

На правах рукописи



Доан Тхе Туан

**Обработка сверхширокополосных сигналов с неизвестными моментами  
появления и исчезновения на фоне помех**

Специальность 1.3.4. Радиофизика

**АВТОРЕФЕРАТ**  
диссертации на соискание учёной степени  
кандидата физико-математических наук

Воронеж – 2025

Работа выполнена в Федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Воронежский государственный университет».

Научный руководитель: доктор технических наук, профессор  
**Трифонов Павел Андреевич**

Официальные оппоненты: **Чернояров Олег Вячеславович**,  
доктор физико-математических наук, доцент,  
федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образования  
«Национальный исследовательский университет «МЭИ»,  
кафедра электроники и наноэлектроники, профессор.

**Сличенко Михаил Павлович**,  
доктор технических наук, Акционерное общество  
«Концерн «Созвездие», руководитель программ научно-  
технического управления научно-технического центра  
«РЭБ и спецсвязь».

Ведущая организация: Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образования  
«Ярославский государственный университет им. П.Г.  
Демидова», г. Ярославль.

Защита состоится «26» июня 2025 г. в 17.00 на заседании диссертационного совета 24.2.288.05 при ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет» по адресу 394018, г. Воронеж, Университетская площадь, 1, физический факультет, ауд. 428.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке и на сайте Воронежского государственного университета: <http://www.science.vsu.ru/dissinfo&cand=3527>

Автореферат разослан «\_\_\_» мая 2025 года

Ученый секретарь  
диссертационного совета 24.2.288.05



Степкин  
Владислав Андреевич

## Общая характеристика работы

**Актуальность темы исследования.** На сегодняшний день непрерывно продолжающееся развитие новых радиоэлектронных систем требует повышения пропускной способности, а при передаче информации по беспроводному каналу – расширения их возможностей и улучшения качественных характеристик. Один из возможных путей решения этой проблемы заключается в использовании сверхширокополосных сигналов (СШПС).

Физическая основа целесообразности использования СШПС состоит в том, что количество информации, передаваемой в единицу времени, прямо пропорционально полосе используемых частот. Использование СШПС в измерительных системах, медицине, радиолокации и устройствах позиционирования позволяет повысить точность измерений и увеличить разрешающую способность. В глобальной навигационной системе GPS также применяются СШПС: с помощью сети опорных сверхширокополосных (СШП) радиостанций пользователи могут точно определять свое местоположение в пределах зданий и других участков с мешающими отражениями, где приемники GPS не будут эффективно работать из-за многолучевого распространения радиосигналов.

Перспективность методов СШП радиоизмерений была известна давно и достаточно широко обсуждалась, начиная с середины 1970-х годов. Однако их практическая реализация стала возможной только после достижения соответствующего уровня развития следующих технологий:

- технологии генерации последовательностей мощных сверхкоротких (длительностью менее 1 нс) импульсов с высокой стабильностью и большой частотой повторения;
- технологии излучения таких импульсов непосредственно в пространство (СШП антенная техника);
- технологии формирования СШПС с произвольной поляризационной структурой;
- технологии скоростной цифровой обработки больших массивов информации (вычислительная техника).

Учитывая изложенное выше, а также известные данные о разработках СШП устройств, есть веские основания полагать, что уже в ближайшей перспективе СШП радиоэлектронные средства (РЭС) будут активнее применяться в различных, в том числе новых, приложениях.

Итак, разработка и применение СШП РЭС представляет собой качественный скачок в развитии радиоэлектронных систем. Ожидается, что с помощью РЭС с СШПС могут более успешно, чем с узкополосными сигналами, решаться задачи, такие как радиолокационное обнаружение и распознавание объектов, в том числе замаскированных и подповерхностных, повышение объема и скрытности передачи данных в радиосвязи, увеличение точности определения местоположения в навигационных системах и пр.

Отметим также, что СШПС могут применяться при проведении радиомониторинга. В этом случае требуется осуществлять обработку сигнала заранее неизвестных источников с целью выделения и установления местоположения РЭС. В таких случаях зачастую осуществляется угловое сканирование зон ответственности радиолокационной станции. Причем, если используется построчное сканирование изображений, то у принимаемого сигнала моменты появления и исчезновения следует считать априори неизвестными. Кроме того, оценку моментов появления и исчезновения требуется выполнять также во многих других практических приложениях радиопизики, радио- и гидролокации, дефектоскопии и пр. Данные оценки позволяют установить наличие цели и ее параметры, имеющиеся дефекты и т.д. Также задачи приема сигналов с неизвестными моментами появления и исчезновения могут найти применение в системах пожарной и охранной сигнализации. Действительно, в области, контролируемой такими системами, может в неизвестные моменты времени появиться и исчезнуть источник сигнала, своевременное обнаружение которого является целью функционирования данных систем.

Основываясь на вышеизложенном, можно утверждать, что задача приема СШПС с неизвестными моментами появления и исчезновения является актуальной в различных

практических приложениях радиофизики, радио- и гидролокации, а также навигации и управления. Тем не менее, следует отметить, что до сих пор практически отсутствует строгий методологический аппарат, на основе которого можно было бы решать задачи статистического синтеза и анализа алгоритмов обработки СШПС с неизвестными моментами появления и исчезновения при воздействии случайных искажений, а также при наличии различной априорной неопределённости. В частности, большое прикладное значение имеет задача определения степени влияния имеющихся в канале связи узкополосных помех на эффективность приема СШПС с неизвестными моментами появления и исчезновения.

**Объект и предмет исследования.** Объектом исследования является СШП радиоэлектронная система. Предметом исследований является методика обработки СШПС в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки.

**Цель работы.** Целью научного исследования является анализ влияния узкополосной помехи на эффективность функционирования алгоритмов обработки СШПС в условиях априорной параметрической неопределённости.

Для достижения поставленной цели в диссертационной работе были сформулированы и решены следующие задачи:

1. Статистический анализ алгоритмов обнаружения СШПС с неизвестными моментами появления и исчезновения, принимаемых на фоне помех.
2. Статистический анализ алгоритмов оценки моментов появления и исчезновения СШПС, принимаемых на фоне помех.
3. Статистический анализ алгоритмов оценки ширины спектра СШПС, принимаемых на фоне помех.
4. Разработка алгоритмов, позволяющих определить местоположение источника СШПС, на основе измерения времени появления сигнала.
5. Статистическое моделирование на ЭВМ алгоритмов обработки СШПС с целью проверки их работоспособности, а также определения границ применимости полученных асимптотических выражений для их характеристик.

**Методы проведения исследований.** Для решения поставленных задач в ходе выполнения работы использовались аналитические и вычислительные методы современного математического аппарата статистической радиофизики и радиолокации, методы математической статистики и теории статистических решений, а также аналитические и асимптотические методы математического анализа. При получении количественных оценок и проверке теоретических результатов методики обработки в условиях воздействия узкополосных помех подвергались анализу методами математического и статистического моделирования на ЭВМ.

**Научная новизна** полученных результатов заключается в следующем:

1. В отличие от известных алгоритмов обнаружения СШПС разработанные алгоритмы учитывают априорное незнание их моментов появления и исчезновения.
2. В отличие от известных алгоритмов оценок моментов появления и исчезновения и ширины спектра СШПС разработанные алгоритмы учитывают априорное незнание их моментов появления и исчезновения.
3. Статистическое моделирование алгоритмов обнаружения СШПС с неизвестными моментами появления и исчезновения СШПС, в отличие от известных результатов, реализовано при наличии узкополосных помех.
4. Предложено определять координаты источников СШПС в сложной сигнально-помеховой обстановке, основываясь на трехпозиционной разностно-дальномерной системе при квазиравдоподобных оценках моментов времени появления сигнала или двухпозиционной триангуляционной системы, в которой вместо обнаружителя-пеленгатора используется пара синхронизированных измерителей времени появления сигнала.

**Теоретическая значимость** работы заключается в том, что разработанные методики позволяют оперативно определять эффективность функционирования перспективных средств обработки СШПС, работающих в условиях повышенной априорной неопределенности,

характерной для реальной радиоэлектронной обстановки. Разработанные методики, в частности, позволяют определить степень влияния имеющихся узкополосных помех на эффективность функционирования СШП РЭС.

**Практическая значимость** результатов диссертационной работы состоит в том, что развитые алгоритмы обработки СШПС позволяют их использовать в условиях воздействия узкополосных помех. Базируясь на полученных результатах статистического синтеза и анализа информационных систем, можно обоснованно выбирать и реализовывать соответствующие алгоритмы обработки сигналов, исходя из требований к их эффективности и наличия априорных данных о параметрах сигналов и помех.

**Основные положения, выносимые на защиту.**

На защиту выносятся следующие положения:

1. При наличии гауссовской узкополосной помехи отношение сигнал-шум по мощности на выходе квазиправдоподобного алгоритма обработки СШПС снижается прямо пропорционально интенсивности помехи и относительной доле энергии СШПС в полосе частот, пораженной помехой.

2. Поражение 20% спектра сигнала гауссовской узкополосной помехой приводит к увеличению вероятностей ошибок обнаружения более, чем на порядок. При этом рассеяние оценки моментов появления и исчезновения увеличивается примерно на порядок в зависимости от отношения помеха-шум.

3. Точность оценки ширины спектра СШПС при неизвестных моментах появления и исчезновения асимптотически стремится к точности оценки ширины спектра в случае известных моментов появления и исчезновения и определяется величиной интенсивности и шириной полосы частот помехи.

4. Улучшение точности определения координат источников СШПС в сложной сигнально-помеховой обстановке возможно на основе трехпозиционной разностно-дальномерной системы при использовании оценок моментов времени появления сигнала, а также на основе двухпозиционной триангуляционной системы, в которой вместо обнаружителя-пеленгатора используется пара синхронизированных измерителей времени появления сигнала.

**Достоверность результатов** содержащихся в диссертационной работе, подтверждается физической аргументированностью и математической корректностью исследуемых вопросов, строгостью принятых допущений и введенных ограничений, использованием фундаментальных положений теории радиоприема и обработки сигналов, доказанными ранее и проверенными практикой, использованием апробированного математического аппарата (теории математической статистики, статистической теории связи, прикладной теории случайных процессов), сходимостью результатов расчета с результатами моделирования на ЭВМ, совпадением полученных результатов при переходе к частным случаям с известными.

