

Труды МАИ. 2022. № 123

Trudy MAI, 2022, no. 123

Научная статья

УДК 621.396.62

DOI: [10.34759/trd-2022-123-15](https://doi.org/10.34759/trd-2022-123-15)

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

**Алексей Сергеевич Подстригаев<sup>1✉</sup>, Андрей Владимирович Смоляков<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](mailto:ap0d@ya.ru)<sup>✉</sup>

***Аннотация.*** В работе исследована точность определения несущей частоты и длительности импульса в цифровом многоканальном приемнике с субдискретизацией. Такой приемник целесообразно использовать для широкополосного частотного анализа в когнитивных радиосистемах и средствах радиомониторинга. Так как наложения импульсов во времени на входе приемника при этом неизбежны, в работе исследованы эффекты, возникающие при определении частотно-временных параметров наложенных импульсов. Особое внимание уделяется случаю, когда несущие частоты импульсов близки в

первой зоне Найквиста. Показано, что точности определения частотно-временных параметров в приемнике, а также его разрешающей способности по частоте достаточно для решения задач широкополосного анализа. Предложены возможные пути дальнейшего снижения ошибок и повышения разрешающей способности.

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

**Для цитирования:** Подстригаев А.С., Смоляков А.В. Экспериментальное исследование точности определения частотно-временных параметров импульса в цифровом приемнике с субдискретизацией при многосигнальном воздействии // Труды МАИ. 2022. № 123. DOI: [10.34759/trd-2022-123-15](https://doi.org/10.34759/trd-2022-123-15)

## **EXPERIMENTAL INVESTIGATION OF THE MULTI-SIGNAL TIME-FREQUENCY PARAMETERS ESTIMATION ACCURACY IN THE DIGITAL RECEIVER WITH SUB-NYQUIST SAMPLING**

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

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

Saint Petersburg, Russia

[ap0d@ya.ru](mailto:ap0d@ya.ru)<sup>✉</sup>

**Abstract.** The modern cognitive radio systems and the spectrum monitoring devices used in spectrum management have to perform wideband signal analysis. One of the ways to achieve a wide instantaneous analysis band is to use a multichannel sub-

Nyquist receiver. Such a device receives signals from the many Nyquist zones and analyzes their aliases in the first zone. By aggregating information from the several independent channels having different sampling frequencies, it can disambiguate frequency measurements. However, due to such a receiver's extensive analysis band (up to several dozen gigahertz), time overlaps of the input pulses become inevitable and regular events. Therefore, investigating time-frequency parameters estimation accuracy in the sub-Nyquist receiver processing multi-signal input gains great importance. The particular interest arouses the case in which the input signals are in distant Nyquist zones.

To perform the described investigation, we developed and built a sub-Nyquist receiver prototype. As a source of the input for the prototype, we used two microwave signal generators connected to the prototype through the microstrip power combiner during the experiment. The first generator formed a pulsed signal and swept its carrier frequency, and the second generated a continuous unmodulated signal with a fixed frequency. We chose the frequencies of these two signals, so they were several Nyquist zones far from each other, but their aliases in the first zone were close.

The experiment showed in the example of 1 microsecond wide pulses that the frequency estimation accuracy remains almost the same in the cases of one-signal and multi-signal input. However, the pulse width estimation error grows significantly for the multi-signal input due to the receiver mixing-up signals having close aliased frequencies. At the same time, the effect disappears entirely if the signals' aliases are 20 MHz or farther from each other.

Nevertheless, we consider the errors estimations and the receiver's frequency resolution obtained using the prototype enough for the vast majority of the wideband analysis tasks. Moreover, further errors reduction is possible through a run-time changing of the sampling frequencies and the fast Fourier transform width, and through the SDR techniques. Such techniques may include post-processing based on signal accumulation, software-defined processing methods, and tunable band-stop filters at the receiver input suppressing the powerful interfering signals.

It is also worth noticing that most of the described in the paper effects related to the processing of the multi-signal input do not result from any inherent properties of the sub-Nyquist receiver. One can equally observe the same effects in the receivers with narrowband signal processing.

**Keywords:** sub-Nyquist receiver, undersampling receiver, undersampling, wideband receiver, spectrum monitoring receiver, spectrum management, cognitive radio, frequency estimation, pulse width estimation.

**For citation:** Podstrigaev A.S., Smolyakov A.V. Experimental investigation of the multi-signal time-frequency parameters estimation accuracy in the digital receiver with sub-Nyquist sampling. *Trudy MAI*, 2022, no. 123. DOI: [10.34759/trd-2022-123-15](https://doi.org/10.34759/trd-2022-123-15)

## **Введение**

Развитие радиоэлектронных средств связи, локации, навигации, передачи данных и управления, а также рост количества решаемых этими средствами задач закономерно усложняют сигнально-помеховую обстановку. Заметный

вклад в этот процесс вносят радиоэлектронные средства, размещаемые на авиационных и космических носителях [1, 2]. Поэтому растет и количество задач, требующих анализа этой обстановки, причем в широкой мгновенной полосе частот. В частности, в сфере телекоммуникаций широкополосный анализ (ШПА) проводится когнитивными радиосистемами для организации динамического доступа к свободным участкам спектра [3–6] и средствами радиомониторинга (радиоконтроля) для оценки правомерности использования радиочастотного спектра [7–9].

