуль анализа окон наблюдения (АОН). Основной операцией в модуле АОН является быстрое преобразование Фурье (БПФ). Поэтому этот модуль обрабатывает сигналы, анализируя окна БПФ по 1024 отсчета АЦП. Для этого в первую очередь модуль АОН умножает эти отсчеты на взвешивающее окно для подавления боковых лепестков в спектре. Затем модуль выполняет БПФ и ищет в амплитудном спектре окна несущую частоту импульса. Если такая частота найдена, модуль с помощью цифровых полосовых фильтров выделяет вблизи нее узкую полосу частот, соответствующую ожидаемой ширине спектра импульса, и переносит эту полосу на нулевую частоту. Таким образом, модуль АОН формирует комплексную огибающую принятого импульса. Анализируя ее, модуль определяет длительность импульса. Следует отметить, что большинство

анализируемых импульсов имеют длительность, превышающую длительность окна БПФ. Поэтому получаемые в модулях АОН оценки несущей частоты  $\hat{f}_1, \hat{f}_2, \hat{f}_3$  и длительности  $\hat{\tau}_1$  на самом деле часто являются оценками параметров фрагмента принятого импульса, попавшего в окно БПФ, а не самого этого импульса. Также важно подчеркнуть, что из-за субдискретизации получаемые оценки  $\hat{f}_1, \hat{f}_2, \hat{f}_3$  являются оценками несущей частоты  $F_0$  фрагмента, перенесенного в первую зону Найквиста каждого канала. Длительность фрагмента оценивает только быстрый канал ЦПСД.

Величины  $\hat{f}_1, \hat{f}_2, \hat{f}_3$  и  $\hat{\tau}_1$  от ПЛИС 1–3 поступают в ПЛИС 4, в которой реализован программный модуль определения частотно-временных параметров. Данный модуль по величинам  $\hat{f}_1, \hat{f}_2$  и  $\hat{f}_3$  определяет оценку истинной несущей частоты фрагмента импульса  $\hat{F}_0$  и отслеживает частоту обнаруженного импульса от окна к окну. Это позволяет определить оценку полной длительности полезного импульса  $\hat{\tau}_0$  по оценкам длительностей его фрагментов  $\hat{\tau}_1$ , а также параметры внутриимпульсной модуляции.

По окончании импульса плата определения параметров формирует структуру данных с описанием его параметров – дескриптор импульса. В зарубежной литературе такие структуры данных часто называются *pulse descriptor word*. Эти дескрипторы передаются во внешнюю аппаратуру по Ethernet.

### **Технологическое программное обеспечение**



Для исследования макета ЦПСД разработано технологическое программное обеспечение (ТПО). ТПО выполняет настройку подключенного к макету генератора СВЧ-сигналов по протоколу SCPI в соответствии с заданными пользователем параметрами сигнала, захватывает отправленные макетом ЦПСД дескрипторы импульсов и анализирует их. В процессе такого анализа ТПО по несущей частоте выделяет из принятого потока дескрипторов пачку, соответствующую импульсам с генератора, и вычисляет следующие показатели качества работы макета ЦПСД:

- МО ( $\overline{\Delta F}$ ) и СКО ( $\sigma_{\Delta F}$ ) ошибки определения несущей частоты;
- МО ( $\overline{\Delta \tau}$ ) и СКО ( $\sigma_{\Delta \tau}$ ) ошибки определения длительности импульса.

ТПО также позволяет в процессе выполнения измерений изменять частоту на одном из СВЧ-генераторов и, таким образом, строить частотные зависимости указанных выше параметров.

### Описание эксперимента

Оценка точности определения ЧВП входного сигнала выполняется при односигнальном воздействии на макет путем подачи с СВЧ-генератора перестраиваемого по частоте сигнала. Мощность сигнала выбирается такой, чтобы во всем ДРЧ приемника с учетом неравномерности АЧХ обеспечивалось существенное превышение порогового отношения сигнал-шум (ОСШ), необходимого для обработки (не менее, чем на 20...30 дБ). Поскольку соотношение длительности импульса и длительности окна БПФ влияет на качество обработки, отдельный интерес представляет зависимость ошибки определения частоты при изменении длительности импульса. Основные параметры сигналов, использованных при

исследовании работы ЦПСД в условиях односигнального воздействия, приведены в таблице 1.

Выбранные для исследования длительности призваны продемонстрировать работу ЦПСД с импульсами, имеющими различную относительную длительность. Под относительной длительностью мы понимаем отношение  $\tau'_и = \tau_и / \tau_о$ , где  $\tau_и$  – длительность импульса,  $\tau_о = 341$  нс – длительность окна наблюдения в быстром канале приемника. По величине относительной длительности импульсы можно разделить на несколько типов:

- короткие: короче длительности окна БПФ,  $\tau'_и < 1$ ;
- длинные: длиннее окна БПФ в единицы раз,  $1 < \tau'_и < 10$ ;
- сверхдлинные: длиннее окна БПФ в сотни...тысячи раз,  $\tau'_и > 900$ .

Табл. 1. Описания сигналов, использованных при измерении точности определения ЧВП сигналов, обеспечиваемой макетом ЦПСД

Длительность импульсов, мкс	Период повторения импульсов, мкс	Диапазон изменения несущей частоты, ГГц	Мощность, дБм	Время сбора дескрипторов импульсов, мс	Ожидаемое количество дескрипторов импульсов в каждой частотной точке
0,2	2	0,1...18	3	10	5000
1					
Непрерывный сигнал		0,1...18	минус 3	100	96

В процессе исследований ТПО изменяло несущую частоту сигнала с шагом 1 МГц и собирало дескрипторы импульсов, отправляемые ЦПСД, в течение времени, указанного в таблице 1.

В макете ЦПСД установлена предельная длительность импульса 1040 мкс, при превышении которой дескриптор этого импульса будет принудительно закрыт и отправлен в ТПО.

Ожидаемое число дескрипторов импульсов, отправленных ЦПСД, в таблице 1 рассчитано как отношение времени сбора этих дескрипторов к периоду их отправки, округленное в меньшую сторону. Период отправки дескрипторов соответствует для импульсных сигналов периоду повторения импульсов, а для непрерывных сигналов он равен 1040 мкс.

После сбора и анализа данных в ТПО, они были экспортированы в csv-файл для постобработки в среде MATLAB. В ходе такой постобработки из данных были исключены частотные точки, находящиеся в окрестности частот  $n_{Ni}F_{si}/2$ , являющихся границами зон Найквиста в каналах приемника. Это было сделано, так как в данных точках наблюдается значительное количество аномальных ошибок, вызванных возникновением неоднозначности определения частоты.

