

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»
(ФГБОУ ВО «ВГУ»)

На правах рукописи

Ле Ван Донг

**Алгоритмы комплексирования информации в распределенных
радиофизических системах**

Специальность 1.3.4 – Радиофизика

Диссертация
на соискание ученой степени кандидата
физико-математических наук

Научный руководитель
доктор физико-математических наук,
профессор Парфенов В.И.

Воронеж – 2022

Оглавление

Оглавление	2
ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1 СИНТЕЗ И АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ СОВМЕСТНОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ В РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СЕНСОРНЫХ СИСТЕМАХ	15
1.1 Алгоритмы, выносящие решения о наличии или отсутствии проникновения на охраняемый объект, в беспроводных сенсорных системах	17
1.2 Анализ влияния окружающей среды на эффективность обнаружения объектов распределённой системой с использованием	25
датчиков звукового и вибрационного типа	25
1.3 Анализ влияния окружающей среды на эффективность обнаружения распределённой системой с использованием датчиков инфракрасного излучения	31
1.4 Выводы к главе 1	47
ГЛАВА 2 РАСПРЕДЕЛЕННОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ ПРОНИКНОВЕНИЯ НА ПРОТЯЖЕННЫЙ ОБЪЕКТ	49
2.1 Математическая модель контуров объектов	51
2.2 Распределенное обнаружение цели при ее известном положении на береговой линии	54
2.3 Распределенное обнаружение цели при ее неизвестном положении на береговой линии	63
2.4 Выводы к главе 2	69
ГЛАВА 3 СИНТЕЗ И АНАЛИЗ АЛГОРИТМА РАСПРЕДЕЛЕННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ С УЧЕТОМ НЕНАДЕЖНОСТИ СЕНСОРОВ.....	71
3.1 Алгоритм распределенного обнаружения с учетом возможности выхода сенсоров из строя	71
3.2 Распределенное обнаружение цели при охране береговой линии с учетом вероятности выхода из строя сенсоров.....	76

3.2.1 Алгоритм распределенного обнаружения цели при известном ее положении на береговой линии с учетом вероятности выхода из строя сенсоров	77
3.2.2 Распределенное обнаружение цели при неизвестном ее положении на береговой линии с учетом вероятности выхода из строя сенсоров.....	79
3.3 Выводы к главе 3.....	84
ГЛАВА 4 РАСПРЕДЕЛЕННОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ МЯГКИХ СХЕМ ВЫНЕСЕНИЯ РЕШЕНИЙ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СИСТЕМАХ.....	86
4.1 Алгоритмы распределённого обнаружения на основе применения мягкой схемы вынесения решений в локальных сенсорах	86
4.2 Алгоритм распределённого обнаружения на основе применения декодирования мягких решений в центральном узле	99
4.3 Алгоритм распределенного обнаружения на основе применения мягких схем вынесения решений как в локальных сенсорах, так и в центральном узле	109
4.4 Выводы к главе 4.....	120
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	122
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	124
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	125
Приложение А Экспериментальная апробация исследуемого синтезированного алгоритма	136
Приложение Б Результаты эксперимента.....	150
Приложение В Листинг программы для контроля состояния каналов связи.....	157
Приложение Г Листинг программы для алгоритма функционирования в сенсорных узлах	159
Приложение Д Листинг программы для измерения характеристик эффективности локальных сенсоров и комплексного алгоритма обнаружения центральным узлом	163

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. В последнее время в связи с усиливающимися мировыми тенденциями роста стоимости энергии, повышения эффективности и экологичности производства, обеспечения безопасности человеческой и природной жизни уделяется большое внимание разработке и внедрению инновационных технологий, основанных на миниатюрных вычислительных и коммуникационных системах, в том числе, беспроводных сенсорных системах. Беспроводная сенсорная сеть (БСС) – это распределенная, самоорганизующаяся сеть, состоящая из множества распределённых миниатюрных локальных сенсоров, предназначенных для отслеживания физических явлений или условий окружающей среды, а также исполнительных устройств, объединенных между собой радиоканалом [1, 2, 3].