Для решения задач ШПА может эффективно использоваться цифровой приемник с субдискретизацией (ЦПСД), описанный с различными вариациями в [7–15]. Но такой приемник, в зависимости от конкретной реализации, может иметь множество недостатков. Так, в нем возникает неоднозначность определения частоты различного рода, нелинейные элементы тракта порождают паразитные гармоники входного сигнала, а при многосигнальном входном воздействии различение сигналов может быть затруднено. Поэтому в [16] предложены схема и методика проектирования ЦПСД с программно реализованными средствами устранения перечисленных недостатков или снижения их негативных последствий.

Разработанный в соответствии с данной методикой приемник содержит несколько идентичных оцифровывающих каналов с различающимися частотами дискретизации. Все каналы аппаратно реализованы так, чтобы обеспечивалась возможность приема сигналов в полосе частот, намного шире первой зоны

Найквиста. Устранение неоднозначности определения частоты, вызванной алиасингом, 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 [15]. В [17] подробно описаны особенности обнаружения сигнала таким приемником. Полагая, что принимаемый сигнал в общем случае можно считать импульсным, в [18] приведены результаты экспериментального исследования точности оценки частотно-временных параметров (ЧВП) импульса в условиях подачи на вход приемника одного сигнала.

Однако, как указано выше, принцип работы ЦПСД основан на анализе сигналов в первой зоне Найквиста при приеме сигналов одновременно во множестве зон. Причем в большинстве случаев такой приемник целесообразно использовать при требуемой ширине мгновенной полосы анализа до нескольких десятков гигагерц [18]. В таких условиях весьма вероятно регулярное наложение анализируемых импульсов во времени [19–21]. Поэтому высокий практический интерес представляет исследование точности определения ЧВП импульса именно при многосигнальном входном воздействии, причем таком, что наложенные во времени импульсы попадают в разные зоны Найквиста. Такое исследование и является **целью** настоящей работы.

## Описание макета ЦПСД

Макет ЦПСД (рис. 1) 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.

Полоса пропускания УВХ 1–3 составляет 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 1–3 с полосой пропускания 3,2 ГГц и разрядностью 10 бит. С выходов АЦП 1–3 сигнал поступает соответственно в ПЛИС 1–3.

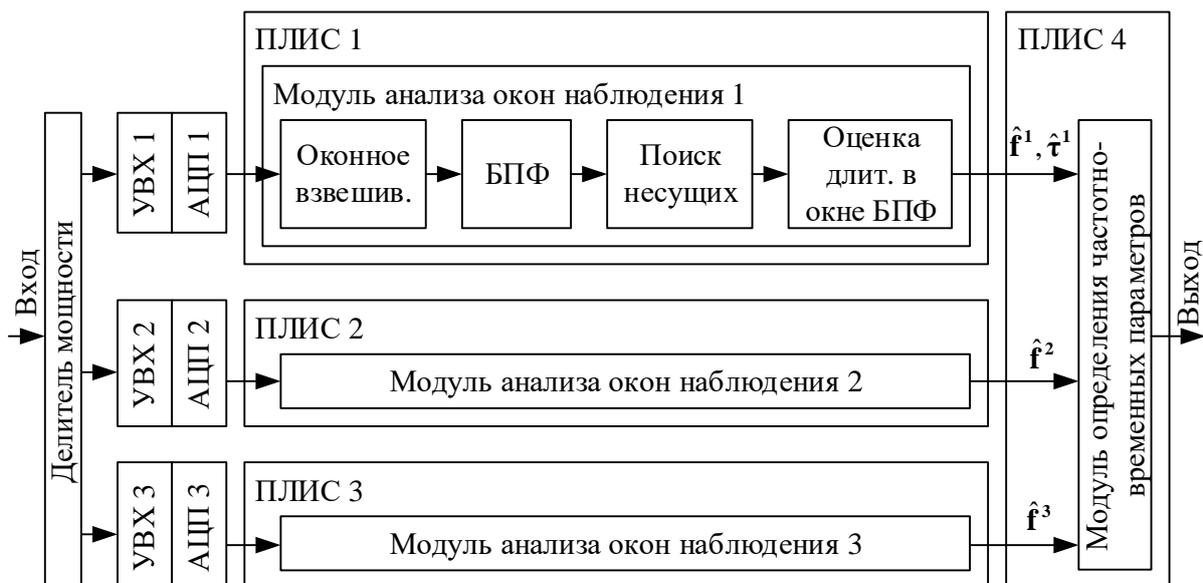


Рис. 1. Структурная схема макета ЦПСД

В ПЛИС 1 реализован программный модуль анализа окон наблюдения (АОН) 1. Основной операцией в модуле АОН является быстрое преобразование Фурье (БПФ). Поэтому этот модуль обрабатывает сигналы, анализируя окна БПФ по 1024 отсчета АЦП. Для этого сначала путем умножения отсчетов АЦП на взвешивающее окно в модуле АОН выполняется подавление боковых лепестков в спектре сигнала. Затем модуль выполняет БПФ и ищет несущие частоты сигналов в амплитудном спектре. После этого с помощью цифрового понижающего преобразования модуль переносит частоту каждого обнаруженного в окне БПФ сигнала на собственную нулевую промежуточную частоту. На этой частоте с помощью фильтра нижних частот (ФНЧ) выделяется комплексная огибающая импульса, на основе которой модуль определяет его длительность.

Модули АОН в двух других каналах реализованы идентично, за исключением того, что для упрощения обработки они не оценивают длительность фрагмента импульса.