### **Точность определения частоты**

Для описания точности определения частоты используются МО ошибки и ее СКО. Для их оценки выполняется сбор некоторого числа описаний импульсов при установке фиксированного значения несущей частоты. Ввиду использования данного метода исследований, в отсутствие шумов и искажений, связанных с оконным анализом спектра сигнала можно ожидать следующие результаты:

– СКО ошибки измерения несущей частоты нулевое и не зависит от этой частоты. Алгоритм работы приемника детерминирован, нет причин ожидать

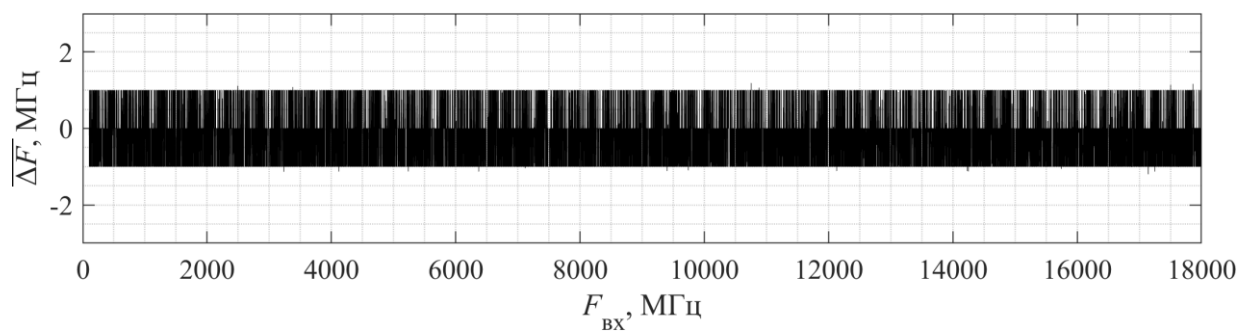
различных результатов измерения частоты для импульсов с одной и той же несущей частотой;

– МО ошибки определения частоты изменяется по линейному закону в пределах, ограниченных по модулю половиной ширины шага частотной сетки БПФ в плате с наибольшей частотой дискретизации.

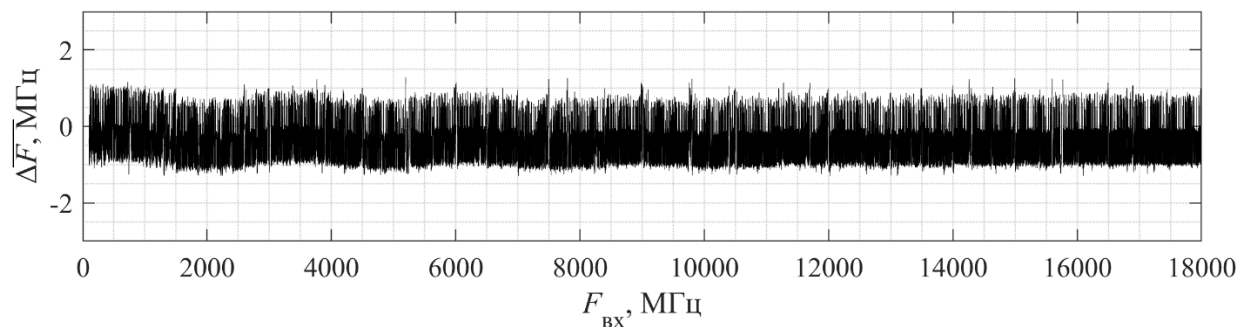
Полученные на практике результаты, однако, будут отличаться от ожидаемых. На рис. 1 и 2 приведены результаты исследования точности определения частоты ЦПСД при односигнальном воздействии на примере сигналов, описанных в таблице 1.

Из графиков на рис. 1 и 2 можно сделать следующие выводы:

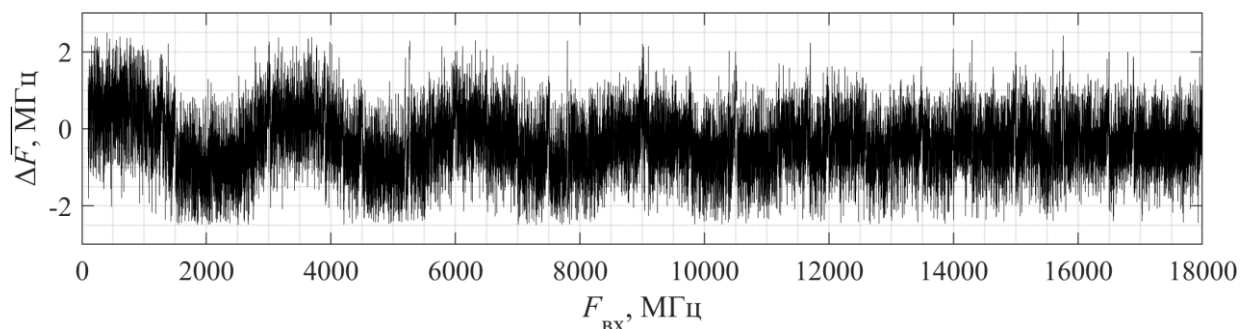
1. Данные, полученные для непрерывного сигнала, близки к ожидаемым. При изменении несущей частоты входного сигнала в полосе 18 ГГц за исключением нескольких точек средняя ошибка измерения частоты  $\overline{\Delta F} \leq 1,1$  МГц. СКО при этом остается нулевым практически во всей исследованной полосе частот. Исключение составляют лишь отдельные точки, где наблюдаются ошибки с  $\sigma_{\Delta F} \leq 1,8$  МГц, что связано с особенностями реализации алгоритма.



*a)*



*б)*



*в)*

Рис. 1. Частотная зависимость МО ошибки определения частоты макетом ЦПСД при односигнальном воздействии (шаг – 1 МГц): *a)* для непрерывного сигнала; *б)* для импульсов длительностью 1 мкс; *в)* для импульсов длительностью 200 нс