Благодаря своей высокой гибкости, расширенному охвату наблюдения, надежности, мобильности и энергетической эффективности, БСС находят широкое применение в разных сферах деятельности (промышленность, транспорт, робототехника, жилищно-коммунальное хозяйство и пр.); кроме того, они имеют высокий потенциал в области военного наблюдения, обеспечения безопасности, мониторинга окружающей среды и пр. [4-12]. В частности, можно отметить следующие особенности применения БСС. На сегодняшний день при мониторинге технического состояния жилых, общественных и промышленных зданий, мостовых сооружений применение БСС позволяет качественно контролировать технические характеристики состояния зданий и сооружений, таких как вибрация, деформация, температура элементов и т.д. Отслеживание их изменения не только позволяет делать выводы о техническом состоянии сооружений, прогнозировать дальнейшие последствия, но и своевременно предпринимать меры для предотвращения возникновения трещин, частичного или полного разрушения конструкций. В хозяйственной сфере современные технологии выращивания овощей, цветов, зеленных культур требуют постоянного поддержания определённой нормы состояния микроклимата в теплицах. При

этом мониторинг технического состояния сооружения с помощью БСС является одной из наиболее оптимальных и экономичных решений. Применение БСС для контроля состояния технических параметров теплиц (температуры, влажности, уровня освещенности) позволяет экономить 15-20% тепла, и, в результате, делать процесс производства более эффективным и менее трудоемким [1, 2]. Для военных целей БСС играют жизненно важную роль в системах управления связи, военного командования, вычислительной техники, разведки, наблюдения и отслеживания намерений действий противника. При этом на полях сражения даже разрушение некоторых сенсорных узлов БСС вследствие агрессивных действий не сильно влияет на военную операцию в связи с большим количеством эксплуатируемых малоиспользуемых и малозатратных сенсорных узлов [13]. Следует также отметить, что с учетом малых габаритов и большой областью развертывания локальных сенсоров БСС обладают высокой степенью скрытности и надежности.

В настоящее время ежегодный рост количества стихийных бедствий, несущих угрозу человеческой и природной жизни в мире, приводит к необходимости повышения в существующих и внедряемых системах обеспечения безопасности и оповещения характеристик, связанных с их своевременностью и эффективностью. Для этой цели успешно решается задача экологического мониторинга с использованием БСС. Подобная система обеспечивает раннее обнаружение и прогнозирование признаков возникновения природных, антропогенных катастроф, таких как землетрясения, цунами, наводнений, загрязнения воздуха, лесных пожаров, утечки газа и т.д. Благодаря миниатюризации используемых сенсоров, в соответствии со своим предназначением БСС способны работать в любых топографических и климатических условиях окружающей среды [13].

Несмотря на разнообразное применение БСС во многих сферах деятельности, отметим, что общее функционирование централизованных БСС основывается на одинаковых принципах. Эти принципы заключаются в следующем: каждый локальный сенсор предварительно обрабатывает

собственные наблюдения и извлекает информацию об интересующих объектах и явлениях, а затем передаёт эту информацию через канал связи в центральный узел (ЦУ), в котором и реализуется совместная обработка принятых данных и выносится окончательное решение на основе выбранного решающего правила. Учитывая существенное влияние различных факторов (таких, как шум окружающей среды, помехи, возможность выхода из строя сенсоров, наличие априорной неопределённости относительно параметров наблюдаемых объектов или явлений, климатические, погодные условия среды и т.д.) на функционирование БСС, актуальной становится проблема выбора оптимальных или субоптимальных алгоритмов комплексирования информации в БСС с целью повышения эффективности их работы.