**Апробация работы.** Основные положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на международных и всероссийских конференциях:

1. Всероссийской конференции “Охрана, безопасность, связь” (г. Воронеж, 2022).

2. XXVIII, XXIX и XXX Международной научно-технической конференции “Радиолокация, навигация и связь” (г. Воронеж, 2022, 2023 и 2024).

По итогам XXX Международной научно-технической конференции “Радиолокация, навигация и связь” вручен диплом за лучший доклад.

**Публикации.** По теме диссертационной работы опубликовано 13 научных работ, в том числе 8 работ опубликованы в изданиях, рекомендованных ВАК, из которых 3 работы по специальности 1.3.4 – Радиофизика. Остальные работы опубликованы в сборниках трудов всероссийских и международных конференций.

**Структура и объем работы.** Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка сокращений и условных обозначений, списка литературы из 88 наименований. Общий объем диссертации составляет 120 страниц, включая 42 рисунка и 1 таблицу.

## Содержание работы

**Во введении** обоснована актуальность темы исследования, изложены современные направления и перспективы исследований, сформулированы цели и задачи исследования. Определены научная новизна работы, основные научные результаты и сформулированы положения, выносимые на защиту.

**В первой главе** рассматриваются классификации, модели СШПС и их энергетические спектры. В частности, подробно описываются следующие модели: модели одиночного СШПС, мультиполосные модели СШПС, модели фрактальных СШПС, модели последовательностей СШПС и стохастических СШПС.

**Во второй главе** проводится синтез и анализ алгоритмов обнаружения СШПС с неизвестными моментами появления и исчезновения (МПИ), принимаемых на фоне гауссовской узкополосной помехи (ГУП) и гауссовского белого шума (ГБШ).

Представим модель одиночного СШПС в виде

$$s(t, \theta_{01}, \theta_{02}) = \begin{cases} f(t), & \theta_{01} \leq t \leq \theta_{02}, \\ 0, & t < \theta_{01}, t > \theta_{02}. \end{cases} \quad (1)$$

Здесь  $f(t)$  – форма СШПС со спектром  $S(j\omega)$ ,  $\theta_{01}$  и  $\theta_{02}$  – соответственно моменты появления и исчезновения, которые могут принимать значения из априорных интервалов

$$\theta_{01} \in [\theta_{1\min}, \theta_{1\max}], \theta_{02} \in [\theta_{2\min}, \theta_{2\max}]. \quad (2)$$

Предположим, что на приемной стороне неизвестна форма сигнала  $f(t)$ , момент появления  $\theta_{01}$ , а момент исчезновения сигнала  $\theta_{02}$  считаем априори известным.

Считаем, что  $f(\theta_{0i}) \neq 0$ ,  $i=1,2$ , а интервал наблюдения  $[0, T]$  удовлетворяет условию  $0 \leq \theta_{1\min} \leq \theta_{2\max} \leq T$ , так что сигнал (1) полностью размещается в этом интервале.

В качестве модели внешней помехи используем ГУП  $\xi(t)$  с нулевым средним и корреляционной функцией  $B_\xi(\tau) = \langle \xi(t)\xi(t+\tau) \rangle$ , а спектральную плотность мощности помехи запишем в виде  $G_\xi(\omega) = \frac{\gamma}{2} \left[ I\left(\frac{\omega_0 - \omega}{\Omega_\xi}\right) + I\left(\frac{\omega_0 + \omega}{\Omega_\xi}\right) \right]$ , где  $\omega_0$  – центральная частота,

$\Omega_\xi$  – ширина полосы частот ГУП,  $\gamma$  – величина спектральной плотности мощности ГУП (интенсивность),  $I(x) = \begin{cases} 1, & |x| < 1/2 \\ 0, & |x| > 1/2 \end{cases}$ .

Пусть на интервале времени  $[0, T]$  в случае наличия сигнала (гипотеза  $H_1$ ) наблюдается реализация:  $x(t) = s(t, \theta_{01}, \theta_{02}) + n(t) + \xi(t)$ , а в случае отсутствия сигнала (гипотеза  $H_0$ ):  $x(t) = n(t) + \xi(t)$ . Здесь  $n(t)$  – реализация ГБШ с односторонней спектральной плотностью  $N_0$ .

Для синтеза приёмного устройства при известных моменте появления и форме сигнала можно использовать метод максимального правдоподобия (МП). Приёмник МП должен формировать случайную величину (СВ)

$$L_0 = L(\theta_{01}) \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} h, \quad (3)$$

$$L(\theta_1) = \frac{2}{N_0} \int_{\theta_1}^{\theta_{02}} [x(t) - f(t)/2] f(t) dt \quad (4)$$

– логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОП).

При использовании квазиравдоподобного (КП) алгоритма обнаружения для преодоления априорной неопределенности относительно момента появления и формы сигнала

(1), приемник должен формировать и сравнивать с порогом логарифм ФОП для некоторых ожидаемых моментов появления  $\theta_1^*$  из области (2) и формы сигнала  $g(t)$

$$L^* = L^*(\theta_1^*) \begin{matrix} H_1 \\ > \\ H_0 \end{matrix} h, \quad (5)$$

$$L^*(\theta_1) = \frac{2}{N_0} \int_{\theta_1}^{\theta_{02}} [x(t) - g(t)/2] g(t) dt. \quad (6)$$

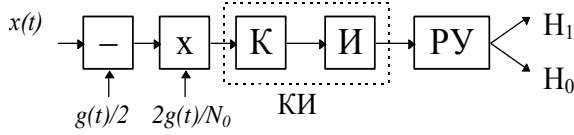


Рис. 1

На рис. 1 изображена блок-схема КП обнаружителя (5), где К – ключ, замкнутый на отрезке времени  $[\theta_1^*, \theta_{02}]$ , И – интегратор, КИ – коммутируемый интегратор, РУ – решающее устройство, осуществляющее сравнение выходного

сигнала интегратора в момент времени  $t = \theta_{02}$ , с порогом  $h$  и выносящее решение в пользу одной из гипотез.

Можно показать, что выражения для вероятностей ошибок обнаружения (вероятности ложной тревоги и пропуска сигнала) имеют вид

$$\alpha = P\{L^* > h | H_0\} = 1 - \Phi(h/z_g \sqrt{\chi} + z_g/2\sqrt{\chi}), \quad (7)$$

$$\beta(\theta_{01}) = P\{L^* < h | H_1\} = \Phi[(h - Z_{fg} + z_g^2/2)/(z_g \sqrt{\chi})]. \quad (8)$$

Здесь

$$Z_{fg} = \frac{2}{N_0} \int_{\max(\theta_{01}, \theta_1^*)}^{\theta_{02}} g(t) f(t) dt, \quad z_g^2 = \frac{2}{N_0} \int_{\theta_1^*}^{\theta_{02}} g^2(t) dt, \quad (9)$$

$$\chi = 1 + \varepsilon q, \quad (9)$$

$$\varepsilon = \frac{\int_{\omega_0 - \Omega_\varepsilon/2}^{\omega_0 + \Omega_\varepsilon/2} |G(j\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} |G(j\omega)|^2 d\omega}, \quad (10)$$

$$q = \frac{\gamma}{N_0}, \quad (11)$$

где  $q$  – отношение помеха-шум (ОПШ),  $\varepsilon$  – относительная доля энергии СШПС в полосе частот, пораженной помехой, причем, если опорный и принимаемый сигналы полностью совпадают, то  $G(j\omega) = S(j\omega)$ .

Если известны априорные вероятности гипотез  $p_i = P(H_i)$ ,  $i=0,1$ , то качество обнаружения можно характеризовать условной средней вероятностью ошибки

$$P(\theta_{01}) = p_0 \alpha + p_1 \beta(\theta_{01}). \quad (12)$$

В дальнейшем будем полагать, что опорный и принимаемый сигналы совпадают, т.е.  $f(t) = g(t)$ .

В качестве примера рассмотрим модель СШПС типа «приподнятого косинуса», которая используется в соответствии со стандартом IEEE 802.15.4 для СШП систем связи

$$f(t) = \frac{A4b}{\pi\sqrt{T_{\max}}} \frac{\cos[\pi(1+b)(t-\theta)/T_{\max}] + \frac{\sin[\pi(1-b)(t-\theta)/T_{\max}]}{4b(t-\theta)/T_{\max}}}{1 - [4b(t-\theta)/T_{\max}]^2}. \quad (13)$$

Здесь  $b=0.5$  – коэффициент сглаживания,  $\theta$  – середина отрезка МПИ  $[\theta_{1\max}, \theta_{2\min}]$ ,  $\theta_{1\max} < \theta_{2\min}$ . Выберем априорные области (2) МПИ так, чтобы  $\theta_{1\min}$  и  $\theta_{2\max}$  были

фиксированными и обозначим:  $\theta = (\theta_{1\min} + \theta_{2\max})/2$ . Положим, что  $\theta_{1\max}, \theta_{2\min}$  располагаются симметрично относительно  $\theta$ , то есть  $\theta_{2\min} - \theta = \theta - \theta_{1\max}$ , длины априорных интервалов МПИ одинаковы, а их изменение можно производить согласованно изменением  $\theta_{1\max}$  и  $\theta_{2\min}$  с помощью величины  $k = T_{\max}/T_{\min}$ ,  $T_{\max} = \theta_{2\max} - \theta_{1\min}$ ,  $T_{\min} = \theta_{2\min} - \theta_{1\max}$ .

Положим, что энергия сигнала (13) максимальной длительности равна

$$E_{\max} = \int_{\theta_{1\min}}^{\theta_{2\max}} f^2(t) dt = A^2, \text{ что позволяет сравнивать эффективность обнаружения сигналов с}$$

одинаковыми энергиями.

Введем еще следующие обозначения:  $z^2 = 2A^2/N_0$  – отношение сигнал-шум (ОСШ),  $\lambda_{01} = (\theta - \theta_{01})/T_{\max}$  и  $\lambda_1^* = (\theta - \theta_1^*)/T_{\max}$  – нормированные положения момента появления принятого и ожидаемого сигнала соответственно.