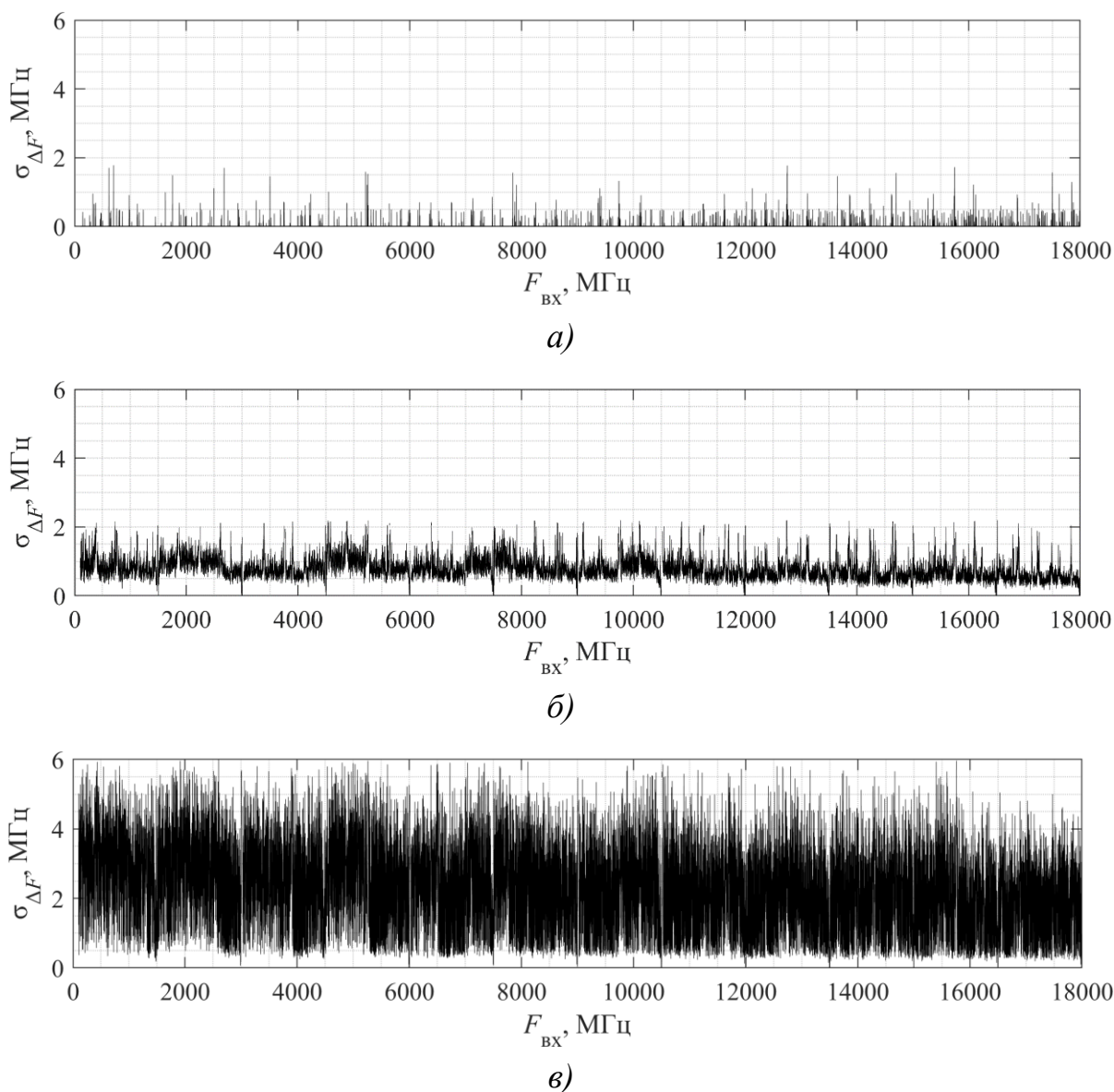


Рис. 2. Частотная зависимость СКО ошибки определения частоты макетом ЦПСД при односигнальном воздействии (шаг – 1 МГц): а) для непрерывного сигнала; б) для импульсов длительностью 1 мкс; в) для импульсов длительностью 200 нс

Однако, шаг сетки БПФ в канале макета с наибольшей частотой дискретизации, равен приблизительно 2,92 МГц. То есть МО ошибки определения частоты должно изменяться в диапазоне от минус 1,46 до плюс 1,46 мегагерца. Фактически полученная ошибка почти во всех частотных точках оказалась меньше по модулю из-за того, что шаг перестройки несущей частоты сигнала (1 МГц) оказался сравним с

шагом сетки БПФ. Из-за этого частоты анализа почти нигде не совпали с частотными точками, где ошибка по модулю приближалась бы к половине шага сетки частот БПФ. Для подтверждения корректности этого объяснения проведено дополнительное измерение МО ошибки определения несущей частоты в диапазоне частот 3120...3130 МГц с шагом 0,01 МГц. Результаты этого измерения приведены на рис. 3.

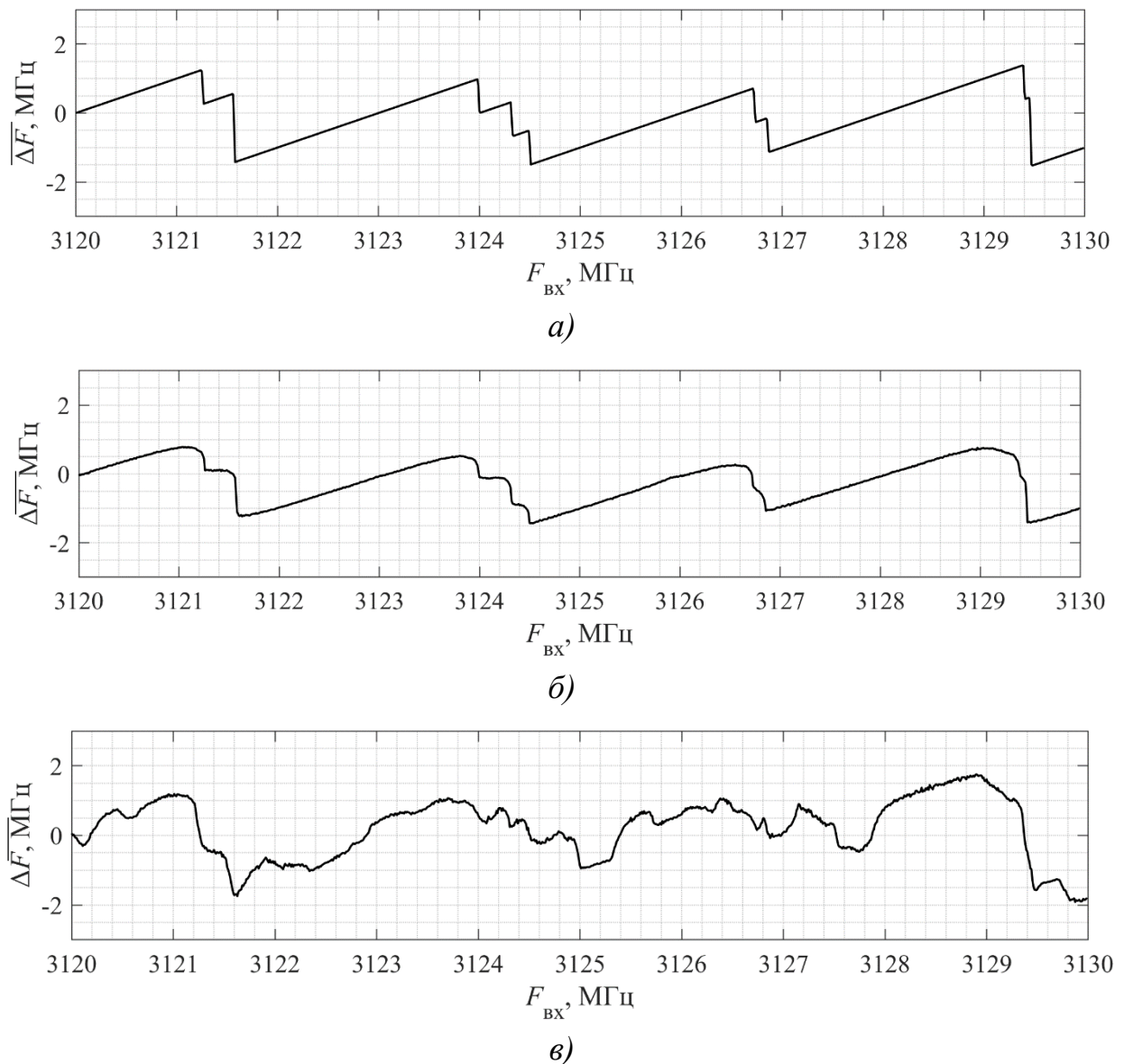


Рис. 3. Частотная зависимость МО ошибки определения частоты макетом ЦПСД при односигнальном воздействии (шаг – 0,01 МГц): а) для непрерывного сигнала; б) для импульсов длительностью 1 мкс; в) для импульсов длительностью 200 нс

