
**ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ
ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ**

УДК 621.396.96

ПОИСК И ОБНАРУЖЕНИЕ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ЧАСТОТНОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ КАНАЛА СВЯЗИ

© 2019 г. Н. Ю. Музыченко*

*Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи,
Российская Федерация, 344038, Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130*

*E-mail: muzichenko_n@mail.ru

Поступила в редакцию 08.07.2017 г.

После доработки 19.04.2018 г.

Принята к публикации 16.05.2018 г.

Предложен подход к решению задачи поиска и обнаружения шумоподобных сигналов, базирующийся на автоматической адаптации длительности сегмента когерентного накопления к уровню частотной нестабильности канала связи. В качестве параметра, косвенно характеризующего уровень частотной нестабильности, использована оценка отношения мощностей смеси сигнала и шума на выходе когерентно-некогерентного накопителя, измеренных при минимальной и максимальной длительностях сектора когерентного накопления. Работоспособность и эффективность метода подтверждены результатами сравнительного моделирования.

DOI: 10.1134/S0033849419030136

ВВЕДЕНИЕ

Тенденция расширения полосы передаваемых шумоподобных сигналов, характерная для перспективных систем связи и передачи данных, обуславливает необходимость разработки новых методов их поиска и обнаружения. Среди известных методов решения этой задачи наибольшее распространение получили следующие [1–7]:

- 1) поиск по частоте и времени с когерентным накоплением сигнала;
- 2) поиск по времени с когерентно-некогерентным накоплением сигнала.

Первая группа методов, основывающаяся на когерентном накоплении, обеспечивает получение максимально возможного отношения сигнал/шум на выходе накопителя, но из-за большого числа точек поиска по частоте обладает большим временем выполнения, измеряемым десятками минут, а иногда и часов.

Вторая группа методов, базирующаяся на когерентно-некогерентном накоплении, из-за отсутствия необходимости поиска по частоте позволяет сократить это время до минут, а зачастую и секунд, но ценой этого является уменьшение энергетики канала обнаружения. Большие длительности модулирующих последовательностей, характерные для перспективных систем связи и передачи данных, обусловили преимущественное использование при их разведке методов второй группы. Наиболее перспективным из них на на-

стоящий момент времени является предложенный в [5] подход, согласно которого длительность сегмента когерентного накопления выбирается на уровне, исключающем возможность неполной свертки сигнала с его образцом в корреляторе. Условием эффективного применения такого подхода является наличие априорной информации о смещении используемой оценки центральной частоты сигнала относительно ее истинного значения, его структуре и статистических параметрах помехи. В случае ее отсутствия длительность сегмента когерентного накопления приходится выбирать на минимально возможном уровне, что приводит к потерям в отношении сигнал/шум на выходе когерентно-некогерентного накопителя и, как следствие, к ухудшению вероятностных характеристиках обнаружения. Наличие зоны неопределенности относительно смещения используемой оценки центральной частоты принимаемого сигнала относительно ее точного значения, характерное для комплексов радиомониторинга, и отсутствие в открытой литературе методов ее преодоления делают актуальной задачу разработки метода поиска и обнаружения шумоподобного сигнала, адаптированного к имеющейся неопределенности.

Цель работы – повышение энергетических характеристик системы поиска и обнаружения шумоподобных сигналов в условиях частотной нестабильности канала связи.

Решаемая задача – разработка алгоритма поиска и обнаружения шумоподобного сигнала с априорно неизвестной центральной частотой.

1. ПОСТАНОВКА И РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Пусть по результатам приема дискретных значений смеси сигнала $S(k)$ и гауссовского шума $n(k)$ с нулевым математическим ожиданием и неизвестной дисперсией $\sigma_{ш}^2$ в дискретные моменты времени $k\Delta t$, $k = \overline{1, K}$ доступными к наблюдению являются отсчеты вида:

$$y(k) = S(k) + n(k), \quad (1)$$

где $S(k) = A \cos[\omega k + \varphi(k) + \varphi_0]$; A и $\omega \in [\omega_{\min}, \dots, \omega_{\max}]$ – неизвестные, но постоянные в пределах интервала наблюдения $k \in [1, \dots, K]$ амплитуда и частота сигнала; φ_0 – неизвестная случайная начальная фаза принимаемого сигнала, подчиняющаяся равномерному закону распределения в интервале $[0, \dots, 2\pi]$; $\varphi(k)$ – априорно известный в пределах длительности модулирующей последовательности $[0, \dots, T_m]$ закон изменения фазы сигнала; $K = E(T_n/\Delta t)$; $E(\cdot)$ – функция вычисления наименьшего целого числа от выражения, стоящего в скобках; $T_n \gg T_m$ – длительность наблюдения; $\Delta t = 1/(2\Delta f_b)$, Δf_b – верхняя частота сигнала.