Характеристики КП обнаружителя сигнала при  $k = 2.5$  показаны на рисунках 2-5. Истинное значение нормированного момента появления сигнала при этом было выбрано равным  $\lambda_{01} = 0.313$ . Так, на рис. 2 представлены зависимости вероятности пропуска сигнала (8) от ОСШ  $z$  при фиксированных значениях вероятности ложной тревоги (7)  $\alpha = 10^{-2}$  (кривые 1) и  $\alpha = 10^{-3}$  (кривые 2) и различных моментах появления сигнала. На рис. 3 показаны зависимости условной средней вероятности ошибки КП обнаружения сигнала от ОСШ при  $h = 0$ ,  $p_0 = 0.7$  и различных моментах появления сигнала.

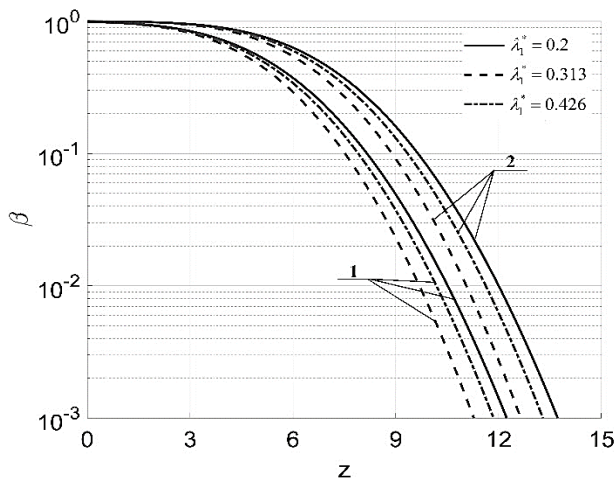


Рис. 2. Зависимости вероятности пропуска сигнала от ОСШ при  $q = 10$  и  $\varepsilon = 0.2$ .

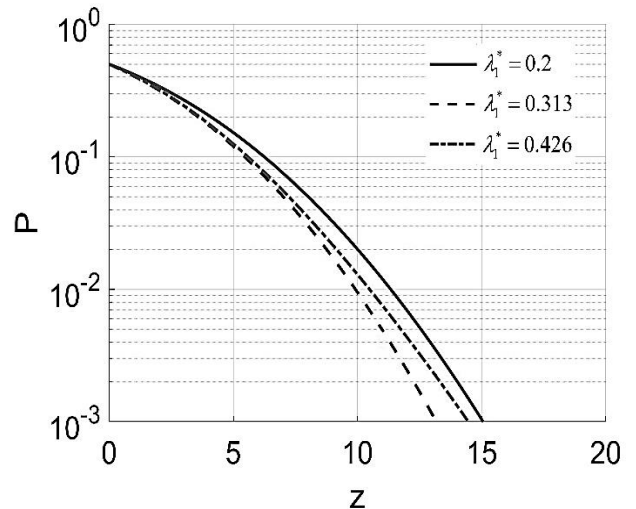


Рис. 3. Зависимости условной средней вероятности ошибки КП обнаружения сигнала от ОСШ при  $\varepsilon = 0.2$  и  $q = 10$ .

Из анализа рис. 2 и 3 следует, что увеличение ОСШ  $z$  приводит к существенному уменьшению вероятности пропуска сигнала; при этом также происходит уменьшение условной средней вероятности ошибки КП обнаружения сигнала. Кроме того, показано, что средняя вероятность ошибки КП обнаружителя минимальна при совпадающих истинных и ожидаемых моментах появления.

На рис. 4 показаны зависимости условной средней вероятности ошибки КП обнаружения сигнала от ОПШ  $q$  и от относительной доли энергии СШПС в полосе частот, пораженной помехой  $\varepsilon$ , на рис. 5 соответственно.

Из рис. 4 и 5 следует, что уменьшение ОПШ и величины относительной доли энергии СШПС в полосе частот, пораженной помехой, приводит к уменьшению условной средней

вероятности ошибки КП обнаружения сигнала. Так, при  $\varepsilon = 0.2$  и  $q = 5$  вероятность ошибки КП обнаружения примерно в 10 раз больше по сравнению с вероятностью ошибки КП обнаружения при отсутствии помех, а при  $\varepsilon = 0.2$  и  $q = 10$  – в 12 раз выше.

Следовательно, как и следовало ожидать, незнание моментов появления сигнала приводит к проигрышу КП алгоритма обнаружения (5) по сравнению с алгоритмом (3).

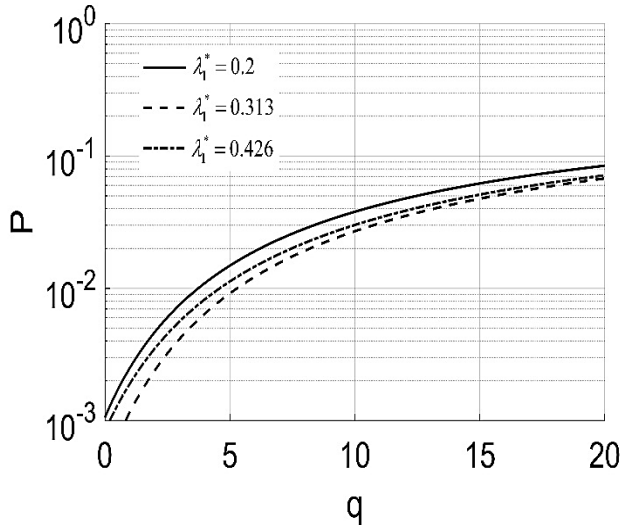


Рис. 4. Зависимости условной средней вероятности ошибки КП обнаружения сигнала от ОПШ при  $\varepsilon = 0.2$ .

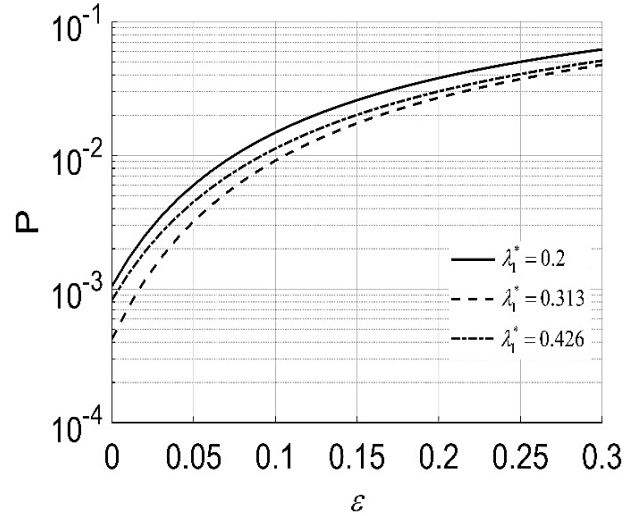


Рис. 5. Зависимости условной средней вероятности ошибки КП обнаружения сигнала от относительной доли энергии СШПС в полосе частот, пораженной помехой, при  $q = 10$ .

Для повышения эффективности обнаружения используем способ адаптации приёмного устройства по неизвестному моменту. В этом случае приемник должен формировать СВ вида

$$L^*(\theta_1) = \frac{2}{N_0} \int_{\theta_1}^{\theta_0} [x(t) - g(t)/2] g(t) dt \quad (14)$$

для всех возможных моментов появления из области (2), определять величину максимума (14)

$$L_g = \sup L^*(\theta_1) \quad (15)$$

и сравнивать ее с заданным порогом:  $L_g \underset{H_0}{>} \underset{H_1}{<} h$ .

Положим, как и ранее, что опорный и принимаемый сигнал совпадают, т.е.  $f(t) = g(t)$ . Применяя метод локально-марковской аппроксимации, найдем асимптотические (при больших ОСШ) характеристики КП алгоритма (15).

Экспериментальное исследование синтезированных алгоритмов обнаружения СШПС с неизвестными моментами появления проводилось методами статистического моделирования на ЭВМ. Целью статистического моделирования являлась проверка работоспособности алгоритмов обнаружения, а также установление границ применимости асимптотических выражений для их характеристик. Далее приведены результаты такого моделирования КП обнаружения СШПС с неизвестным моментом появления вида СШПС (13).

На рис. 6 изображены зависимости вероятности пропуска от ОСШ  $z$  для случая  $\alpha = 10^{-2}$  и  $\alpha = 10^{-3}$  при  $\varepsilon = 0.2$  и  $q = 10$ . Кроме того, полагалось, что  $k = 2.5$  и истинное значение  $\lambda_{01} = 0.313$ . Сплошной и штриховой линиями на рисунке показаны вероятности пропуска сигнала обнаружения с использованием метода адаптации. Квадратиками и кружками на рисунке показаны экспериментальные значения.

На рис. 7 приведены зависимости условной средней вероятности ошибки от ОСШ при  $\lambda_{01} = 0.313$  и  $h = 0$ . Сплошной, штриховой и штрих-пунктирной линиями на рисунке показаны

условные средние вероятности ошибки, рассчитанные с помощью метода адаптации. Квадратиками, кружками и ромбиками на рисунке показаны экспериментальные значения.

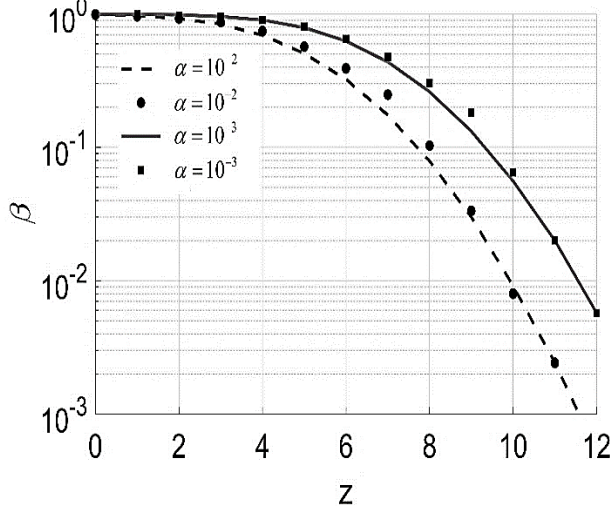


Рис. 6. Вероятности пропуска сигнала КП обнаружителем при фиксированной вероятности ложной тревоги.