К типичным решаемым БСС задачам можно отнести задачи, связанные с обнаружением, оцениванием параметров или отслеживанием цели (объекта наблюдения). При этом распределенное обнаружение – это одна из наиболее важных задач при мониторинге. Действительно, проблема распределённого обнаружения, в частности, формирование оптимального решающего правила в ЦУ, в последние десятилетия привлекает существенное внимание. Существует большое количество научных работ, посвященных решению этой проблемы в различных условиях функционирования БСС (WSN – Wireless Sensor Networks) [14-37]. Отметим некоторые особенности, присущие большинству этих работ. В классических работах Chair-Varshney [14, 15], а также в последующих [17-28] при синтезе комплексного алгоритма обычно учитываются лишь характеристики эффективности локальных сенсоров. Такой алгоритм является оптимальным только в случае идеального канала связи между сенсорами и ЦУ. Однако в связи с очевидно имеющимися энергетическими ограничениями в БСС, мощности передач сенсоров обычно невелики, кроме того, из-за наличия замираний, шумов окружающей среды и пр. неизбежно возникают ошибочные решения при передаче информации в канале связи. Следовательно, необходимо учитывать эти особенности при решении задачи распределённого обнаружения. Для выхода из этого положения были исследованы различные решающие правила в работах [16,

29-36]. В зависимости от степени мгновенного состояния канала были предложены оптимальное решающее правило на основе алгоритма максимального правдоподобия (LR) и несколько неоптимальных решающих правил типа “maximum ratio combiner (MRC)”, “equal gain combiner (EGC)” и т.д. [29-35]. В условиях ограниченных ресурсов получение мгновенной информации о состоянии канала связи и формирование таких решающих правил на основе большого количества совместных принятых сигналов в ЦУ являются громоздкими и непрактичными, особенно, при динамичном изменении информационной обстановки. Чтобы избежать подобного требования знания мгновенного состояния канала, также были предложены правило “LRT-CS”, основанное на статистке канала [30, 32, 33, 34, 35] и решающее правило “LRT-BER”, учитывающее вероятность битовой ошибки (BER) [36]. Несмотря на существенные положительные аспекты вышеприведенных алгоритмов, необходимо отметить, что в этих и других литературных источниках для вычисления показателей эффективности принятия решения системой обычно используются либо аналитические выражения, полученные приближенно на основе применения центральной предельной теоремы, либо метод компьютерного моделирования. Наличие перечисленных недостатков также явилось одной из причин, выполненных автором диссертационной работы.

Действительно, в связи со случайным характером наблюдаемых объектов (времени и местоположения) при применении БСС актуальной является задача обнаружения цели с неизвестными параметрами, в частности, ее координатами. Такая типичная задача была рассмотрена в [37] на основе совместной обработки дискретных локальных решений сенсоров. Однако для анализа эффективности этой системы авторы учитывали лишь вероятности ошибок самих локальных сенсоров без учета характеристик канала связи. Кроме того, следует отметить, что в существующих литературных источниках обычно практически никак не учитывается возможность выхода сенсоров из строя. В тоже время характерной особенностью БСС является миниатюризация сенсоров. Вследствие этого необходимо учитывать следующие факты, влияющие на надежность сенсоров в

процессе функционирования БСС: небольшой срок службы батарей, большая возможность физического уничтожения при их функционировании, в значительной степени, на открытой местности, и пр.

Еще одной существенной характерной особенностью вышеприведенных синтезированных алгоритмов является то, что для формирования решающих правил принятия решения системой, как на уровне локальных сенсоров при вынесении локальных решений о наличии или отсутствии наблюдаемого объекта, так и в центральном узле при приеме данных о локальных решениях, часто применяются жесткие схемы вынесения решений, которые обычно представляются в виде бинарной информации: бит «1» означает наличие обнаруживаемого объекта, а бит «0» означает отсутствие объекта. Такие решения также называются жесткими (Hard Decision – HD). Очевидно, что применение жестких решающих правил не требует ни большой пропускной способности коммуникационной системы связи, ни существенных затрат системных ресурсов. Тем не менее, они ограничивают эффективность принятия решения системой вследствие, как потери части информации о наблюдаемых данных на уровне сенсоров, так и потери части информации о передаваемых локальных решениях на уровне ЦУ [38, 41]. Выходом из первого положения может служить вынесение локальными сенсорами двухбитных или многобитных мягких решений, на основе которых синтезированы различные решающие правила, приведенные в [14, 39, 40, 41]. При этом в классических работах [14, 39, 40] при синтезе такого алгоритма принятия решения учитываются лишь характеристики локальных сенсоров, без учета возможных ошибок, возникающих в канале связи «сенсор-ЦУ», вследствие чего ограничивается область условий его применения. Для решения данной проблемы, с учетом ошибочных решений при передаче информации в канале связи, в работе [41] было исследовано решающее правило принятия решения, в котором комплексный алгоритм обнаружения основывается на комбинации как мягких, так и жестких решений (Soft-Hard Combination Decision – SHD) в кластерной структуре БСС. Функционирование подобного алгоритма заключается в том, что мягкие локальные решения (Soft Decision – SD) передаются в кластеры,