Из рис. 3 видно, что в действительности МО ошибки определения несущей частоты непрерывного сигнала колеблется в диапазоне от  $-1,52$  до  $1,38$  МГц. Отклонение от ожидаемого диапазона, как и скачки ошибки, вызваны усреднением частоты между каналами ЦПСД и шумами. Из рис. 3 также видно, что по сравнению с рис. 1, для импульсных сигналов увеличение МО не наблюдается. Это связано с тем, что спектр таких сигналов в окне БПФ шире, и ошибка определения несущей частоты в значительной степени определяется точностью алгоритма определения номера отсчета БПФ, соответствующего этой частоте.

2. С уменьшением длительности импульса МО и СКО ошибки определения частоты возрастают. Так, при шаге по частоте  $1$  МГц для сверхдлинных ( $\tau_{\text{И}} = 1040$  мкс, относительная длительность импульса  $\tau'_{\text{И}} \approx 3 \times 10^3$ ), длинных ( $\tau_{\text{И}} = 1$  мкс,  $\tau'_{\text{И}} \approx 2,93$ ) и коротких ( $\tau_{\text{И}} = 200$  нс,  $\tau'_{\text{И}} \approx 0,59$ ) импульсов МО ошибки по модулю составляют  $1,1$ ,  $1,5$  и  $2,5$  МГц соответственно. А СКО тех же значений достигает  $1,8$ ,  $2,2$  и  $6$  МГц. Такая тенденция объясняется перечисленными ниже факторами.

Во-первых, выигрыш в ОСШ, получаемый от использования для обнаружения алгоритма БПФ, уменьшается для коротких импульсов пропорционально доле окна, не занятой импульсом.

Во-вторых, влияние шумов на ошибку определения несущей частоты коротких импульсов возрастает с расширением спектра импульса в окне БПФ. Это происходит из-за того, что импульс заполняет окно не полностью, и вблизи его несущей частоты оказывается несколько близких по амплитуде отсчетов БПФ. Выделить пик среди



таких отсчетов труднее: из-за шумов алгоритм поиска пиков может обнаружить в соседних окнах такой пик пусть и на близких, но все же на отличающихся частотах. Увеличение МО и СКО ошибки измерения частоты в данном случае неизбежно.

В-третьих, фронты импульса могут вносить значимый вклад в ошибку определения частоты длинных импульсов. Так, при используемых частотах дискретизации импульс длительностью 1 мкс займет целиком только одно окно БПФ. В двух соседних окнах окажутся его участки с передним и задним фронтом. ОСШ для них окажется ниже, а эффекты, связанные с расширением спектра, будут усилены. Кроме того, данные участки неизбежно попадут на края взвешивающего окна, что дополнительно уменьшит их амплитуду. Данные эффекты проиллюстрированы на рис. 4.

В итоге, ошибка определения частоты для первого и последнего окон БПФ, в которых зафиксирован импульс, окажется значительно более высокой, чем для окон, не содержащих его фронтов. Из-за усреднения частоты между окнами БПФ итоговая ошибка определения частоты также окажется выше, чем в случае с непрерывным сигналом.

Для коротких импульсов может сложиться еще менее благоприятная ситуация, при которой импульс попадет на стык окон БПФ. В таком случае, из-за деления мощности импульса между двумя окнами, фактическое ОСШ для него окажется ниже ожидаемого.

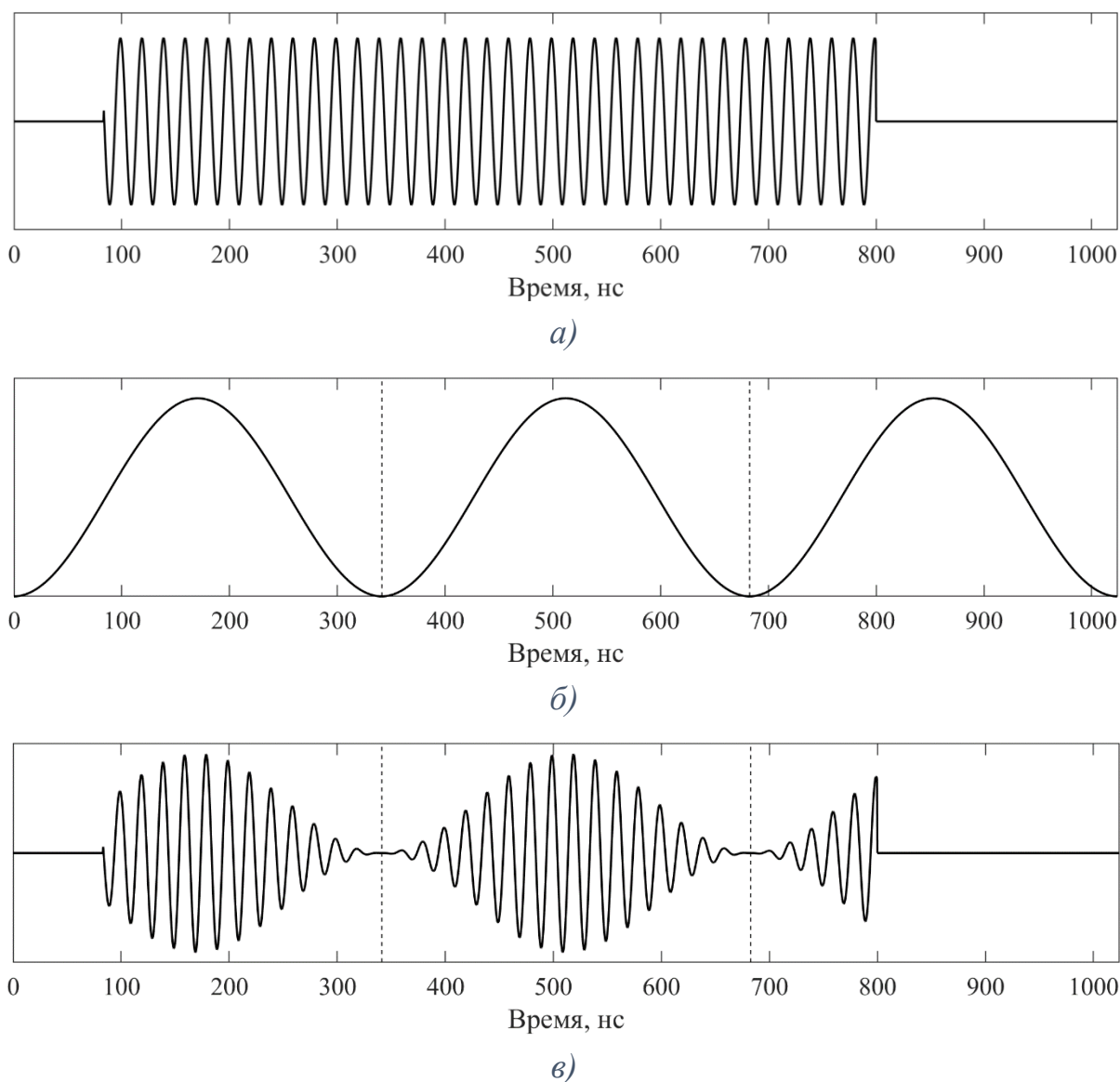


Рис. 4. Искажение формы длинного импульса, вызванное оконным взвешиванием:

а) форма импульса на входе цифрового тракта ЦПСД; б) форма взвешивающего окна; в) форма импульсов на входе окон БПФ (пунктирные линии – границы окон)

Следует, отметить, что влияние данного фактора для длинных импульсов можно снизить, если при вычислении частоты не учитывать первое и последнее окна БПФ, в которых был обнаружен импульс. Также перед выполнением каждой операции БПФ может использоваться программная установка взвешивающей функции в зависимости от длительности фрагмента импульса, попавшего в окно БПФ.

3. Графики содержат участки, на которых определение частоты не выполняется (рис. 5).

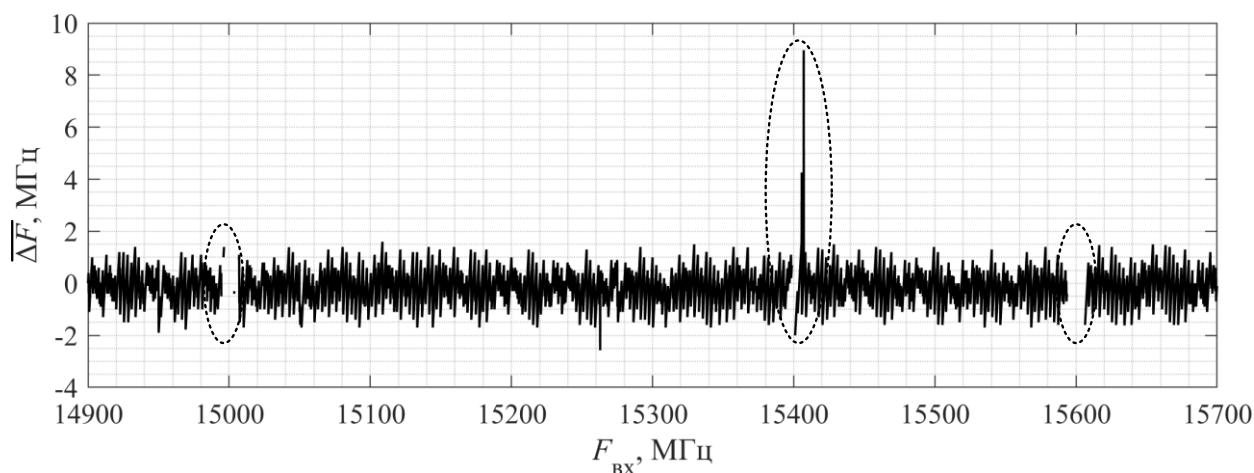


Рис. 5. Участки частотной зависимости МО ошибки определения несущей частоты, подверженные влиянию провалов АЧХ

Эти участки соответствуют провалам АЧХ в окрестности частот  $n_{Ni}F_{si}/2$ . Для исключения провалов требуется использование дополнительного канала обработки.

### Точность определения длительности импульса

Точность определения длительности импульса описывается средней относительной ошибкой  $\Delta\tau/\tau$  и СКО данной ошибки.

На рис. 6 и 7 приведены результаты исследования точности определения длительности импульса ЦПСД при односигнальном воздействии на примере импульсных сигналов, описанных в таблице 1.

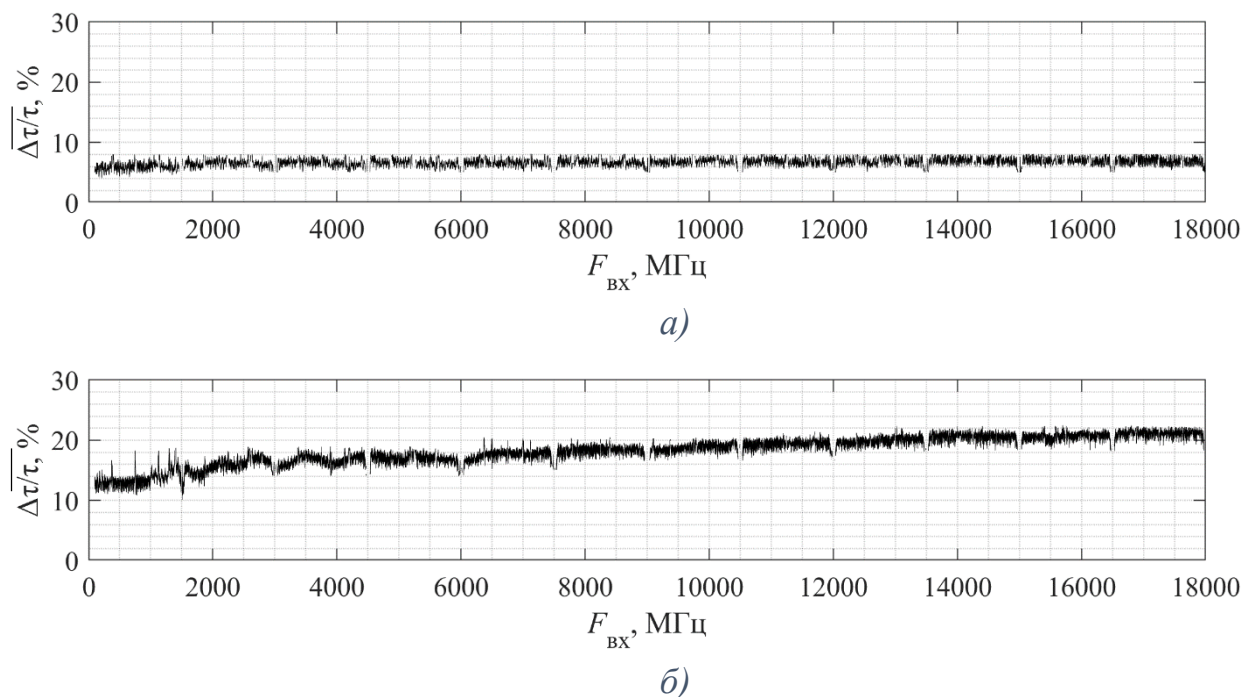


Рис. 6. Частотная зависимость МО ошибки определения длительности импульса макетом ЦПСД при односигнальном воздействии, отнесенного к истинному значению этой длительности: а)  $\tau_{и} = 1$  мкс; б)  $\tau_{и} = 200$  нс

Из рис. 6 и 7 можно сделать следующие выводы:

1. Средняя относительная ошибка определения длительности импульса возрастает с уменьшением длительности импульса. Это связано с двумя факторами. Во-первых, перед записью в дескриптор импульса измеренная длительность округляется с точностью 25 нс. Одна и та же абсолютная ошибка округления при этом оказывает большее влияние на относительную ошибку измерения длительности коротких импульсов. Во-вторых, ошибки измерения длительности в окнах БПФ, содержащих фронты импульса, оказывают тем большее влияние на суммарную ошибку определения длительности импульса, чем меньше окон он занимает.