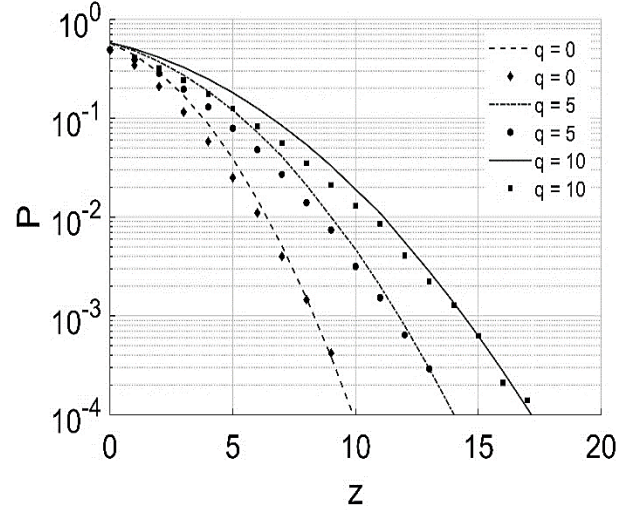


Рис. 7. Условная средняя вероятность ошибки КП обнаружителем.

Из рис. 6 и 7 следует, что вероятности ошибки обнаружения (15) принимают меньшие значения по сравнению с вероятностями ошибок КП алгоритма (5). Кроме того, видно, что экспериментальные результаты достаточно удовлетворительно описываются асимптотическими выражениями для вероятности ошибки обнаружения сигнала. В случае, когда  $q = 0$ , вероятности ошибки обнаружения СШПС с неизвестным моментом появления, полученные методом адаптации приемного устройства (15), совпадают с вероятностями ошибки обнаружения таких сигналов, полученные методом статистического моделирования КП, при  $z > 9$ . В случае, когда  $q = 5$ , это совпадение наблюдается при  $z > 13$ , а при  $q = 10 - z > 15$ .

Используем КП обнаружитель для преодоления априорной неопределенности относительно формы сигнала и МПИ, согласно которому приемник формирует и сравнивает с порогом случайную величину вида

$$L^* = L^*(\theta_1^*, \theta_2^*)_{>H_1}^{<H_0} h, \quad (16)$$

$$L^*(\theta_1, \theta_2) = \frac{2}{N_0} \int_{\theta_1}^{\theta_2} [x(t) - g(t)/2] g(t) dt \quad (17)$$

для некоторых ожидаемых МПИ  $\theta_1^*, \theta_2^*$  из априорной области (2) и формы сигнала  $g(t)$ .

Блок-схему КП обнаружителя (16) можно представить в виде, показанном на рис. 1, где КИ теперь должен работать на интервале времени  $[\theta_1^*, \theta_2^*]$ .

Представим выражения для вероятностей ошибок алгоритма обнаружения (16) как

$$\alpha = P\{L^* > h | H_0\} = 1 - \Phi(h/z_g \sqrt{\chi} + z_g/2\sqrt{\chi}), \quad (18)$$

$$\beta(\theta_{01}, \theta_{02}) = P\{L^* < h | H_1\} = \Phi\left[\frac{h - Z_{fg} + z_g^2/2}{(z_g \sqrt{\chi})}\right], \quad (19)$$

где

$$Z_{fg} = \frac{2}{N_0} \int_{\max(\theta_{01}, \theta_1^*)}^{\min(\theta_{02}, \theta_2^*)} g(t) f(t) dt, \quad z_g^2 = \frac{2}{N_0} \int_{\theta_1^*}^{\theta_2^*} g^2(t) dt. \quad (20)$$

Здесь использованы следующие обозначения:  $\lambda_{01} = (\theta - \theta_{01})/T_{\max}$ ,  $\lambda_{02} = (\theta_{02} - \theta)/T_{\max}$  – нормированные положения МПИ принятого сигнала,  $\lambda_1 = (\theta - \theta_1^*)/T_{\max}$ ,  $\lambda_2 = (\theta_2^* - \theta)/T_{\max}$  – нормированные положения МПИ ожидаемого сигнала.

Полагаем, что опорный сигнал совпадает с принимаемым. В качестве примера исследуем эффективность обнаружения СШПС на примере модели (13).

Исследование характеристик КП обнаружения сигнала при  $k = 2.5$  показано на рисунках 8-11. При их построении предполагалось, что нормированные МПИ принятого сигнала равны  $\lambda_{01} = \lambda_{02} = 0.313$ .

На рис. 8 представлены зависимости вероятности пропуска сигнала от ОСШ при фиксированных значениях вероятности ложной тревоги. Положение ожидаемого момента исчезновения всюду считалось одинаковым  $\lambda_2^* = 0.5$ . На рис. 9 показаны зависимости условной средней вероятности ошибки КП обнаружения сигнала от ОСШ при  $h=0$  и  $p_0 = 0.7$ .

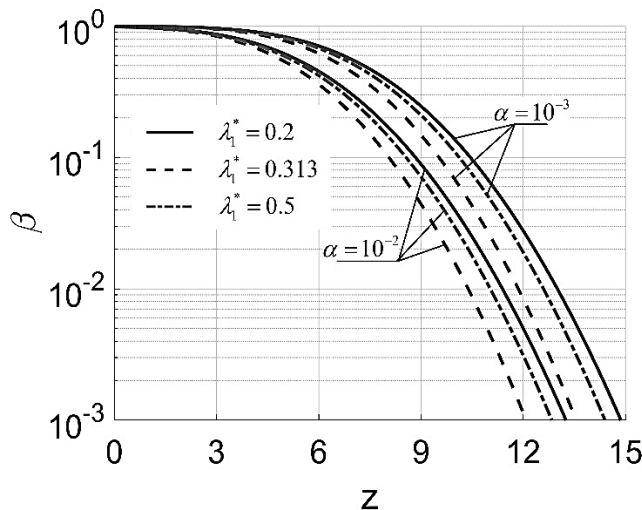


Рис. 8. Зависимости вероятности пропуска сигнала от ОПШ при  $\varepsilon = 0.2$  и  $q = 10$ .

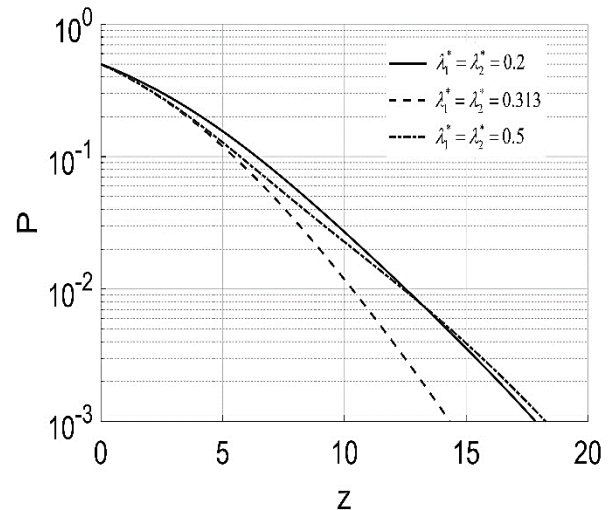


Рис. 9. Зависимость условной средней вероятности ошибки КП обнаружения сигнала от ОСШ при  $\varepsilon = 0.2$  и  $q = 10$ .

Анализируя зависимости, представленные на рис. 8 и 9, видим, что увеличение ОСШ приводит к существенному уменьшению вероятности ошибки КП обнаружения. Вероятности ошибки КП обнаружения минимальны при совпадающих истинных и ожидаемых МПИ. Соответственно, незнание МПИ сигнала приводит к проигрышу КП алгоритма обнаружения (16). При одном и том же значении ОСШ вероятности ошибки КП обнаружения СШПС с неизвестными МПИ (16) превышают вероятности ошибок КП обнаружения СШПС с неизвестным моментом появления (5).

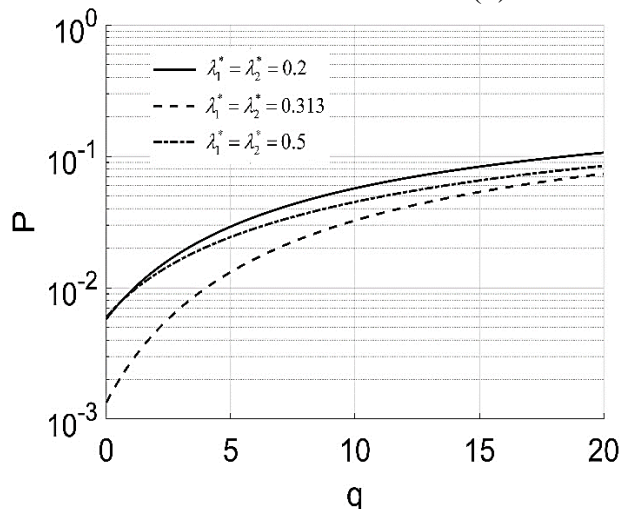


Рис. 10. Зависимость условной средней вероятности ошибки КП обнаружения сигнала от ОПШ при  $\varepsilon = 0.2$ .

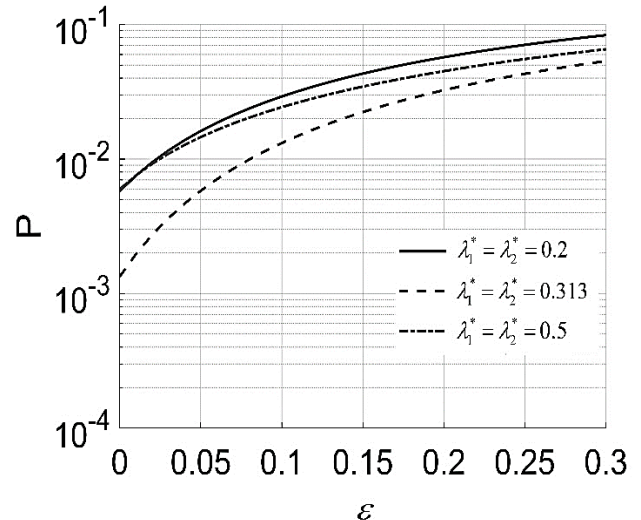


Рис. 11. Зависимости условной средней вероятности ошибки КП обнаружения сигнала от относительной доли энергии СШПС в полосе частот, пораженной помехой при  $q = 10$ .