Здесь и далее для сокращения записей моменты времени $k\Delta t$ обозначены целыми числами k .

На вход радиоприемного устройства поступает фазоманипулированный сигнал, состоящий из радиоимпульсов, фазы которых принимают два

значения 0 или π , а их число равно числу импульсов в модулирующей последовательности N , при этом единичный символ кодируется с помощью прямой последовательности, а нулевой – инверсной.

Опорный сигнал на приемной стороне задан в виде комплексно значной функции

$$\dot{S}_{\text{оп}}(k+n) = S_{\text{оп1}}(k+n) + jS_{\text{оп2}}(k+n) \quad (2)$$

с двумя известными, сдвинутыми на время n дискретными отсчетами относительно точки $k = 1$ на оси k выборки длительностью $N\Delta t$ каждая. Здесь N – число бит в модулирующей последовательности; $S_{\text{оп1}}(k+n) = A_0 \cos[\omega'(k+n) + \varphi(k+n)]$; $S_{\text{оп2}}(k+n) = A_0 \sin[\omega'(k+n) + \varphi(k+n)]$; $\omega' = (\omega_{\min} + \omega_{\max})/2$; A_0 – амплитуда опорного сигнала.

Пусть также для любой начинающейся с момента времени $d \in [1, \dots, K - \Delta n]$ вырезки сигнала $y(k)$ и сдвинутых относительно него на время $n = 0, K - \Delta n$ сигналов $S_{\text{оп1}}(k+n)$ и $S_{\text{оп2}}(k+n)$ с заданной длительностью $\Delta n \in [\Delta n_{\min}, \dots, N]$ каждая, где

$$\Delta n_{\min} = E \left[\frac{N}{E \left(N \frac{\omega_{\max} - \omega'}{\omega'} \right)} \right]$$

– минимальная длительность сегмента когерентного накопления, в силу эргодичности случайного процесса $y(k)$ при детерминированной частоте сигнала и постоянных d и Δn по формуле [2, стр. 29] может быть определена взаимокорреляционная функция $\text{ВКФ}(n, d, \Delta n)$ и ее модульное значение

$$\begin{aligned} |\text{ВКФ}(n, d, \Delta n)| &= \left| \frac{1}{\Delta n} \sum_{k=d}^{d+\Delta n} y(k)S_{\text{оп1}}(k+n) + j \sum_{k=d}^{d+\Delta n} y(k)S_{\text{оп2}}(k+n) \right| = \\ &= \sqrt{\frac{1}{\Delta n^2} \left[\sum_{k=d}^{d+\Delta n} y(k)S_{\text{оп1}}(k+n) \right]^2 + \frac{1}{\Delta n^2} \left[\sum_{k=d}^{d+\Delta n} y(k)S_{\text{оп2}}(k+n) \right]^2}, \end{aligned} \quad (3)$$

а по ее максимальному значению – мощность смеси сигнала и шума $P_{с+ш}[\Delta n]$ на выходе когерентного накопителя с временем накопления $\Delta n\Delta t$ в соответствии с [5].

В качестве показателя качества решения задачи используем параметр v , характеризующий увеличение отношения сигнал/шум q у разработанного метода по отношению к приведенному в работе [5].

Требуется разработать порядок обработки сигнала, обеспечивающий при априорно неизвестной

частоте сигнала $\omega \in [\omega_{\min}, \dots, \omega_{\max}]$ повышение q по сравнению с [5].

В качестве основы для разработки искомого порядка обработки принимаемого шумоподобного сигнала используем предложенный в [5] алгоритм принятия решения об обнаружении шумоподобного сигнала, в случае априорно известной нестабильности канала связи $(\omega_{\max} - \omega')/\omega'$.

При его реализации выполняется следующая последовательность операций.

Шаг 1. Регистрация временных выборок смеси принятого сигнала и гауссовского шума $y(k)$ длительностью $T_c \gg T_M$, и его опор $S_{оп1}(k)$, $S_{оп2}(k)$ длительностью T_M .

Шаг 2. Определение по приведенной в [5] методике по известной частотной нестабильности канала связи максимальной длительности сегмента когерентного накопления Δn , в пределах которого можно выполнить когерентное накопление без потерь при свертке сигнала с его образом в корреляторе.