Следует отметить, что на практике большинство анализируемых импульсов имеют длительность, превышающую длительность окна БПФ. Поэтому компоненты получаемых в модулях АОН векторов оценок несущих частот  $\hat{f}^1, \hat{f}^2, \hat{f}^3$  и длительностей  $\hat{\tau}^1$  обнаруженных импульсов на самом деле часто являются соответствующими оценками параметров фрагментов этих импульсов, попавших в окно БПФ, а не самих импульсов. Также важно подчеркнуть, что из-за субдискретизации получаемые оценки  $\hat{f}^i$  являются

оценками несущих частот  $\mathbf{F}$  фрагментов, перенесенных в первую зону Найквиста  $i$ -го канала приемника вследствие алиасинга.

Векторы оценок  $\hat{\mathbf{f}}^1, \hat{\mathbf{f}}^2, \hat{\mathbf{f}}^3$  и  $\hat{\mathbf{t}}^1$  от ПЛИС 1–3 поступают в ПЛИС 4, в которой реализован программный модуль определения ЧВП. Данный модуль по величинам компонент  $\hat{\mathbf{f}}^1, \hat{\mathbf{f}}^2$  и  $\hat{\mathbf{f}}^3$  определяет оценки истинных несущих частот фрагментов импульсов  $\hat{\mathbf{F}}$  и отслеживает частоты обнаруженных фрагментов от окна к окну. Фрагменты, обнаруженные в соседних окнах БПФ и имеющие близкие несущие частоты, считаются относящимися к одному импульсу. Оценка  $\hat{\mathbf{t}}$  длительности этого импульса определяется как сумма оценок  $\hat{\mathbf{t}}^1$  длительностей образующих его фрагментов. Кроме того, отслеживание частот фрагментов позволяет определить параметры внутриимпульсной модуляции.

По окончании импульса формируется структура данных с описанием его параметров – дескриптор импульса. В зарубежной литературе такие структуры данных часто называются «pulse descriptor word» [22, 23]. Эти дескрипторы передаются во внешнюю аппаратуру по Ethernet.

### **Описание эксперимента**

Оценка точности определения ЧВП входного сигнала выполняется при многосигнальном воздействии на макет путем подачи через входной сумматор двух СВЧ-сигналов. Первый сигнал является импульсным и перестраивается по частоте, а второй – непрерывный с фиксированной частотой. Мощность обоих сигналов выбирается так, 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).

В узлах АОН обеспечена возможность параллельно и независимо друг от друга обрабатывать наложенные во времени импульсы. Поэтому, в случае, если такие импульсы отстоят друг от друга по частоте в первой зоне Найквиста каждого канала, ухудшения точности определения параметров сигналов не происходит.

По мере сближения спектров наложенных во времени импульсов в первой зоне Найквиста любого из каналов приемника, они начнут влиять на точность определения ЧВП друг друга. Наихудшим случаем является близкое расположение этих спектров в первой зоне Найквиста первого канала при близких величинах амплитуды наложившихся импульсов. Так как этот канал используется для определения не только частоты, но и временных параметров импульсов, точность их определения также ухудшится. А из-за близких амплитуд ни один из импульсов не будет пропущен, и они оба окажут примерно одинаковое влияние на измерение параметров друг друга. Для моделирования такой ситуации на вход приемника одновременно подавались сигналы, описанные в таблице 1.

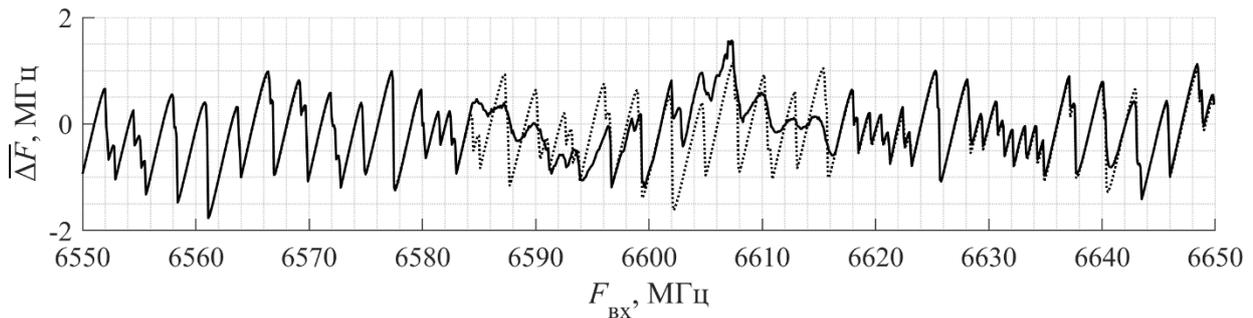
Таблица 1. Описания сигналов, использованных при измерении точности определения ЧВП сигналов, обеспечиваемой макетом ЦПСД

№	Длительность импульсов, мкс	Период повторения импульсов, мкс	Несущая частота, МГц	Частота в первой зоне Найквиста первого канала, МГц	Мощность, дБм
1	1	2	6550...6650	550...650	-3
2	Непрерывный сигнал		9600	600	