Зависимости условной средней вероятности ошибки КП обнаружения сигнала от ОПШ  $q$  при  $z = 8$  показаны на рис. 10, а зависимости условной средней вероятности ошибки от относительной доли энергии СШПС в полосе частот, пораженной помехой, на рис. 11 соответственно. Из рис. 10 и 11 следует, что увеличение ОПШ и величины относительной доли энергии СШПС в полосе частот, пораженной помехой, приводит к существенному увеличению условной средней вероятности ошибки КП обнаружения сигнала. Например, при  $\varepsilon = 0.2$  и  $q = 5$  вероятности ошибки КП обнаружения примерно в 11 раз превышают вероятности ошибки КП обнаружения при отсутствии помех, а при  $\varepsilon = 0.2$  и  $q = 10$  – в 13 раз.

Далее в работе были рассмотрены задачи обнаружения последовательности СШПС с неизвестными МПИ, принимаемых на фоне ГБШ и ГУП. В результате показано, что выражения для вероятностей ошибок обнаружения последовательности СШПС с неизвестными МПИ аналогичны соответствующим выражениям для одиночного СШПС с той лишь разницей, что вероятности ошибки обнаружения для последовательности СШПС зависят от количества импульсов в последовательности СШПС.

**В третьей главе** проводится синтез и анализ алгоритмов оценок параметров СШПС, принимаемых на фоне ГБШ и ГУП.

Рассмотрим задачу оценки момента появления СШПС на фоне ГУП и ГБШ. Пусть на интервале времени наблюдается реализация смеси сигнала (1), ГБШ  $n(t)$  и ГУП  $\xi(t)$ :  $x(t) = s(t, \theta_1, \theta_2) + n(t) + \xi(t)$ .

Для оценки момента появления СШПС можно использовать КП алгоритм, согласно которому приёмник должен формировать случайный процесс вида  $L^*(\theta_1) = L^*(\theta_1, \theta_2^*)$  для всех возможных значений момента появления из области (2), где

$$L^*(\theta_1, \theta_2) = \frac{2}{N_0} \int_{\theta_1}^{\theta_2} [x(t) - g(t)/2] g(t) dt, \quad (21)$$

$g(t)$  и  $\theta_2^*$  – форма и момент исчезновения ожидаемого сигнала, а КП оценка момента появления определяется как положение абсолютного максимума процесса  $L^*(\theta_1)$

$$\tilde{\theta}_1 = \arg \sup L^*(\theta_1). \quad (22)$$

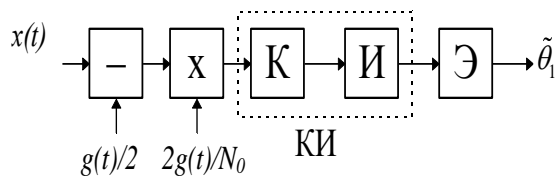


Рис. 12

На рис. 12 представлена блок-схема КП измерителя момента появления. Здесь КИ работает на интервале времени  $[\theta_{1\min}, \theta_2^*]$ , Э – экстрематор, определяющий положение максимума выходного сигнала интегратора на отрезке времени  $t \in [\theta_{1\min}, \theta_{1\max}]$ .

Для исследования статистических характеристик случайного процесса  $L^*(\theta_1)$  запишем

сигнальную функцию: 
$$S^*(\theta_1) = \frac{2}{N_0} \int_{\max(\theta_1, \theta_{01})}^{\min(\theta_2^*, \theta_{02})} f(t) g(t) dt - \frac{1}{N_0} \int_{\theta_1}^{\theta_2^*} g^2(t) dt.$$

В работе найдены асимптотические выражения для условных смещений и рассеяний КП оценки момента появления СШПС:

$$b(\tilde{\theta}_1 | \theta_{01}) = \Delta_1 + 2\chi T_{\max} F_b(z_2^2, z_1^2, q_1) / \rho_{11}^2 - 2\chi T_{\max} F_b(z_1^2, z_2^2, 1/q_1) / \rho_{11}^2 q_1^2, \quad (23)$$

$$V(\tilde{\theta}_1 | \theta_{01}) = 4\chi^2 T_{\max}^2 F_V(z_2^2, z_1^2, q_1) / \rho_{11}^4 + 4\chi^2 T_{\max}^2 F_V(z_1^2, z_2^2, 1/q_1) / \rho_{11}^4 q_1^4 + 2b\Delta_1 b(\tilde{\theta}_1 | \theta_{01}) - \Delta_1^2. \quad (24)$$

В (23), (24) введены следующие обозначения

$$z_1^2 = d_1^2 T_{\max} \min(\mu_1, z_0^2 / \rho_{11}^2), \quad z_2^2 = d_1^2 T_{\max} m_1, \quad d_1^2 = \rho_{11}^2 q_1^2 / 2T_{\max}, \quad d_2^2 = \rho_{11}^2 \chi / 2T_{\max},$$

$$\rho_{11}^2 = 2g^2(\theta_{1m})T_{\max} / N_0, \quad q_1 = 2f(\theta_{1m}) / g(\theta_{1m}) - 1, \quad \theta_{1m} = \arg \sup S^*(\theta_1),$$

$$\Delta_1 = \theta_{1m} - \theta_{01}, \quad \mu_1 = (\theta_{1\max} - \theta_{1m}) / T_{\max}, \quad m_1 = (\theta_{1m} - \theta_{1\min}) / T_{\max},$$

$$F_b(y_1, y_2, y_3) = \int_0^{y_1} \frac{1}{2\sqrt{\pi x}} \left\{ \frac{\exp[-(y_1 - x)/4]}{\sqrt{\pi(y_1 - x)}} + \Phi\left(\sqrt{\frac{y_1 - x}{2}}\right) \right\} \times$$

$$\times \left\{ \int_0^\infty \xi \exp\left[-\frac{(\xi + x)^2}{4x}\right] \left[ \Phi\left(\frac{y_2 + y_3 \xi}{\sqrt{2y_2}}\right) - \exp(-y_3 \xi) \Phi\left(\frac{y_2 - y_3 \xi}{\sqrt{2y_2}}\right) \right] d\xi \right\} dx,$$

$$F_v(y_1, y_2, y_3) = \int_0^{y_1} \frac{\sqrt{x}}{2\sqrt{\pi}} \left\{ \frac{\exp[-(y_1 - x)/4]}{\sqrt{\pi(y_1 - x)}} + \Phi\left(\sqrt{\frac{y_1 - x}{2}}\right) \right\} \times$$

$$\times \left\{ \int_0^\infty \xi \exp\left[-\frac{(\xi + x)^2}{4x}\right] \left[ \Phi\left(\frac{y_2 + y_3 \xi}{\sqrt{2y_2}}\right) - \exp(-y_3 \xi) \Phi\left(\frac{y_2 - y_3 \xi}{\sqrt{2y_2}}\right) \right] d\xi \right\} dx.$$

Нормированное условное рассеяние (УР) оценки момента появления представим в виде

$$V_{0m} = V(\tilde{\theta}_1 | \theta_{01}) / T_{\max}^2. \quad (25)$$

С его помощью будем в дальнейшем характеризовать относительную погрешность оценки.

Полагаем, что форма принимаемого и опорного сигналов одинаковы, т. е.  $f(t) = g(t)$ . В качестве примера исследуем точность оценки момента появления модели СШПС в виде приподнятого косинуса (13). Вначале предполагалось, что момент исчезновения сигнала априори известен и равен  $\theta_{02} = \theta_{2\max}$ .

Экспериментальное исследование синтезированных алгоритмов оценки момента появления СШПС проводилось методами статистического моделирования на ЭВМ. Целью статистического моделирования являлась проверка работоспособности алгоритмов оценки, а также установление границ применимости асимптотических выражений для их характеристик.

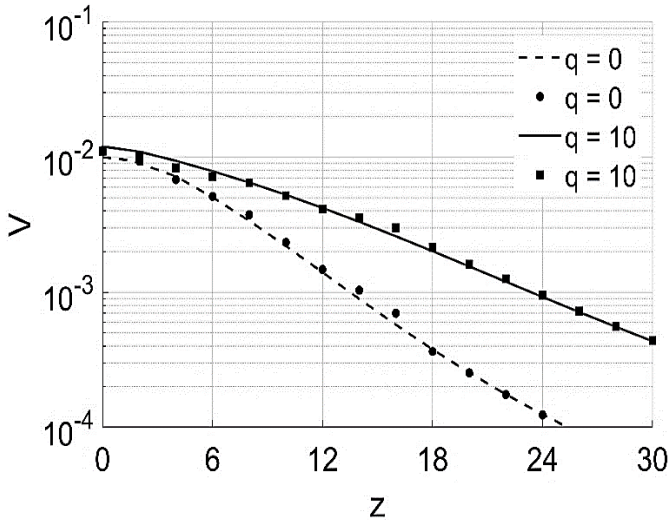


Рис. 13. Зависимости нормированных УР оценок момента появления от ОСШ.

На рис. 13 показаны зависимости нормированных УР оценок моментов появления СШПС (13) от ОСШ при  $k = 2.5$  и  $\varepsilon = 0.2$ . Величина  $\lambda_{01}$  в каждом испытании выбиралась фиксированной и равной  $\lambda_{01} = 0.313$ . Сплошной и штриховой линиями на рисунке показаны рассеяния КП оценки, рассчитанные по формуле (24). Квадратиками и кружками на этом рисунке изображены экспериментальные значения нормированных рассеяний КП оценки.

Анализ зависимостей, представленных на рис. 13 показывает, что УР оценки момента появления уменьшается при уменьшении ОПШ и увеличении ОСШ. В случае, когда ОСШ

$z=6$  и ОПШ  $q=10$ , УР оценки в 2.5 раз больше по сравнению с УР оценки при отсутствии помех, а при  $z=18$  и  $q=10$  – в 7 раз выше. То есть, точность оценки момента появления сигнала снижается с увеличением интенсивности ГУП. Также видно, что экспериментальные зависимости удовлетворительно описываются асимптотическими выражениями для рассеяний оценок. В случае, когда  $q=0$ , экспериментальные значения рассеяний совпадают с рассеяниями, рассчитанными с использованием выражения (24) при  $z > 18$ , а в случае, когда  $q=10$ , это совпадения наблюдаются при  $z > 25$ .