Шаг 3. Определение числа сегментов когерентного накопления сигнала по формуле

$$s \equiv E \left(\frac{T_M}{\Delta n} \right). \quad (4)$$

Шаг 4. Определение временного сдвига между первыми точками вырезов принятого и опорного сигнала n^* , и мощности смеси сигнала и шума после некогерентного накопления $P_{с+ш}(\Delta n)$ по алгоритму

$$\max_{n \in [0, \dots, K - \Delta n]} \sum_{i=0}^{s-1} |\text{BK}\Phi(n, 1 + i\Delta n, \Delta n)| \rightarrow n^*, \quad (5)$$

$$P_{с+ш}(\Delta n) = \sum_{i=0}^{s-1} |\text{BK}\Phi(n^*, 1 + i\Delta n, \Delta n)|.$$

Шаг 5. Формирование шумового кластера путем включения в него элементов из множества $\sum_{i=0}^{s-1} |\text{BK}\Phi(n, 1 + i\Delta n, \Delta n)|$, $n \in [0, \dots, K - \Delta n]$, для которых выполняется условие

$$\sum_{i=0}^{s-1} |\text{BK}\Phi(n, 1 + i\Delta n, \Delta n)| < 0.5 P_{с+ш}(\Delta n). \quad (6)$$

Шаг 6. Вычисление по выделенным элементам оценок математического ожидания $M_{ш}$ и дисперсии шума $\sigma_{ш}^2$.

Шаг 7. Вычисление порога принятия решения по заданной вероятности ложной тревоги $P_{лт}$ и полученной оценке $\sigma_{ш}^2$ по формуле [4]

$$U_{пор} = \sigma_{ш}^2 (1 + Q^{-1}(P_{лт})), \quad (7)$$

где $Q(\cdot)$ – функция ошибок.

Шаг 8. Сравнение $P_{с+ш}(\Delta n) - M_{ш}$ с порогом, принятие решения о наличии или отсутствии сигнала.

При больших длительностях модулирующих последовательностей (больше 1023) объем формируемого в соответствии (6) шумового кластера позволяет получить оценки $M_{ш}$ и $\sigma_{ш}^2$ близкие к их истинным значениям [5].

Для его обобщения на случай априорно неизвестного параметра ω и связанной с ней дли-

тельности сегмента когерентного накопления $\Delta n \in [\Delta n_{мин}, \dots, N]$ необходимо тем или иным образом снять имеющуюся параметрическую неопределенность.

В качестве используемого для этого входного параметра выберем отношение мощностей смеси сигнала и шума, полученных после когерентного накопления при минимальной и максимальной длительностях сегмента

$$m_0 = \frac{P_{с+ш}[\Delta n_{мин}]}{P_{с+ш}(N)}, \quad (8)$$

а в качестве выходного – длительность сегмента когерентного накопления Δn .

Затруднения в формализации закона распределения вероятностей реализации того или иного значения входного параметра и отсутствие информации об условиях его измерения побуждают к использованию для принятия решения концепции нечетких алгоритмов обработки информации, в частности – алгоритма нечеткого вывода Мамдани [1].

Для реализации данного алгоритма необходимо выполнить следующие операции:

1) фаззификацию – переход от точных исходных данных к нечетким на основе входных функций принадлежности;

2) решение задачи с использованием нечетких рассуждений (нечеткой логики);

3) дефаззификацию – переход от нечетких инструкций к четким на основе выходных функций принадлежности.

Введем в рассмотрение две лингвистические переменные – “входной параметр m_0 ” и “длительность сегмента когерентного накопления Δn ” с термами “малое” и “большое”. Соответствующие функции принадлежности приведены на рис. 1.

Нечеткая инструкция по адаптации сводится к простому правилу – при больших m_0 , Δn должно быть малым а, при малых – большим.

Обозначая, соответственно, через $\mu_{вх1}(m_0)$, $\mu_{вх2}(m_0)$ реализовавшиеся значения функций принадлежности $\mu_{вх1}(m)$, $\mu_{вх2}(m)$ и производя по аналогии с [1] дефаззификацию, получим

$$\Delta n(m_0) = E \left(\frac{\mu_{вх1}(m_0) N + \mu_{вх2}(m_0) \Delta n_{мин}}{\mu_{вх1}(m_0) + \mu_{вх2}(m_0)} \right). \quad (9)$$

Анализ формулы (8) показывает, что при $m_0 = 1$ $\mu_{вх1}(m_0) = 0$, $\mu_{вх2}(m_0) = 1$ и $\Delta n = N$, а при $m_0 = m_{мин}$ $\mu_{вх1}(m_0) = 1$, $\mu_{вх2}(m_0) = 0$ и $\Delta n = \Delta n_{мин}$, в остальных же случаях $\Delta n_{мин} < \Delta n < N$, что вполне соответствует нечеткому характеру решаемой задачи.