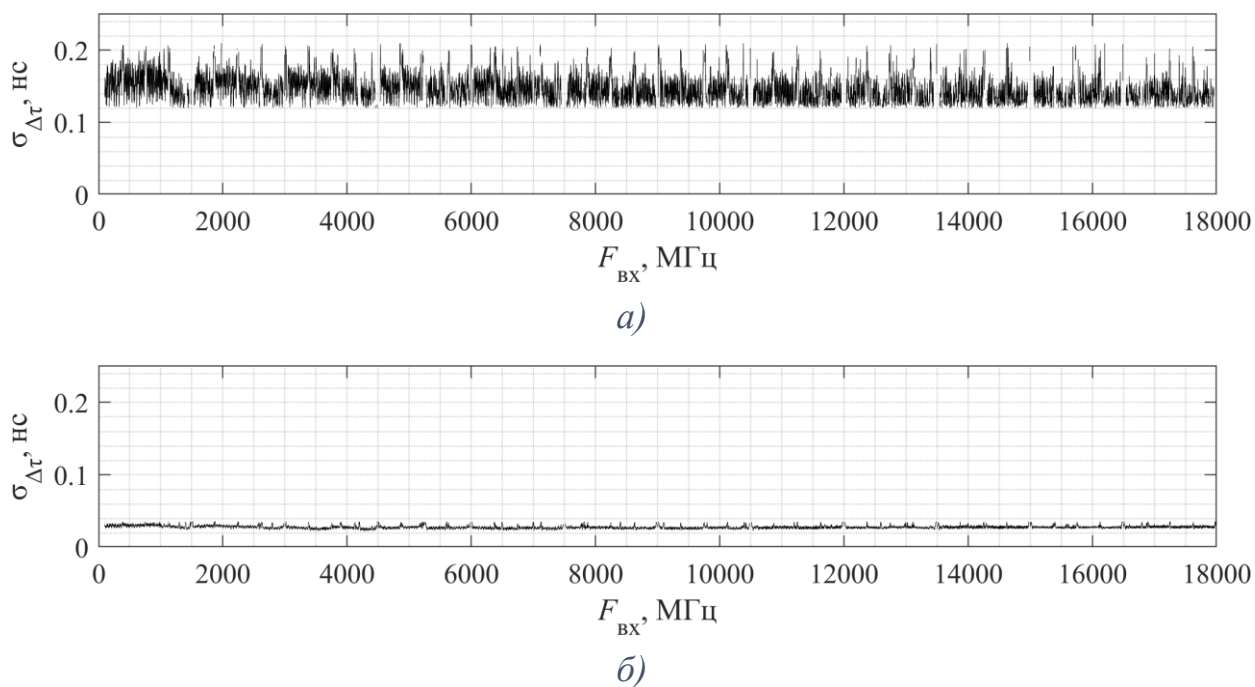


Рис. 7. Частотная зависимость СКО ошибки определения длительности импульса макетом ЦПСД при односигнальном воздействии, отнесенного к истинному значению этой длительности: а)  $\tau_{и} = 1$  мкс; б)  $\tau_{и} = 200$  нс

2. СКО ошибки определения длительности для длинных импульсов больше, чем для коротких. Вероятнее всего, это связано с тем, что ошибки для коротких импульсов в большей степени связаны с округлением длительности, а для длинных импульсов – с ошибками измерения длительности в окнах БПФ, содержащих фронты импульса. Величины таких ошибок могут значительно превышать половину шага округления.

### Заключение

Анализ точностных характеристик существующих радиосистем [1, 19, 22, 26] позволяет сделать вывод о том, что величины ошибок определения частотно-временных параметров сигналов, полученные на макете ЦПСД, являются

приемлемыми для большинства задач, решаемых средствами радиомониторинга, когнитивной радиосвязи, радио- и радиотехнической разведки, а также полуактивной радиолокации. При этом полученные ошибки не являются предельно возможными – их снижение возможно прежде всего за счет изменения частот дискретизации и числа точек БПФ. Также повышение точности измерений возможно за счет использования технологии SDR, а именно: дополнительной постобработки на основе накопления сигналов, использования программно-определяемых алгоритмов обработки и перестраиваемых аналоговых режекторных фильтров на входе ЦПСД для подавления мощных помеховых сигналов.

Наибольшие ошибки ожидаемо соответствуют коротким импульсам. Ошибки можно уменьшить, если при вычислении частоты не учитывать окна БПФ, в которых были обнаружены фронты импульса. Также перед выполнением каждой операции БПФ может использоваться программная установка взвешивающей функции в зависимости от длительности фрагмента импульса, попавшего в окно БПФ. При необходимости значительного уменьшения ошибок и работе в широком диапазоне изменения длительности входного импульса следует выполнять обработку коротких импульсов отдельно. Для этого в ЦПСД могут быть реализованы параллельные процедуры обработки для коротких и длинных импульсов.

Последующие исследования авторов будут направлены на дальнейшее развитие широкополосного анализа сигнальной обстановки на основе метода субдискретизации, в частности выявление зависимостей аналогичных ошибок при наложении импульсов на входе ЦПСД.

## Список источников

1. Tsui J., Cheng Chi-Hao. Digital techniques for wideband receivers. 3rd ed., SciTech Publishing Inc., New York, United States, 2015, 608 p. DOI: DOI:[10.1049/SBRA511E](https://doi.org/10.1049/SBRA511E)
2. Huang S., Zhang H., Sun H., Yu L., Chen L. Frequency estimation of multiple sinusoids with three sub-Nyquist channels // Signal Processing, 2017, vol. 139, pp. 96-101. DOI: [10.1016/j.sigpro.2017.04.013](https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2017.04.013)
3. 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, no. 1237. DOI: [10.1088/1742-6596/1237/2/022004](https://doi.org/10.1088/1742-6596/1237/2/022004)
4. Mishali M., Eldar Y. C. Sub-nyquist sampling // IEEE Signal Processing Magazine, 2011, vol. 28, no. 6, pp. 98-124.
5. Ботов В.А., Горюнцов И.С., Погребной Д.С., Кренев 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.
6. 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.
7. 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](https://doi.org/10.18127/j00338486-201909(13)-02)
8. Лесников В.А., Наумович Т.В., Частиков А.В. Восстановление аналитического сигнала, искаженного алиасингом первого порядка // IX Всероссийская научно-

техническая конференция «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2020»: сборник трудов. - М.: ИППИ РАН, 2020. № 3. С. 194-200.