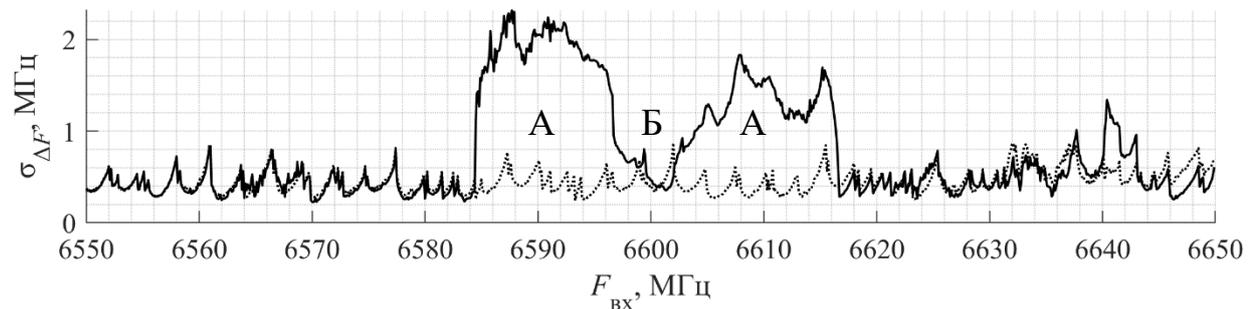
Формируемые ЦПСД дескрипторы импульсов отправлялись в компьютер, где с помощью технологического программного обеспечения (ТПО) принимались и анализировались. В процессе этого анализа ТПО по несущей частоте выделяло из принятого потока дескрипторов пачку, соответствующую импульсам с генератора, и вычисляло следующие показатели качества работы макета ЦПСД:

– математическое ожидание (МО)  $\overline{\Delta F}$  и среднеквадратическое отклонение (СКО)  $\sigma_{\Delta F}$  ошибки определения несущей частоты;

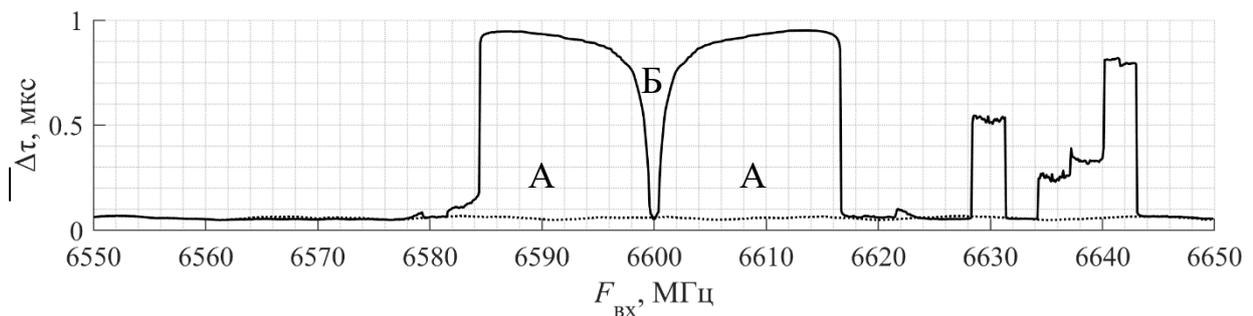
– МО  $\overline{\Delta \tau}$  и СКО  $\sigma_{\Delta \tau}$  ошибки определения длительности импульса.