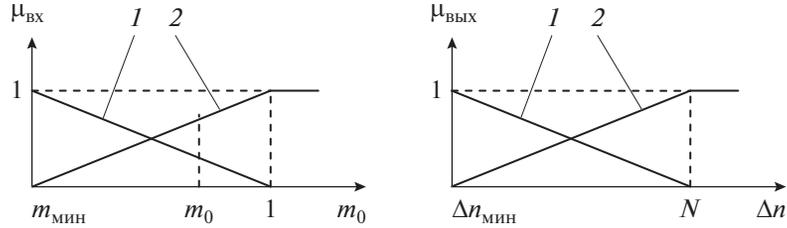


Рис. 1. Входные (слева) и выходные (справа) функции принадлежности с терминами “малое” 1 и “большое” 2.

Комплексируя разработанный нечетко-логический алгоритм адаптации с приведенным в [5] алгоритмом принятия решения об обнаружении шумоподобного сигнала в случае априорно известной ω , представим искомый порядок обработки сигнала в виде следующей последовательности действий.

Шаг 1. Регистрация временных выборок смеси принятого сигнала и гауссовского шума $y(k)$ длительностью $T_c \gg T_m$, и его опор $S_{оп1}(k)$, $S_{оп2}(k)$ длительностью T_m .

Шаг 2. Определение реализовавшихся значений параметров $P_{с+ш}[\Delta n_{мин}]$ и $P_{с+ш}[N]$ по формулам

$$P_{с+ш}[\Delta n_{мин}] = \max_{n \in [1, \dots, K - \Delta n_{мин}]} |ВКФ(n, d = 1, \Delta n_{мин})|, \quad (10)$$

$$P_{с+ш}[N] = \max_{n \in [1, \dots, K - N]} |ВКФ(n, d = 1, N)|. \quad (11)$$

Шаг 3. Вычисление реализовавшегося значения m_0 входного параметра по формуле

$$m_0 = \frac{P_{с+ш}[\Delta n_{мин}]}{P_{с+ш}(N)}. \quad (12)$$

Шаг 4. Определение оценки $\Delta n(m_0)$ параметра Δn по формуле (9) и числа сегментов когерентного накопления s по формуле

$$s \equiv E\left(\frac{T_m}{\Delta n(m_0)}\right). \quad (13)$$

Шаг 5. Определение числа бит n^* , характеризующих временной сдвиг между начальными точками вырезок принятого и опорного сигнала и мощности смеси сигнала и шума после некогерентного накопления $P_c(\Delta n(m_0))$ по алгоритму

$$\max_{n \in [0, \dots, K - \Delta n_0]} \sum_{i=0}^{s-1} |ВКФ(n, d + i\Delta n(m_0), \Delta n(m_0))| \rightarrow n^*, \quad (14)$$

$$P_{с+ш}(\Delta n(m_0)) = \sum_{i=0}^{s-1} |(n^*, d + i\Delta n(m_0), \Delta n(m_0))|.$$

Шаг 6. Формирование шумового кластера путем включения в него элементов из множества $\sum_{i=0}^{s-1} |ВКФ(n, d + i\Delta n_0, \Delta n_0)|$, $n \in [0, \dots, K - \Delta n_0]$, для которых выполняется условие

$$\sum_{i=0}^{s-1} |ВКФ(n, d + i\Delta n(m_0), \Delta n(m_0))| < 0.5P_{с+ш} \times (\Delta n(m_0)). \quad (15)$$

Шаг 7. Вычисление по выделенным элементам оценок математического ожидания $M_{ш0}$ и дисперсии шума $\sigma_{ш0}^2$.

Шаг 8. Вычисление порога принятия решения по заданной вероятности ложной тревоги $P_{лт}$ и $\sigma_{ш0}^2$ по формуле (7).

Шаг 9. Сравнение $P_{с+ш}(\Delta n(m_0)) - M_{ш0}$ с порогом, принятие решения о наличии или отсутствии сигнала.

Структурная схема устройства, реализующего разработанный порядок обработки сигнала, приведена на рис. 2.