Далее, для оценивания МПИ вначале также используем КП алгоритм оценки, согласно которому, приемник должен формировать решающую статистику (21) для всех возможных значений МПИ (2) и сигнала некоторой ожидаемой формы  $g(t)$ . КП алгоритм оценки МПИ запишем как

$$(\tilde{\theta}_1, \tilde{\theta}_2) = \arg \sup L^*(\theta_1, \theta_2). \quad (26)$$

Найдем асимптотические выражения для условных смещений и рассеяний КП оценки (26). Полагаем, что форма принимаемого и опорного сигналов одинаковы, то есть  $f(t) = g(t)$ . В качестве примера исследуем влияния ГУП на точность оценки СШПС вида приподнятого косинуса (13). Нормированные длины априорных интервалов полагаем равными  $\eta_i = (\theta_{i\max} - \theta_{i\min})/T_{\max} = (k-1)/2k$ ,  $i=1, 2$ . Кроме того, полагаем, что МПИ принятого сигнала располагаются на отрезках  $[\theta_{1\min}, \theta]$ ,  $[\theta, \theta_{2\max}]$  соответственно; положим  $\mu_1 = \mu_2 = (\theta_{1\max} - \theta_{01})/T_{\max} = (\theta_{02} - \theta_{2\min})/T_{\max} = 9/32k$ ,  $k=2.5$ .

На рис. 14 показаны зависимости нормированных УР оценок МПИ от ОСШ для некоторых случаев ОПШ при  $\varepsilon=0.2$ . На рис. 15 показаны зависимости нормированных УР оценок МПИ СШПС от величин относительной доли энергии СШПС в полосе частот, пораженной помехой при  $z=8$ .

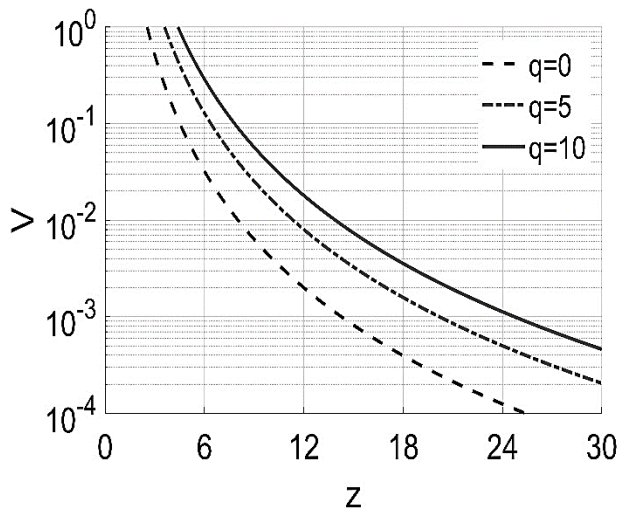


Рис. 14. Зависимости нормированных УР оценок МПИ сигнала от ОСШ.

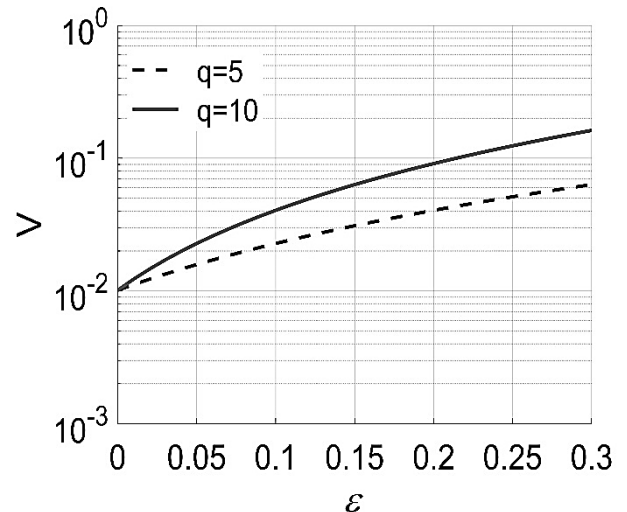


Рис. 15. Зависимости нормированных УР оценок МПИ сигнала от относительной доли энергии СШПС в полосе частот, пораженной помехой.

Анализ зависимостей, представленных на рис. 14 и 15, показывает, что УР оценок увеличивается с увеличением ОПШ и величины относительной доли энергии СШПС в полосе частот, пораженной помехой. Таким образом, точность оценок МПИ зависит от величин скачков сигналов в моменты их появления и исчезновения, причем точность этих оценок снижается с увеличением интенсивности и полосы частот ГУП.

Выполним теперь оценку ширины спектра СШПС при неизвестных МПИ. Предположим, что на фоне ГУП и ГБШ наблюдается СШПС  $s(t, \Omega_1, \Omega_2)$ , где  $\Omega_1$  – минимальная частота спектра СШПС,  $\Omega_2$  – максимальная частота спектра СШПС.

Модель спектра СШПС  $s(t, \Omega_1, \Omega_2)$  представим в виде

$$S(\omega, \Omega_1, \Omega_2) = \begin{cases} g(\omega), \Omega_1 \leq \omega \leq \Omega_2, \\ 0, \omega < \Omega_1; \omega > \Omega_2. \end{cases} \quad (27)$$

Здесь  $\Omega_1, \Omega_2$  могут принимать значения из априорных интервалов

$$\Omega_1 \in [\Omega_{1\min}; \Omega_{1\max}], \Omega_2 \in [\Omega_{2\min}; \Omega_{2\max}]. \quad (28)$$

Для оценки частотных параметров СШПС можем использовать КП алгоритм оценки, согласно которому логарифм ФОП запишется в виде

$$L(\Omega_1, \Omega_2) = \frac{2}{N_0} \int_{\theta_1}^{\theta_2} x(t)s(t, \Omega_1, \Omega_2)dt - \frac{1}{N_0} \int_{\theta_1}^{\theta_2} s^2(t, \Omega_1, \Omega_2)dt. \quad (29)$$

Здесь  $x(t) = s(t, \Omega_{01}, \Omega_{02}) + n(t) + \xi(t)$  – реализация наблюдаемых данных на интервале наблюдения. Считаем, что интервал наблюдения  $[0, T]$  удовлетворяет условию  $0 \leq \theta_{1\min} \leq \theta_{2\max} \leq T$ , так что сигнал полностью размещается в этом интервале.

КП оценка  $\hat{\Omega}_1$  минимальной и КП оценка  $\hat{\Omega}_2$  максимальной частот спектра СШПС (27) определяются как

$$(\hat{\Omega}_1, \hat{\Omega}_2) = \arg \sup L(\Omega_1, \Omega_2). \quad (30)$$

В силу статистической независимости оценок  $\hat{\Omega}_1$  и  $\hat{\Omega}_2$  можем найти оценку  $\hat{\Omega}$  ширины спектра СШПС и ее характеристики с использованием КП этих оценок. Действительно получаем  $\hat{\Omega} = \hat{\Omega}_2 - \hat{\Omega}_1$  и можем записать дисперсию оценки ширины спектра СШПС как

$$D(\hat{\Omega}) = D(\hat{\Omega}_1) + D(\hat{\Omega}_2) = [104\pi^2 N_0^2 (G_1^4 + G_2^4)(1 + q\varepsilon)^2] / G_1^4 G_2^4. \quad (31)$$

Здесь

$$\varepsilon = \frac{\int_{\omega_0 - \Omega_\xi/2}^{\omega_0 + \Omega_\xi/2} |g(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} |g(\omega)|^2 d\omega} \quad (32)$$

– относительная доля энергии СШПС в полосе частот, пораженной помехой.

Можно сделать вывод, что точность оценки ширины спектра СШПС при неизвестных МПИ асимптотически не зависит от наличия у сигнала неизвестных МПИ, а зависит от интенсивности и полосы частот ГУП.

**В четвертой главе** предложены алгоритмы, позволяющие определить координаты источников СШПС основе триангуляционного и разностно-дальномерного методов при использовании оценок моментов времени появления сигнала.

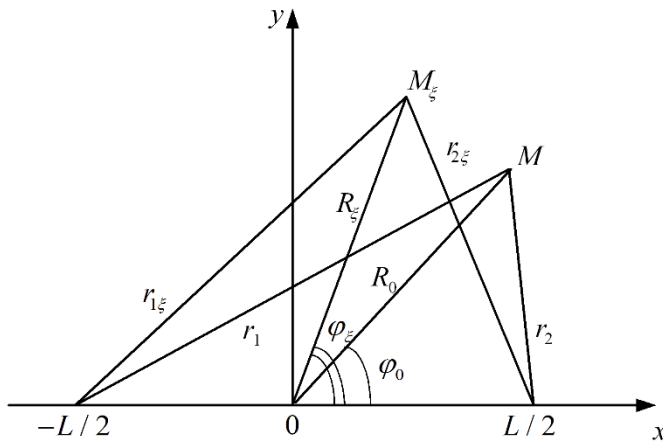


Рис. 16. Двухпозиционная антенная приёмная система.

Для определения угла прихода СШПС (направления на источник сигнала) используем двухпозиционную антенную приёмную систему, показанную на рис. 16. В точке  $M$  с полярными координатами  $(R_0, \varphi_0)$  расположен источник СШПС, а в точках с координатами  $(-L/2, 0)$  и  $(L/2, 0)$  расположены первый и второй измерители времени появления сигнала.