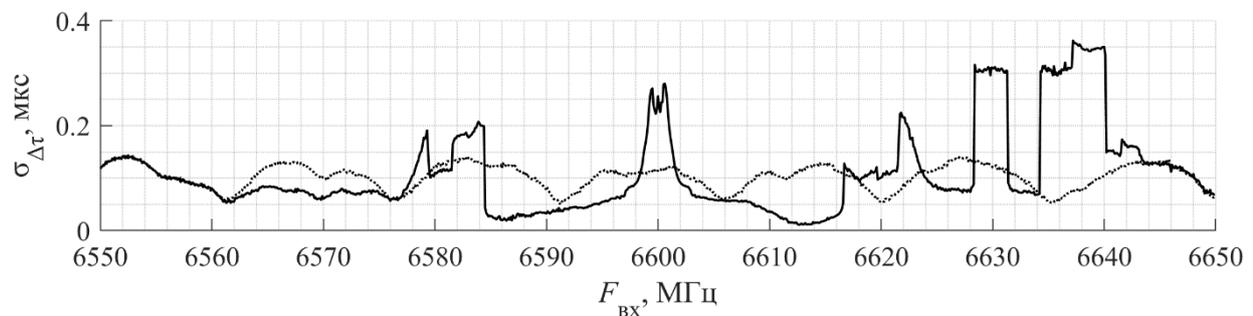
*a*



*б*

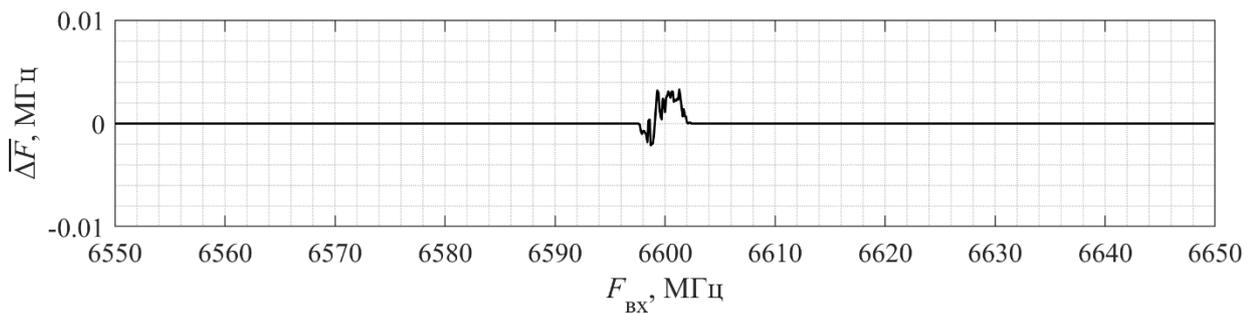


*в*

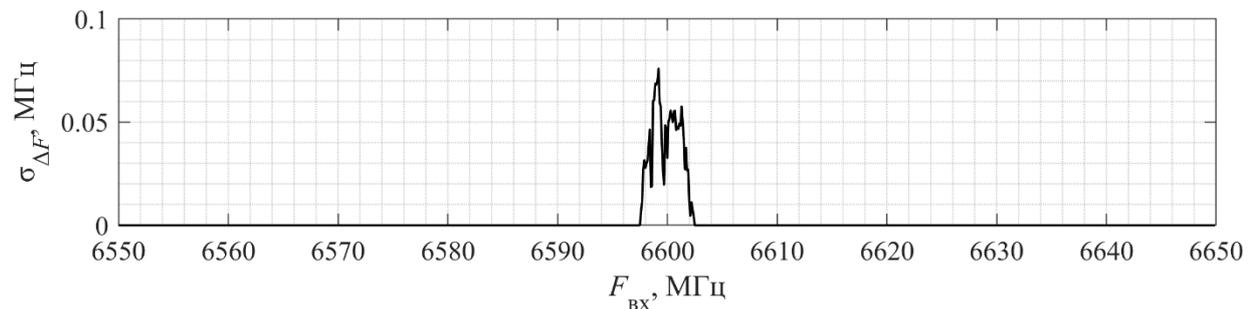


*г*

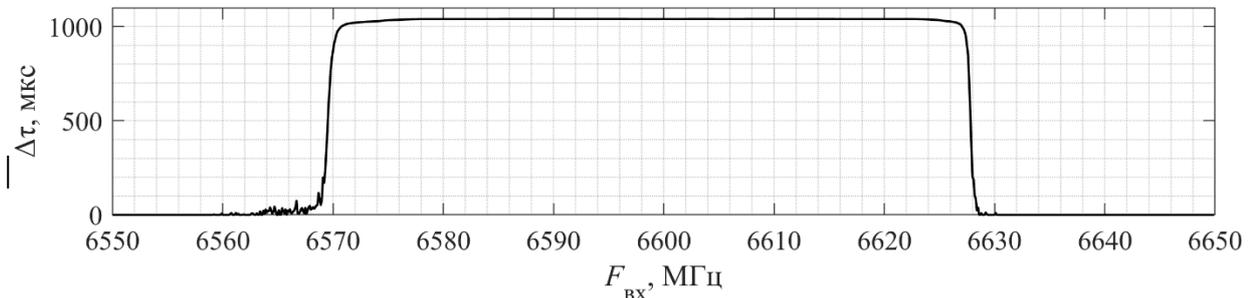
Рис. 2. Зависимости точности определения параметров сигнала 1 от его несущей частоты (сплошная линия – подаются два сигнала, штриховая – только сигнал 1): *a* – МО ошибки определения несущей частоты; *б* – СКО данной ошибки; *в* – МО ошибки определения длительности импульса; *г* – СКО данной ошибки



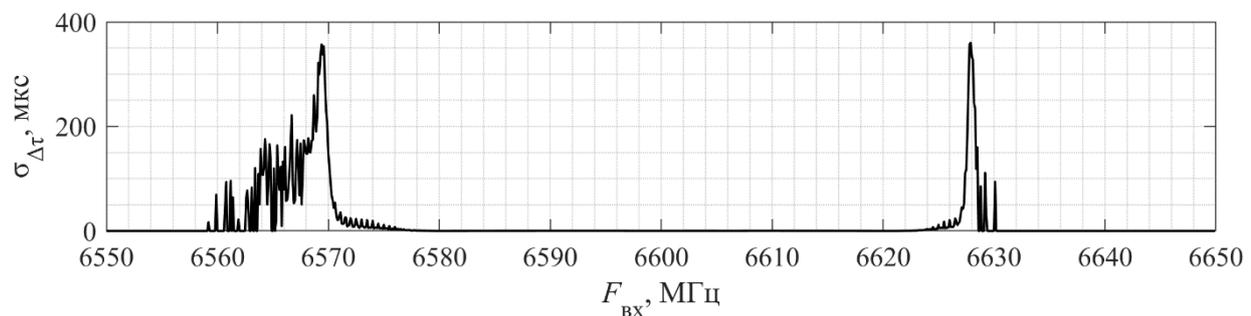
*a*



*б*



*в*



*г*

Рис. 3. Зависимости точности определения параметров сигнала 2 от его несущей частоты: *a* – МО ошибки определения несущей частоты, *б* – СКО данной ошибки, *в* – МО ошибки определения длительности импульса, *г* – СКО данной ошибки

В процессе измерений ТПО изменяло частоту генератора, формирующего сигнал 1, каждые 100 мс с шагом 0,1 МГц. Это позволило получить частотные зависимости указанных выше параметров.

### **Результаты эксперимента**

Результаты исследования работы макета ЦПСД с описанными в таблице 1 сигналами приведены на рис. 2 и 3. На рис. 2 для сравнения также приведены зависимости, полученные для сигнала 1 в отсутствие сигнала 2.

Под длительностью сигнала 2 на рис. 3 понимается участок данного непрерывного сигнала протяженностью 1040 мкс. После приема такого продолжительного участка сигнала выставляется флаг непрерывности, который в составе дескриптора отправляется потребителю вместе с другими параметрами сигнала.