Устройство включает в свой состав: блок регистрации (Р) временных выборок $y(k)$; два умножителя (УМ); блок хранения (БХ) опорных выборок сигналов $S_{оп1}(k)$, $S_{оп2}(k)$; два сумматора со сбросом (СМ); два устройства возведения в квадрат (КВ); нелинейный элемент (НЭ), определяющий модуль взаимнокорреляционной функции $|ВКФ(n, d, \Delta n)|$; некогерентный накопитель ((НН) со сбросом; вычислитель m_0 и $\Delta n(m_0)$ (В1); селектор шумовых элементов (С); вычислитель математического ожидания $M_{ш0}$ и дисперсии шума $\sigma_{ш0}^2$ (В2); вычитающее устройство (ВУ); пороговое устройство, принимающее решение о наличии $H = 1$ или отсутствии $H = 0$ сигнала (ПУ); блок управления (БУ).

Порядок взаимодействия входящих в структурную схему элементов понятен из вышеприведенной последовательности операций и в дальнейшем уточнении не нуждается.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для оценки эффективности разработанного метода было его сравнительное с [5] испытание на модели. В качестве модели сигнала использовалась реализация двоичного фазоманипулированного сигнала на нулевой промежуточной частоте с

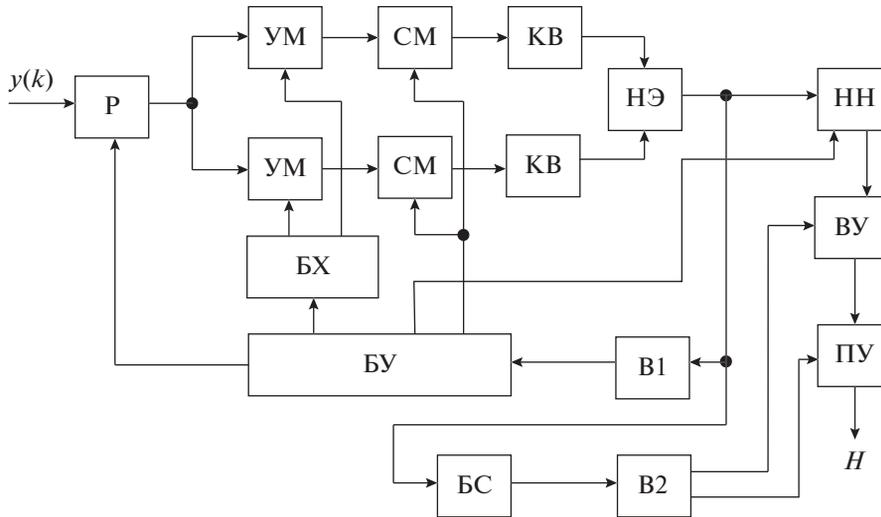


Рис. 2. Структурная схема устройства, реализующего разработанный порядок обработки сигнала.

длительностью модулирующей последовательности 1023 бит и отношением сигнал/шум в полосе приема 2 дБ, в качестве образца сигнала – воссозданная его модель. Частотная нестабильность канала связи $(\omega_{\text{макс}} - \omega')/\omega'$ для объекта сравнения задавалась на уровнях, обеспечивающих отсутствие потерь при свертке вырезок сигнала и его образца в корреляторе для объекта сравнения [5] при $s = 10$, а для разработанного метода – при изменении s от одного до десяти.

Обработка информации производилась по разработанному и приведенному в [5] алгоритмам

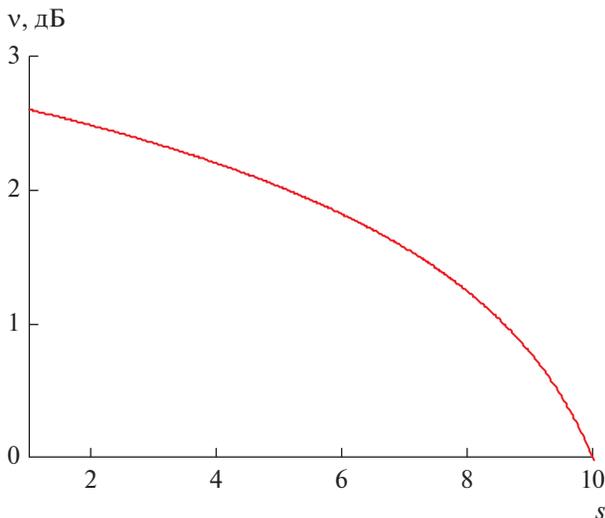


Рис. 3. Выигрыш v в отношении сигнал/шум, предоставляемый разработанным методом по отношению к объекту сравнения, в зависимости от реализовавшегося числа сегментов когерентного накопления s .