При  $R_0 \gg L$  разность хода  $\Delta r = r_1 - r_2 = c(\theta_{01} - \theta_{01}^*) = L \cos \varphi_0$ , где  $\theta_{01}, \theta_{01}^*$  – моменты появления СШПС,  $c$  – скорость света. Заменяя истинные значения моментов появления  $\theta_{01}, \theta_{01}^*$  сигнала на их оценки  $\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_1^*$ , для углового положения источника СШПС получаем:  $\hat{\varphi} = \arccos(\Delta \hat{r}/L)$ , где  $\Delta \hat{r} = c(\hat{\theta}_1 - \hat{\theta}_1^*)$  – оценка разности хода. Обозначим  $\sigma_{\Delta r}^2$  – дисперсия оценки разности хода. Полагая, что оценка разности хода обладает высокой апостериорной точностью, так что  $\sigma_{\Delta r} \ll L/2$ , запишем дисперсию оценки угла прихода  $\varphi_0$  как

$$\sigma_{\varphi}^2 = \sigma_{\Delta r}^2 / L^2 \sin^2 \varphi_0. \quad (33)$$

Пусть на вход приемника СШПС поступает реализация  $x(t) = s(t, \theta_1, \theta_2) + n(t) + \xi(t)$ . Предположим, что требуется найти оценку момента появления  $\theta_{01}$  сигнала, но нет необходимости оценки момента исчезновения сигнала  $\theta_{02}$ . Предположим, что известна априорная плотность распределения вероятностей момента появления сигнала  $W_{pr}(\theta_1)$ ; в этом случае эффективность оценки будем характеризовать безусловным рассеянием

$$V(\hat{\theta}_1) = \int_{\theta_{1\min}}^{\theta_{1\max}} W_{pr}(\theta_1) V(\hat{\theta}_1 | \theta_1) d\theta_1 = 26 \chi^2 T_{\max}^2 \int_{\theta_{1\min}}^{\theta_{1\max}} W_{pr}(\theta_1) / \rho_{11}^4 d\theta_1, \quad (34)$$

где  $\rho_{11}^2 = 2f^2(\theta_{01})T_{\max}/N_0$ ,  $\chi = 1 + \frac{2}{N_0} \int_{\theta_1}^{\theta_2^*} \int_{\theta_1}^{\theta_2^*} B_{\xi}(t_2 - t_1) f(t_1) f(t_2) dt_1 dt_2 / \int_{\theta_1}^{\theta_2^*} f^2(t) dt$ .

Далее, находим дисперсию КП оценки разности моментов появления СШПС в виде

$$\sigma_{\Delta \theta_{\xi}}^2 = 2V(\hat{\theta}_1) \{1 + (\chi - 1) [1 - R_{\xi}(\Delta t)]\}. \quad (35)$$

Здесь  $R_{\xi}(\Delta t) = \int_{\theta_1}^{\theta_2^*} \int_{\theta_1}^{\theta_2^*} B_{\xi}(t_2 - t_1 + \Delta t) f(t_1) f(t_2) dt_1 dt_2 / \left[ \int_{\theta_1}^{\theta_2^*} \int_{\theta_1}^{\theta_2^*} B_{\xi}(t_2 - t_1) f(t_1) f(t_2) dt_1 dt_2 \right]$  (36)

– величина, характеризующая корреляцию оценок моментов появления, вырабатываемых первым и вторым приемником при воздействии ГУП. В (36) обозначено

$$\Delta t = L(\cos \varphi_0 - \cos \varphi_{\xi}) / c \quad (37)$$

– величина, обусловленная различием угловых положений источников СШПС и ГУП.

Найдем дисперсию КП оценки угла прихода СШПС при наличии ГУП, представив ее в виде

$$\sigma_{\varphi_{\xi}}^2 = 2c^2 V(\hat{\theta}_1) \{1 + (\chi - 1) [1 - R_{\xi}(\Delta t)]\} / L^2 \sin^2 \varphi_0. \quad (38)$$

При отсутствии ГУП дисперсия оценки угла прихода СШПС определяется выражением

$$\sigma_{\varphi}^2 = 2c^2 V(\hat{\theta}_1) / L^2 \sin^2 \varphi_0. \quad (39)$$

Сопоставляя (38) и (39), находим проигрыш в точности оценки угла прихода СШПС вследствие воздействия ГУП

$$\chi_{\varphi} = \sqrt{\sigma_{\varphi_{\xi}}^2 / \sigma_{\varphi}^2} = \sqrt{\chi - (\chi - 1) R_{\xi}(\Delta t)}. \quad (40)$$

При определении величин  $\chi$  и  $R_{\xi}(\Delta t)$  в выражении (40) удастся избежать вычисления двойных интегралов, если перейти из временной в частотную область. В результате получаем приближенные выражения

$$\chi = 1 + \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} G_{\xi}(\omega) |S(j\omega)|^2 d\omega / \int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega, \quad (41)$$

$$R_{\xi}(\Delta t) = \int_{-\infty}^{\infty} G_{\xi}(\omega) |S(j\omega)|^2 \exp(j\omega \Delta t) d\omega / \int_{-\infty}^{\infty} G_{\xi}(\omega) |S(j\omega)|^2 d\omega. \quad (42)$$

Согласно (42), значение  $R_{\xi}(\Delta t) = 1$  достигается при  $\Delta t = 0$ , в частности, можно показать, что  $\Delta t = 0$ , если  $\varphi_0 = \varphi_{\xi}$ . Таким образом, если угловые положения источников СШПС и ГУП совпадают, то проигрыш в точности оценки угла прихода отсутствует.

Рассмотренная двухпозиционная система измерения угла прихода СШПС может быть использована в качестве основного функционального узла при построении триангуляционной системы (рис.17) с базой  $d$  для определения местоположения источника радиоизлучения (ИРИ). В этом случае в точке М расположен источник СШПС, в точках 1 и 2 расположен первый двухпозиционный измеритель (ДПИ) угла прихода, а в точках 3 и 4 должен располагаться второй ДПИ угла прихода.

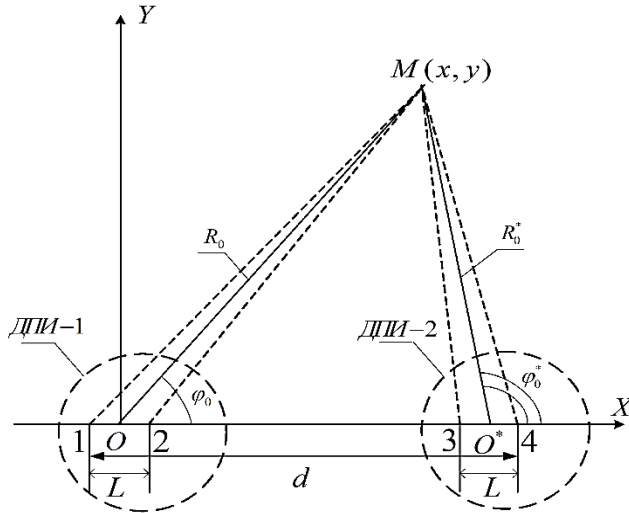


Рис. 17. Построение триангуляционной системы местоопределения источника СШПС.

Одним из преимуществ рассмотренной триангуляционной системы определения местоположения источника СШПС является низкие требования к синхронизации приемников сигналов в точках ДПИ угла прихода СШПС. Однако для реализации такой системы необходимо использовать четыре измерителя времени появления СШПС. Для таких систем местоопределения, при значительных расстояниях до объекта разведки, и относительно больших базах системы точность измерения времени появления сигнала должна составлять сотни пикосекунд – единицы наносекунд; если расстояние до ИРИ относительно невелико и с ним соизмерима база системы, то требования к точности измерения времени появления уменьшаются и составляют единицы – сотни наносекунд. Можно ограничиться 3 измерителями времени появления СШПС, если использовать разностно-дальномерную систему. Геометрию такой системы можно представить в виде как на рис. 18.

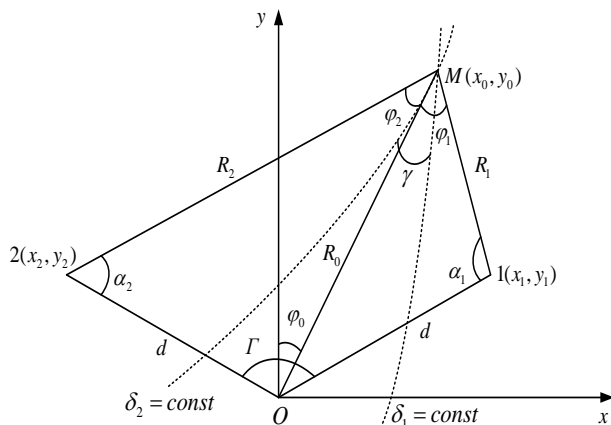


Рис. 18. Разностно-дальномерная система местоопределения ИРИ.

Если выполняется условие  $d \ll R_0$ , то среднеквадратическую ошибку (СКО) местоположения источника СШПС при наличии ГУП можно выразить через дисперсию  $\sigma_{\varphi_{\xi}}^2$  оценки угла прихода СШПС:

$$\sigma_{Tr\xi} = \sigma_{\varphi_{\xi}} R_0^2 \sqrt{2} / d |\sin \varphi_0|.$$

При отсутствии ГУП СКО местоположения источника СШПС можно выразить через дисперсию  $\sigma_{\varphi}^2$  оценки угла прихода двухпозиционной системой, то есть:

$$\sigma_{Tr} = \sigma_{\varphi} R_0^2 \sqrt{2} / d |\sin \varphi_0|.$$

На рис. 18 две одинаковые базы  $d$  расположены под произвольным углом  $\Gamma$ . Два пункта приема 1 и 2 расположены в точках 1 и 2 с координатами  $(x_1, y_1)$  и  $(x_2, y_2)$  соответственно. Третий пункт приема расположен в точке  $O$ . Положение источника СШПС, расположенного в точке  $M$ , определяется полярными координатами  $(R_0, \varphi_0)$  или их декартовыми аналогами  $(x_0, y_0)$ .

Показано, что требования к точности измерения времени появления сигнала при использовании разностно-дальномерного метода по сравнению с триангуляционными системами несколько снижаются.

При наличии ГУП СКО местоположения источника СШПС на основе разностно-дальномерного метода можно выразить через дисперсию  $\sigma_{\Delta\theta_\xi}^2$  оценки разности моментов появления СШПС

$$\sigma_{Gr1} = \sqrt{\frac{c^2 \sigma_{\Delta\theta_\xi}^2 \sin^2(\gamma)}{4} \left[ \sin^{-2}\left(\frac{\varphi_1}{2}\right) + \sin^{-2}\left(\frac{\varphi_2}{2}\right) \right]}, \quad (43)$$

где  $\varphi_1, \varphi_2, \gamma$  – углы, указаны на рис. 18,  $\sigma_{\Delta\theta_\xi}^2$  – дисперсия оценки разности моментов появления СШПС при воздействии помех.