### **Обсуждение экспериментальных данных**

Из представленных на рис. 2 и 3 графиков можно сделать следующие выводы:

1. МО ошибки определения частоты при наложении сигналов в первой зоне Найквиста изменяется незначительно (рис. 2, а).

2. СКО ошибки определения частоты повышено в областях А, близких к частоте, на которой частоты сигналов совпадают (рис. 2, б). Механизм возникновения этого явления заключается в следующем. В ходе поиска несущих частот импульсов узлы АОН обнаруживают в окне БПФ два сигнала, близких по частоте, и отправляют данные о них на ПЛИС 4 в модуль определения ЧВП.

Данный модуль считает фрагменты из соседних окон БПФ относящимися к одному и тому же импульсу, если несущие частоты совпадают с некоторым допуском. Так как частоты рассматриваемых входных сигналов близки, данный модуль может «перепутать» непрерывный сигнал с импульсным, посчитав, что отклонение несущей частоты от измеренной в предыдущем окне незначительно и обусловлено шумами. Это приведет к присоединению к дескриптору непрерывного сигнала данных о фрагменте импульсного сигнала с другой частотой, и наоборот. Такое перепутывание неизбежно увеличивает разброс измерений несущей частоты импульсов от окна к окну и, как следствие, СКО итоговой ошибки измерения этой частоты.

3. Вблизи области Б, где частоты сигналов в первой зоне Найквиста полностью совпадают, СКО ошибки определения частоты снижается (рис. 2, б). Чем меньше разница между частотами в первой зоне, тем менее важно для итогового измерения несущей частоты импульса, какое описание к какому импульсу присоединит модуль определения ЧВП.

4. МО ошибки определения длительности импульса повышено в окрестности частоты (зоны А), на которой сигналы полностью накладываются (рис. 2, в). Это связано с тем, что оба сигнала попадают в полосу ФНЧ, выделяющего комплексную огибающую сигнала в ходе определения длительности импульса в модуле АОН 1. Огибающие обоих сигналов из-за этого искажаются, что приводит к неверному определению их длительности и неверному определению положения фронтов.

5. В области Б, где частоты сигналов в первой зоне Найквиста совпадают (рис. 2, в), МО ошибки определения длительности импульсного сигнала снижается, а МО ошибки определения длительности отрезка непрерывного сигнала – нет (рис. 3, в). Это связано с попаданием спектральных составляющих импульса в ФНЧ цифрового понижающего преобразователя частоты, выделяющего огибающую непрерывного сигнала. Вследствие этого в огибающей этого сигнала обнаруживаются фронты, и непрерывный сигнал начинает определяться как импульс. Для импульсного сигнала этот эффект менее выражен. Когда его несущая частота близка к несущей частоте непрерывного сигнала, огибающая импульсов практически не искажается. К ней лишь добавляется огибающая непрерывного сигнала. А так как данный сигнал занимает все окно БПФ, он не имеет собственных фронтов и, как следствие, не влияет на определение положения фронтов импульса. По мере отстройки несущей частоты непрерывного сигнала от несущей частоты импульсов ситуация изменяется. Интерференция несущих частот значительно искажает форму огибающих обоих сигналов, приводя к значительным ошибкам определения длительности как для непрерывного, так и для импульсного сигнала.

6. СКО определения длительности импульсного сигнала незначительно возрастает вблизи области, где частоты сигналов в первой зоне Найквиста совпадают (рис. 2, г). Это объясняется неверным определением положения фронтов импульсов, связанным с наложением их огибающих.

7. СКО определения длительности участка непрерывного сигнала в 1040 мкс максимально на границах области, в которой в полосу пропускания ФНЧ, выделяющего огибающую, проникают только крайние боковые лепестки спектра импульсного сигнала (рис. 3, з). Уровня таких лепестков уже достаточно, чтобы в сочетании с шумами исказить огибающую участка непрерывного сигнала в некоторых окнах БПФ так, чтобы это привело к аномальной ошибке [24], но еще недостаточно, чтобы вызвать такие искажения в каждом окне БПФ. Поэтому вблизи этих границ ложные обнаружения заднего фронта непрерывного сигнала все еще нерегулярны. Некоторые участки этого сигнала верно определяются как участки непрерывного сигнала (их длительность определяется как 1040 мкс), а другие – неверно определяются как отдельные импульсы (длительность оказывается меньше, а иногда значительно меньше, чем 1040 мкс). Существенная разница в длительности данных участков увеличивает итоговый разброс измерений длительности. В то же время, в пределах описанных границ амплитуда боковых лепестков импульсного сигнала, попавших в полосу фильтра выделения огибающей, достаточна, чтобы участки непрерывного сигнала почти всегда ложно определялись как отдельные импульсы малой длительности. Поэтому СКО ошибки измерений оказывается низким при высоком МО.

Из анализа рис. 2 и 3 также следует, что для рассмотренного макета ЦПСД точность определения параметров сигнала при многосигнальном воздействии отличается от таковой при односигнальном воздействии только в случае, если

принимаемые сигналы отстоят друг от друга по частоте в первой зоне Найквиста на 20 МГц и менее. Следует, однако, отметить, что в проведенном эксперименте рассмотрен наихудший случай. Если бы амплитуды обоих сигналов были ниже, боковые лепестки спектра импульсного сигнала меньше влияли бы на огибающую непрерывного сигнала, и полоса взаимного влияния сигналов была бы меньше. Аналогично, если бы амплитуда одного сигнала значительно превышала амплитуду другого, слабый сигнал во многих случаях был бы просто пропущен, а искажения огибающей более мощного сигнала были бы куда менее значительными. Во всех этих случаях спектры сигналов могли бы быть разнесены в первой зоне Найквиста и менее, чем на 20 МГц, и не вызвали бы при этом описанных негативных эффектов.