с подстановкой в качестве Δn , соответственно, $\Delta n(m_0)$ и $\Delta n_{\text{мин}}$.

По результатам вычислений $P_{\text{с+ш}}(\Delta n(m_0))$ и $P_{\text{с+ш}}(\Delta n_{\text{мин}} = 100)$, выполненных, соответственно, по формулам (11) и (5), а также оценивания $\sigma_{\text{ш}}^2$ и $\sigma_{\text{ш}0}^2$ определялся выигрыш по отношению сигнал/шум, предоставляемый разработанным методом по отношению к [5] в зависимости от Δn по формуле

$$v \cong 10 \lg \frac{\sigma_{\text{ш}}^2 [P_{\text{с+ш}}(\Delta n(m_0)) - \sigma_{\text{ш}0}^2]}{\sigma_{\text{ш}0}^2 [P_{\text{с+ш}}(\Delta n = 10) - \sigma_{\text{ш}}^2]}. \quad (16)$$

Результаты моделирования приведены на рис. 3.

По результатам анализа построенной зависимости отмечено увеличение отношения сигнал/шум у разработанного метода по сравнению с объектом сравнения при снижении уровня частотной нестабильности вплоть до 2.5 дБ при ее нулевом значении. Это обусловлено наличием адаптации к текущей нестабильности канала связи у первого и отсутствием таковой в работе [5], что говорит о достижении поставленной цели.

Было также проведено сравнение разработанного метода с последовательно-параллельной процедурой поиска и обнаружения шумоподобного сигнала по энергетическим и временным характеристикам согласно методу Вальда [8]. По результатам сравнения было установлено, что энергетические характеристики обоих методов практически совпадают. По временным же показателям разработанный метод обладает лучшими показателями, поскольку в отличие от объекта сравнения, реализующего выполнение последовательно-параллельной экстремальной процедуры с априорно неизвестным числом шагов поиска, определение длительностей сегментов когерентного накопле-

ния $\Delta n(m_0)$ в нем производится всего за два такта вне зависимости от частотной нестабильности канала связи.

Полученный результат позволяет определить область применения разработанного алгоритма, это системы поиска и обнаружения шумоподобных сигналов, работающие в условиях большой частотной нестабильности канала связи.

ВЫВОДЫ

1. На основе предложенного порядка обработки шумоподобных сигналов при частотной нестабильности канала связи получена возможность повышения, по сравнению с [5], энергетических характеристик системы поиска и обнаружения сигналов (в условиях приведенного примера – до 2.5 дБ).

2. Характерной чертой разработанного алгоритма является адаптация длительности сегмента когерентного накопления к текущей нестабильности центральной частоты сигнала, выполненная на основе алгоритма нечеткого вывода Мамдани [1]. При тех же энергетических характеристиках удалось существенно сократить время определения длительности сегментов когерентного накопления по сравнению с процедурой последовательно-параллельного поиска с применением анализа по методу Вальда [8].

3. Областью применения разработанного алгоритма являются системы мониторинга систем ретрансляции и передачи данных с большими длительностями модулирующих последовательностей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Музыченко Н.Ю.* // РЭ. 2010. Т. 55. № 7. С. 808.
2. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985.
3. *Ипатов В.П.* Широкополосные системы и кодовое разделение каналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007.
4. *Власов А.В., Киринос В.П., Дубов М.А.* Тр. XXI Междунар. конф. Радиолокация, навигация, связь, 14–16 апреля 2015. С. 188–199.
5. *Сивов В.А., Моисеев В.Ф., Савельева М.В.* // Некогерентный обнаружитель псевдослучайных сигналов при частотных нестабильностях в канале связи. Пат. РФ № 2345481. Оpubл. офиц. бюл. “Изобретения. Полезные модели” № 3 от 27.01.2009 г.
6. *Петров И.Е.* // Успехи современ. радиоэлектрон. 2008. № 8. С. 47.
7. *Кузьмин Е.П.* Повышение эффективности обработки широкополосных сигналов на фоне внутрисистемных и преднамеренных помех. Дис. ... док. техн. наук. Красноярск: Сибирский федеральный университет, 2017. 333 с.
8. *Wald A.* Statistical Decision Functions. N.Y.: John Wiley, 1947.