9. Масалкин А.А., Колесник А.В., Проценко П.А. Методика планирования применения средств системы спутникового радиоконтроля // Труды МАИ. 2019. № 106. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=105700>

10. Кизима С.В. Объекты и средства радиоконтроля. Совместное развитие технологий радиосвязи и радиоконтроля // Электросвязь. 2018. № 11. С. 68-74. URL: <https://radian-m.ru/docs/article/2018ESV11.pdf>

11. Лихачев В.П., Семенов В.В., Веселков А.А., Демчук А.А. Обобщенный алгоритм радиотехнического мониторинга РЛС с синтезированной апертурой антенны // материалы // XVI Международная научно-методическая конференция «Информатика: проблемы, методология, технологии»: сборник трудов (Воронеж, 11-12 февраля 2016). - Воронеж: Изд-во Научно-исследовательские публикации, 2016. С. 179 - 184.

12. Воскобойников М.А., Подстригаев А.С., Давыдов В.В. Моделирование и оценка ветровых воздействий на парашютируемый модуль радиомониторинга // Труды МАИ. 2019. № 104. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=102392>

13. Axell E., Leus G., Larsson E., Poor H. Spectrum Sensing for Cognitive Radio: State-of-the-Art and Recent Advances // IEEE Signal Processing Magazine, 2012, no. 29 (3), pp. 101-116. DOI:[10.1109/msp.2012.2183771](https://doi.org/10.1109/msp.2012.2183771)



14. Quan Z., Cui S., Sayed A. H., Poor H. V. Optimal multiband joint detection for spectrum sensing in cognitive radio networks // IEEE transactions on signal processing, 2008, no. 57 (3), pp. 1128-1140. DOI: [10.1109/TSP.2008.2008540](https://doi.org/10.1109/TSP.2008.2008540)
15. Aswathy G.P., Gopakumar K. Sub-Nyquist wideband spectrum sensing techniques for cognitive radio: A review and proposed techniques // AEU-International Journal of Electronics and Communications, 2019, vol. 104, pp. 44-57. URL: <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2019.03.004>
16. Ma Y., Gao Y., Liang Y. C., Cui S. Reliable and efficient sub-Nyquist wideband spectrum sensing in cooperative cognitive radio networks // IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016, vol. 34, no. 10, pp. 2750-2762. DOI: [10.1109/JSAC.2016.2605998](https://doi.org/10.1109/JSAC.2016.2605998)
17. Rashidi M., Haghghi K., Owrang A., Viberg M. A wideband spectrum sensing method for cognitive radio using sub-Nyquist sampling // 2011 Digital Signal Processing and Signal Processing Education Meeting (DSP/SPE). IEEE, 2011, pp. 30-35. DOI: [10.1109/DSP-SPE.2011.5739182](https://doi.org/10.1109/DSP-SPE.2011.5739182)
18. Sun H., Nallanathan A., Wang C.X., Chen Y. Wideband spectrum sensing for cognitive radio networks: a survey // IEEE Wireless Communications, 2013, vol. 20, no. 2, pp. 74-81.
19. Системы управления, связи и радиоэлектронной борьбы. Том XIII // Оружие и технологии России. Энциклопедия. XXI век / под общей ред. С.Б. Иванова. - М.: Оружие и технологии, 2006. – 695 с.
20. Владимиров В.И., Лихачев В.П., Шляхин В.М. Антагонистический конфликт радиоэлектронных систем. Методы и математические модели. - М.: Радиотехника, 2004. - 384 с.

21. Маклашов В.А., Пиганов М.Н. Математическая модель функционирования станции активных помех // Труды МАИ. 2020. № 113. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=118081>. DOI: [10.34759/trd-2020-113-07](https://doi.org/10.34759/trd-2020-113-07)
22. Перунов Ю.М., Мацукевич В.В., Васильев А.А. Зарубежные радиоэлектронные средства. Книга 2: Системы радиоэлектронной борьбы. - М.: Радиотехника, 2010. 352 с.
23. Лихачев В.П., Лихачева Н.В. Обоснование требований к взаимному расположению средств радиотехнического мониторинга и помех // Научные технологии. 2010. Т. 11. № 9. С. 51-54.
24. Куприянов А.И., Сахаров А.В. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы. - М.: Вузовская книга, 2007. - 356 с.
25. Боев С.Ф., Зюзин А.В., Кострыкин П.А и др. Возможности применения многочастотных квазишумовых сигналов в условиях ведения противником радиотехнической разведки // Труды МАИ. 2017. № 94. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=81121>
26. Бархатов А.В. и др. Пассивная когерентная радиолокация. - СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2016. - 163 с.
27. Бархатов А.В. и др. Радиолокация по сигналам сторонних источников. Часть 1: современное состояние // Инновации. 2013. № 9 (179). С. 8-13.
28. Купряшкин И.Ф., Соколик Н.В. Алгоритм обработки сигналов в радиолокационной системе с непрерывным частотно-модулированным излучением в интересах обнаружения малозаметных воздушных объектов, оценки их дальности и скорости движения // Известия высших учебных заведений России.

Радиоэлектроника. 2019. № 1. С. 39-55. URL: <https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-1-39-47>.

29. Воробьев Е.Н., Веремьев В.И., Холодняк Д.В. Распознавание винтомоторных летательных аппаратов в пассивной бистатической РЛС // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2018. № 6. С. 75-82. URL: <https://doi.org/10.32603/1993-8985-2018-21-6-75-82>

30. Heunis S., Paichard Y., Inggs M. Passive radar using a software-defined radio platform and opensource software tools // IEEE National Radar Conference - Proceedings (RADAR), 2011, pp. 879-884. DOI:[10.1109/RADAR.2011.5960663](https://doi.org/10.1109/RADAR.2011.5960663)

31. Смоляков А.В., Подстригаев А.С. Характеристики обнаружения цифрового приемника с субдискретизацией // Радиотехника. 2021. Т. 85. № 9. С. 95-107. DOI: [10.18127/j00338486-202109-09](https://doi.org/10.18127/j00338486-202109-09)

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

33. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. - М.: БПном-Пресс, 2006. - 656 с.

## References

1. Tsui J., Cheng Chi-Hao. *Digital techniques for wideband receivers*. 3rd ed., SciTech Publishing Inc., New York, United States, 2015, 608 p. DOI: DOI:[10.1049/SBRA511E](https://doi.org/10.1049/SBRA511E)