### Заключение

На примере импульсного сигнала ( $\tau_{\text{и}} = 1$  мкс) показано, что ошибка определения частоты при многосигнальном воздействии ( $|\overline{\Delta F}| < 1,8$  МГц,  $\sigma_{\Delta F} < 2,4$  МГц) сопоставима с ошибкой при односигнальном воздействии ( $|\overline{\Delta F}| < 1,6$  МГц,  $\sigma_{\Delta F} < 2$  МГц) [18]. Однако ввиду перепутывания близких по частоте сигналов, ошибка определения длительности импульса существенно возрастает – от  $\overline{\Delta \tau} / \tau < 0,23$  мкс и  $\sigma_{\Delta \tau} < 2,1$  мкс при односигнальном воздействии до  $|\overline{\Delta \tau}| < 1$  мкс и  $\sigma_{\Delta \tau} < 0,4$  мкс при многосигнальном воздействии. Математическое ожидание ошибки определения длительности участка непрерывного сигнала также существенно возрастает, стремясь к своему

максимально возможному значению ( $\overline{\Delta\tau} \rightarrow \tau_{\text{и max}} = 1040$  мкс). Это связано с ошибочным отнесением обнаруженных фронтов импульсного сигнала к участку непрерывного.

Величины ошибок определения частотно-временных параметров импульсов, полученные на макете ЦПСД, являются приемлемыми для большинства современных средств ШПА. 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.

Следует отметить, что большинство наблюдаемых эффектов, связанных с обнаружением и обработкой нескольких сигналов в спектре, в той же степени будут проявляться и при узкополосной обработке БПФ без использования метода субдискретизации. Исключение составят только приемники с полосой ПЧ, достаточно узкой, чтобы считать, что наложение сигналов во времени в ней маловероятно.

## Список источников

1. Ногов О.А. Планирование сеансов при управлении ретрансляцией и связью с использованием МКСР «Луч» // Труды МАИ. 2013. № 66. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=40269>
2. Ивануткин А.Г., Данилин М.А., Пресняков М.Ю. Подход к выбору показателей эффективности связи и радиотехнического обеспечения полетов авиации // Труды МАИ. 2016. № 86. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=67818>
3. 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)
4. 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>
5. Бахтин А.А., Волков А.С., Солодков А.В., Свиридов И.А. Система распознавания модуляции сигналов на основе нейронной сети с использованием ПЛИС // Труды МАИ. 2021. № 121. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=162660>. DOI: [10.34759/trd-2021-121-13](https://doi.org/10.34759/trd-2021-121-13)
6. 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)

7. 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>

8. Лихачев В.П., Семенов В.В., Веселков А.А., Демчук А.А. Обобщенный алгоритм радиотехнического мониторинга РЛС с синтезированной апертурой антенны // 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.

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. Sanderson R.B., Tsui J.B.Y. Patent US 5099194 A. Digital frequency measurement receiver with bandwidth improvement through multiple sampling of real signals, 24.03.1992.

11. Sanderson R.B., Tsui J.B.Y. Patent US 5099243. Digital frequency measurement receiver with bandwidth improvement through multiple sampling of complex signals, 24.03.1992.

12. Sanderson R.B., Tsui J.B.Y. Patent US 5109188. Instantaneous frequency measurement receiver with bandwidth improvement through phase shifted sampling of real signals, 28.04.1992.
13. McCormick W.S., Tsui J.B.Y. Patent US 5293114. Frequency measurement receiver with means to resolve an ambiguity in multiple frequency estimation, 08.03.1994.
14. Beharrell G.P. Patent EP 1618407. Digital electronic support measures, 17.04.2013.
15. Кренив А.Н., Ботов В.А., Горюнцов И.С., Погребной Д.С., Топорков В.К. Способ расширения полосы частот оценки спектров сигналов. Патент на изобретение RU № 2516763, 20.05.2014.
16. Подстригаев А.С. Методика проектирования сверхширокополосного цифрового приемника с субдискретизацией // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15. № 10. С. 11-17. DOI: [10.36724/2072-8735-2021-15-10-11-17](https://doi.org/10.36724/2072-8735-2021-15-10-11-17)
17. 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)
18. Смоляков А.В., Подстригаев А.С. Исследование точности определения частотно-временных параметров импульса в цифровом приемнике с субдискретизацией при односигнальном воздействии // Труды МАИ. 2021. №

121. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=162661>. DOI: 10.34759/trd-2021-121-14
19. Podstrigaev A.S., Smolyakov A.V., Maslov I.V. Probability of Pulse Overlap as a Quantitative Indicator of Signal Environment Complexity // Journal of the Russian Universities Radioelectronics, 2020, no. 23 (5), pp. 37-45. DOI: 10.32603/1993-8985-2020-23-5-37-45.
20. Подстригаев А.С., Смоляков А.В., Слободян М.Г. Анализ плотности распределения типов РЛС в частотном диапазоне // Журнал радиоэлектроники. 2017. № 7. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jul17/12/text.pdf>
21. Podstrigaev A.S., Smolyakov A.V., Davydov V.V., Myazin N.S., Grebenikova N.M., Davydov R.V. New Method for Determining the Probability of Signals Overlapping for the Estimation of the Stability of the Radio Monitoring Systems in a Complex Signal Environment // Lecture Notes in Computer Science, 2019, vol. 11660, pp. 525-533. DOI: [10.1007/978-3-030-30859-9\\_45](https://doi.org/10.1007/978-3-030-30859-9_45)
22. Kawalec A., Owczarek R. Specific emitter identification using intrapulse data // First European Radar Conference, EURAD, IEEE, 2004. pp. 249-252.
23. R&S ESMD Wideband Monitoring Receiver. Version 10.01, 2019. URL: [https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl\\_downloads/dl\\_common\\_library/dl\\_brochures\\_and\\_datasheets/pdf\\_1/ESMD\\_bro\\_en\\_5213-9863-12\\_v1001.pdf](https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/ESMD_bro_en_5213-9863-12_v1001.pdf)

24. Куприянов А.И. Аномальные ошибки при определении параметров сигналов средствами радиотехнической разведки // Вопросы радиоэлектроники. 2012. Т. 2. № 2. С. 5-11.

## References

1. Nogov O.A. *Trudy MAI*, 2013, no. 66. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=40269>
2. Ivanutkin A.G., Danilin M.A., Presnyakov M.Y. *Trudy MAI*, 2016, no. 86. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=67818>
3. 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)
4. 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>
5. Bakhtin A.A., Volkov A.S., Solodkov A.V., Sviridov I.A. *Trudy MAI*, 2021, no. 121. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=162660>. DOI: [10.34759/trd-2021-121-13](https://doi.org/10.34759/trd-2021-121-13)
6. 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)

7. Kizima S.V. *Elektrosvyaz'*, 2018, no. 11, pp. 68-74. URL: <https://radianm.ru/docs/article/2018ESV11.pdf>

8. 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.

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. Sanderson R.B., Tsui J.B.Y. *Patent US 5099194 A*. Digital frequency measurement receiver with bandwidth improvement through multiple sampling of real signals, 24.03.1992.

11. Sanderson R.B., Tsui J.B.Y. *Patent US 5099243*. Digital frequency measurement receiver with bandwidth improvement through multiple sampling of complex signals, 24.03.1992.

12. Sanderson R.B., Tsui J.B.Y. *Patent US 5109188*. Instantaneous frequency measurement receiver with bandwidth improvement through phase shifted sampling of real signals, 28.04.1992.

13. McCormick W.S., Tsui J.B.Y. *Patent US 5293114*. Frequency measurement receiver with means to resolve an ambiguity in multiple frequency estimation, 08.03.1994.

14. Beharrell G.P. *Patent EP 1618407*. Digital electronic support measures, 17.04.2013.
15. Krenev A.N., Botov V.A., Goryuntsov I.S., Pogrebnoi D.S., Toporkov V.K. *Patent na izobrenie RU 2516763*, 20.05.2014.
16. Podstrigaev A.S. *T-Comm: Telekommunikatsii i transport*, 2021, vol. 15, no. 10, pp. 11-17. DOI: [10.36724/2072-8735-2021-15-10-11-17](https://doi.org/10.36724/2072-8735-2021-15-10-11-17)
17. 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)
18. Smolyakov A.V., Podstrigaev A.S. *Trudy MAI*, 2021, no. 121. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=162661>. DOI: [10.34759/trd-2021-121-14](https://doi.org/10.34759/trd-2021-121-14)
19. Podstrigaev A.S., Smolyakov A.V., Maslov I.V. Probability of Pulse Overlap as a Quantitative Indicator of Signal Environment Complexity, *Journal of the Russian Universities Radioelectronics*, 2020, no. 23 (5), pp. 37-45. DOI: [10.32603/1993-8985-2020-23-5-37-45](https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-5-37-45).
20. Podstrigaev A.S., Smolyakov A.V., Slobodyan M.G. *Zhurnal radioelektroniki*, 2017, no. 7. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jul17/12/text.pdf>
21. Podstrigaev A.S., Smolyakov A.V., Davydov V.V., Myazin N.S., Grebenikova N.M., Davydov R.V. New Method for Determining the Probability of Signals Overlapping for the Estimation of the Stability of the Radio Monitoring Systems in a Complex Signal Environment, *Lecture Notes in Computer Science*, 2019, vol. 11660, pp. 525-533. DOI: [10.1007/978-3-030-30859-9\\_45](https://doi.org/10.1007/978-3-030-30859-9_45)

22. Kawalec A., Owczarek R. Specific emitter identification using intrapulse data, *First European Radar Conference, EURAD*, IEEE, 2004. pp. 249-252.
23. *R&S ESMD Wideband Monitoring Receiver. Version 10.01*, 2019. URL: [https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl\\_downloads/dl\\_common\\_library/dl\\_brochures\\_and\\_datasheets/pdf\\_1/ESMD\\_bro\\_en\\_5213-9863-12\\_v1001.pdf](https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/ESMD_bro_en_5213-9863-12_v1001.pdf)
24. Kupriyanov A.I. *Voprosy radioelektroniki*, 2012, vol. 2, no. 2, pp. 5-11.

Статья поступила в редакцию 16.02.2022; одобрена после рецензирования 04.03.2022; принята к публикации 20.04.2022.

The article was submitted on 16.02.2022; approved after reviewing on 04.03.2022; accepted for publication on 20.04.2022.