При отсутствии помех СКО определения местоположения на основе разностно-дальномерного метода представим в виде

$$\sigma_{Gr} = \sqrt{\frac{c^2 \sigma_{\Delta\theta}^2 \sin^2(\gamma)}{4} \left[ \sin^{-2}\left(\frac{\varphi_1}{2}\right) + \sin^{-2}\left(\frac{\varphi_2}{2}\right) \right]}. \quad (44)$$

Здесь  $\sigma_{\Delta\theta}^2$  – дисперсия оценки разности моментов появления СШПС при отсутствии помех.

Найдем, во сколько раз увеличится СКО местоположения источника СШПС вследствие воздействия ГУП:

$$\chi_\xi = \frac{\sigma_{Gr1}}{\sigma_{Gr}} = \sqrt{\chi - R_\xi(\Delta t)(\chi - 1)}. \quad (45)$$

В качестве конкретного примера рассмотрим точность местоопределения СШПС в виде моноцикла второго порядка, спектр которого можно записать в виде

$$S(j\omega) = \frac{\omega^2 \tau^2 \exp(-\omega^2 \tau^2 / 8\pi)}{8\pi}. \quad (46)$$

Здесь  $\tau$  – длительность импульса.

В результате в соответствии с (45) получаем следующую формулу для проигрыша в СКО местоположения СШПС вследствие воздействия ГУП:

$$\chi_\xi = \left\{ 1 + q\varepsilon \left[ 1 - R_\xi(\Delta t) \right] \right\}^{1/2}. \quad (47)$$

Здесь

$$\varepsilon = \frac{\int_{\omega_0 - \Omega/2}^{\omega_0 + \Omega/2} \left| \omega^2 \exp\left(-\frac{\omega^2 \tau^2}{8\pi}\right) \right|^2 d\omega}{\int_0^\infty \left| \omega^2 \exp\left(-\frac{\omega^2 \tau^2}{8\pi}\right) \right|^2 d\omega} \quad (48)$$

– относительная доля энергии сигнала в полосе частот, пораженной ГУП,

$$R_\xi(\Delta t) = \frac{\int_{\omega_0 - \Omega/2}^{\omega_0 + \Omega/2} \left| \omega^2 \exp\left(-\frac{\omega^2 \tau^2}{8\pi}\right) \right|^2 \exp(j\omega \Delta t) d\omega}{\int_{\omega_0 - \Omega/2}^{\omega_0 + \Omega/2} \left| \omega^2 \exp\left(-\frac{\omega^2 \tau^2}{8\pi}\right) \right|^2 d\omega}. \quad (49)$$

Полагаем, что источники СШПС и ГУП разнесены на значительный угол, так что  $L(\cos \varphi_0 - \cos \varphi_\xi) \gg L_\xi$ , при этом  $R_\xi(\Delta t) = 0$ . Здесь  $L_\xi = 2\pi c / \Omega_\xi$  – пространственная длина интервала корреляции ГУП.

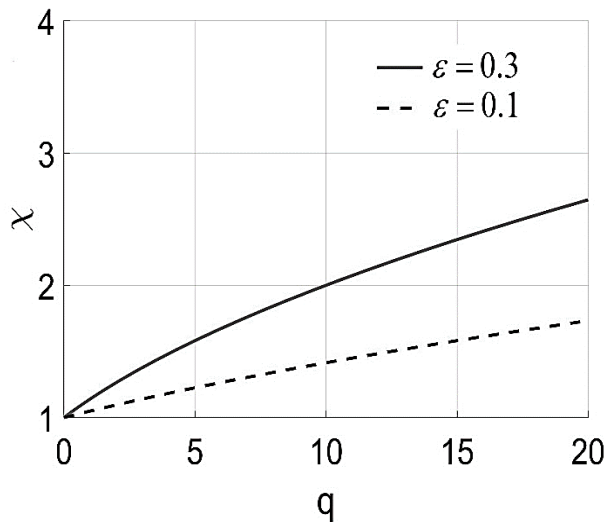


Рис. 19. Зависимости СКО точности местоположения источника СШПС от ОПШ.

точность измерения зависит от мощности и направления на источник помех.

**В заключении** сформулированы основные результаты исследований и сделаны заключительные выводы по диссертационной работе:

1. Наличие ГУП ОСШ по мощности на выходе КП алгоритма обработки СШПС снижается прямо пропорционально интенсивности помехи и относительной доле энергии СШПС в полосе частот, пораженной помехой.

2. Результаты исследования влияния ГУП на эффективность приема СШПС с неизвестными МПИ показывают, что поражение спектра сигнала помехой более, чем на 20%, во многих случаях не приемлемо, т.к. приводит к увеличению вероятности ошибки обнаружения более, чем на порядок. При этом рассеяние оценки МПИ увеличивается примерно на порядок в зависимости от отношения помеха-шум.

3. Результаты исследования влияния ГУП на точность оценки ширины спектра СШПС при неизвестных МПИ показывают, что точность оценки асимптотически стремится к точности оценки ширины спектра в случае известных МПИ и определяется величиной интенсивности и шириной полосы частот помехи.

4. Разработаны алгоритмы, позволяющие определить координаты источников СШПС в сложной сигнально-помеховой обстановке на основе трехпозиционной разностно-дальномерной системы при использовании оценок моментов времени появления сигнала, а также на основе двухпозиционной триангуляционной системы, в которой вместо обнаружителя-пеленгатора используется пара синхронизированных измерителей времени появления сигнала.

### Публикации по теме диссертации

#### *Публикации в изданиях, рекомендованных ВАК РФ*

1. Трифонов, П. А. Методика оценки степени влияния гауссовских узкополосных помех на эффективность обнаружения сверхширокополосных сигналов с неизвестными моментами появления и исчезновения при наличии гауссовского белого шума / П. А. Трифонов, **Т. Т. Доан** // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика. – 2021. – № 2. – С. 32-41.

2. Трифонов, П. А. Алгоритмы обнаружения последовательности сверхширокополосных сигналов при наличии сигнально-помеховой априорной неопределённости / П. А. Трифонов, **Т. Т. Доан**, Н. Н. Ахмад // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика. – 2022. – № 2. – С. 25-38.

3. Трифонов, П. А. Точные формулы для расчета статистических характеристик обнаружения сверхширокополосного сигнала с неизвестными моментами появления и

На рис. 19 представлены зависимости СКО точности местоположения источника СШПС от ОПШ вследствие воздействия ГУП для некоторых значений относительной доли энергии сигнала в полосе частот, пораженной ГУП. Анализируя зависимости, представленные на рис. 19, можно сделать вывод, что увеличение величины ОПШ и относительной доли энергии сигнала в полосе частот, пораженной помехой, приводит к увеличению СКО местоположения.

Итак, показано, что для всех рассмотренных методик определения местоположения источника СШПС,

исчезновения принимаемого на фоне узкополосных помех и гауссовского белого шума / П. А. Трифонов, **Т. Т. Доан**, Н. Н. Ахмад // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика. – 2022. – № 4. – С. 5-14.

4. Трифонов, П. А. Оценка точности местоопределения разностно-дальномерным методом источников сверхширокополосных сигналов при наличии помех / П. А. Трифонов, **Т. Т. Доан**, Н. Н. Ахмад // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика. – 2023. – № 2. – С. 22-26.

5. Трифонов, П. А. Оценка точности измерения координат источников сверхширокополосных сигналов при наличии помех / П. А. Трифонов, **Т. Т. Доан** // Известия вузов. Радиофизика. – 2024. – Т. 67, № 3. – С. 269-278.

6. Трифонов, П. А. Влияние гауссовских узкополосных помех на точность оценки средней частоты сверхширокополосных сигналов / П. А. Трифонов, **Т. Т. Доан** // Теория и техника радиосвязи. – 2024. – № 3. – С. 29-34.

7. **Доан, Т. Т.** Алгоритм обнаружения одиночного и последовательности сверхширокополосных сигналов с неизвестными моментами появления и исчезновения при наличии помех / Т. Т. Доан, П. А. Трифонов // Журнал радиоэлектроники. – 2024. – №. 12. – С. 1-15.

8. **Доан, Т. Т.** Методика оценки частотных параметров сверхширокополосных сигналов с неизвестной формой спектра при наличии помех / Т. Т. Доан, П. А. Трифонов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2025. – Т. 28, № 1. – С. 7-13.

*Публикации в сборниках конференций*

9. Трифонов, П. А. Оценка степени влияния априорной неопределенности на эффективность обнаружения сверхширокополосных сигналов с неизвестными моментами появления и исчезновения принимаемых на фоне узкополосных помех и гауссовского белого шума / П. А. Трифонов, **Т. Т. Доан** // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б.Я. Осипова. В 6-ти томах, Воронеж, 29 сентября 2022 года. Том 4. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2022. – С. 297-307.

10. **Доан, Т. Т.** Перспективы применения радиоэлектронных систем со сверхширокополосными сигналами в настоящее время / Т. Т. Доан // Студенческая наука как ресурс инновационного потенциала развития: Материалы и доклады X Международной студенческой научной конференции, Воронеж, 17 мая 2022 года. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2022. – С. 207-210.

11. Трифонов, П. А. Разработка алгоритмов оценки моментов появления и исчезновения сверхширокополосных сигналов, принимаемых на фоне узкополосных помех и гауссовского белого шума / П. А. Трифонов, **Т. Т. Доан**, Н. Н. Ахмад // Научный альманах. – 2023. – № 1-2(99). – С. 130-138.

12. Трифонов, П. А. Влияние узкополосных помех на точность оценки частотных параметров сверхширокополосных сигналов неизвестной формы / П. А. Трифонов, **Т. Т. Доан** // Охрана, безопасность, связь. – 2023. – № 8-2. – С. 57-65.

13. Трифонов, П. А. Оценка влияния узкополосных помех на точность измерения местоположения источников сверхширокополосных сигналов / П. А. Трифонов, **Т. Т. Доан**, Н. Н. Ахмад // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ. В 5-ти томах, Воронеж, 18–20 апреля 2023 года. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2023. – С. 363-370.