2. Huang S., Zhang H., Sun H., Yu L., Chen L. Frequency estimation of multiple sinusoids with three sub-Nyquist channels, *Signal Processing*, 2017, vol. 139, pp. 96-101. DOI: [10.1016/j.sigpro.2017.04.013](https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2017.04.013)
3. 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, no. 1237. DOI: [10.1088/1742-6596/1237/2/022004](https://doi.org/10.1088/1742-6596/1237/2/022004)
4. Mishali M., Eldar Y. C. Sub-nyquist sampling, *IEEE Signal Processing Magazine*, 2011, vol. 28, no. 6, pp. 98-124.
5. Botov V.A., Goryuntsov I.S., Pogrebnoi D.S., Krenev A.N., Toporkov V.K. *Sistemy sinkhronizatsii, formirovaniya i obrabotki signalov*, 2013, no. 2 (4), pp. 122-124.
6. Lesnikov V.A., Naumovich T.V., Chastikov A.V., Garsh D.G. *DSPA: Voprosy primeneniya tsifrovoi obrabotki signalov*, 2016, no. 2(6), pp. 239-243.
7. Kondakov D.V., Lavrov A.P. *Radiotekhnika*, 2019, no. 9 (13), pp. 20-26. DOI: [10.18127/j00338486-201909\(13\)-02](https://doi.org/10.18127/j00338486-201909(13)-02)
8. Lesnikov V.A., Naumovich T.V., Chastikov A.V. *IX Vserossiiskaya nauchno-tekhnicheskaya konferentsiya «Problemy razrabotki perspektivnykh mikro- i nanoelektronnykh sistem – 2020»: sbornik trudov*, Moscow, IPPM RAN, 2020, no. 3, pp. 194-200.
9. Masalkin A.A., Kolesnik A.V., Protsenko P.A. *Trudy MAI*, 2019, no. 106. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=105700>
10. Kizima S.V. *Elektrosvyaz'*, 2018, no. 11, pp. 68-74. URL: <https://radian-m.ru/docs/article/2018ESV11.pdf>

11. Likhachev V.P., Semenov V.V., Veselkov A.A., Demchuk A.A. *XVI Mezhdunarodnaya nauchno-metodicheskaya konferentsiya «Informatika: problemy, metodologiya, tekhnologii»: sbornik trudov*, Voronezh, Izd-vo Nauchno-issledovatel'skie publikatsii, 2016, pp. 179 - 184.
12. Voskoboynikov M.A., Podstrigaev A.S., Davydov V.V. *Trudy MAI*, 2019, no. 104. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=102392>
13. Axell E., Leus G., Larsson E., Poor H. Spectrum Sensing for Cognitive Radio: State-of-the-Art and Recent Advances, *IEEE Signal Processing Magazine*, 2012, no. 29 (3), pp. 101-116. DOI:[10.1109/msp.2012.2183771](https://doi.org/10.1109/msp.2012.2183771)
14. Quan Z., Cui S., Sayed A. H., Poor H. V. Optimal multiband joint detection for spectrum sensing in cognitive radio networks, *IEEE transactions on signal processing*, 2008, no. 57 (3), pp. 1128-1140. DOI: [10.1109/TSP.2008.2008540](https://doi.org/10.1109/TSP.2008.2008540)
15. Aswathy G.P., Gopakumar K. Sub-Nyquist wideband spectrum sensing techniques for cognitive radio: A review and proposed techniques, *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 2019, vol. 104, pp. 44-57. URL: <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2019.03.004>
16. Ma Y., Gao Y., Liang Y. C., Cui S. Reliable and efficient sub-Nyquist wideband spectrum sensing in cooperative cognitive radio networks, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2016, vol. 34, no. 10, pp. 2750-2762. DOI: [10.1109/JSAC.2016.2605998](https://doi.org/10.1109/JSAC.2016.2605998)
17. Rashidi M., Haghghi K., Owrang A., Viberg M. A wideband spectrum sensing method for cognitive radio using sub-Nyquist sampling, *2011 Digital Signal Processing and Signal*

*Processing Education Meeting (DSP/SPE)*, IEEE, 2011, pp. 30-35. DOI: [10.1109/DSP-SPE.2011.5739182](https://doi.org/10.1109/DSP-SPE.2011.5739182)

18. Sun H., Nallanathan A., Wang C.X., Chen Y. Wideband spectrum sensing for cognitive radio networks: a survey, *IEEE Wireless Communications*, 2013, vol. 20, no. 2, pp. 74-81.

19. Ivanov S.B. *Sistemy upravleniya, svyazi i radioelektronnoi bor'by. Tom XIII // Oruzhie i tekhnologii Rossii. Entsiklopediya. XXI vek* (Control, communication and electronic warfare systems. Volume XIII // Arms and Technologies of Russia. Encyclopedia. XXI Century), Moscow, Oruzhie i tekhnologii, 2006, 695 p.

20. Vladimirov V.I., Likhachev V.P., Shlyakhin V.M. *Antagonisticheskii konflikt radioelektronnykh sistem. Metody i matematicheskie modeli* (Antagonistic conflict of electronic systems. Methods and mathematical models), Moscow, Radiotekhnika, 2004, 384 p.

21. Maklashov V.A., Piganov M.N. *Trudy MAI*, 2020, no. 113. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=118081>. DOI: [10.34759/trd-2020-113-07](https://doi.org/10.34759/trd-2020-113-07)

22. Perunov Yu.M., Matsukevich V.V., Vasil'ev A.A. *Zarubezhnye radioelektronnye sredstva. Kniga 2: Sistemy radioelektronnoi bor'by* (Foreign radio-electronic means. Electronic Warfare Systems), Moscow, Radiotekhnika, 2010, book 2, 352 p.

23. Likhachev V.P., Likhacheva N.V. *Naukoemkie tekhnologii*, 2010, vol. 11, no. 9, pp. 51-54.

24. Kupriyanov A.I., Sakharov A.V. *Teoreticheskie osnovy radioelektronnoi bor'by* (The theoretical foundations of electronic warfare), Moscow, Vuzovskaya kniga, 2007, 356 p.

25. Boev S.F., Zyuzin A.V., Kostykin P.A et al. *Trudy MAI*, 2017, no. 94. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=81121>

26. Barkhatov A.V. et al. *Passivnaya kogerentnaya radiolokatsiya* (Passive coherent radar), Saint Petersburg, Izd-vo SPbGETU «LETI», 2016, 163 p.
27. Barkhatov A.V. et al. *Innovatsii*, 2013, no. 9 (179), pp. 8-13.
28. Kupryashkin I.F., Sokolik N.V. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii Rossii. Radioelektronika*, 2019, no. 1, pp. 39-55. URL: <https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-1-39-47>.
29. Vorob'ev E.N., Verem'ev V.I., Kholodnyak D.V. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavede`nii Rossii. Radioelektronika*, 2018, no. 6, pp. 75-82. URL: <https://doi.org/10.32603/1993-8985-2018-21-6-75-82>
30. Heunis S., Paichard Y., Inggs M. Passive radar using a software-defined radio platform and opensource software tools, *IEEE National Radar Conference - Proceedings (RADAR)*, 2011, pp. 879-884. DOI:[10.1109/RADAR.2011.5960663](https://doi.org/10.1109/RADAR.2011.5960663)
31. Smolyakov A.V., Podstrigaev A.S. *Radiotekhnika*, 2021, vol. 85, no. 9, pp. 95-107. DOI: [10.18127/j00338486-202109-09](https://doi.org/10.18127/j00338486-202109-09)
32. Podstrigaev A.S. *T-Comm: Telekommunikatsii i transport*, 2021, vol. 15, no. 10, pp. 11-17.
33. Lyons R.G. *Understanding digital signal processing*, 3rd edition, Pearson Education India, 2004.

Статья поступила в редакцию 03.11.2021; одобрена после рецензирования 15.11.2021; принята к публикации 21.12.2021.

The article was submitted on 03.11.2021; approved after reviewing on 15.11.2021; accepted for publication on 21.12.2021.