в которых выносятся жесткие решения о наличии или отсутствии объекта на основе имеющихся решающих правил; далее жесткие решения от кластеров комплексуются в ЦУ для вынесения окончательного решения. Отметим, что в такой структуре системы обнаружения требуются дополнительные затраты ресурсов за счет использования кластеров. Для вынесения жестких решений в кластерах формирование решающего правила на основе большого количества совместных принятых сигналов является громоздким и неоптимальным. При этом следует отметить, что для вычисления показателей эффективности подобных мягких решающих правил также отсутствуют теоретические аналитические выражения, позволяющие точно найти характеристики эффективности принятия решения системой.

В практических условиях потеря части информации о передаваемых локальных решениях часто обусловлена воздействием помех в канале связи. Очевидно, что для повышения эффективности приема в этих условиях при приеме локальных решений в ЦУ также целесообразно применять мягкую схему принятия решений с целью обеспечения ЦУ большим количеством информации о передаваемых данных. В итоге, действительно, актуализируется проблема синтеза и анализа алгоритма распределённого обнаружения на основе применения мягкой схемы вынесения решений в отдельных звеньях системы, либо во всех звеньях системы: как на уровне локальных сенсоров, так и в центральном узле в различных условиях функционирования.

Цель работы. Целью научного исследования является разработка теоретических основ построения алгоритмов распределенного обнаружения беспроводной сенсорной системой, а также совершенствование методов анализа алгоритмов совместной обработки информации в подобной системе с учетом особенности функционирования ее элементов, в том числе локальных сенсоров, канала связи и центрального узла. Для достижения поставленной цели в диссертационной работе были сформулированы и решены следующие задачи:

- синтез и анализ алгоритма комплексирования информации в БСС при решении задачи обнаружения объекта наблюдения с учетом воздействия помех в

канале связи. Нахождение точных простых аналитических выражений для характеристик эффективности обнаружения;

- исследование влияния свойств окружающей среды на эффективность обнаружения БСС с использованием датчиков инфракрасного, звукового и вибрационного типа. Обоснованный выбор параметров системы в заданных условиях наблюдения для достижения требуемых характеристик обнаружения;

- синтез и анализ алгоритмов совместной обработки в БСС при охране контуров объектов в различных условиях функционирования системы. Сравнительный анализ характеристик обнаружения цели на контуре протяженного объекта при ее известном и неизвестном местоположении;

- синтез и анализ алгоритма распределённого обнаружения в БСС с учетом возможного выхода сенсоров из строя. Исследование эффективности функционирования синтезированного алгоритма распределённого обнаружения с учетом вероятности ненадежности сенсоров;

- синтез и анализ алгоритмов распределённого обнаружения на основе использования мягких решений в БСС. Исследование эффективности функционирования синтезированных алгоритмов распределенного обнаружения на основе использования мягких решений. Сравнительный анализ характеристик эффективности синтезированных мягких алгоритмов распределенного обнаружения по сравнению с жесткими алгоритмами.

Методы проведения исследований. При решении задачи распределенного обнаружения в БСС использовались методы теории проверки статистических гипотез для вынесения решения о наличии или отсутствии цели на наблюдаемом объекте. На основе применения метода интерполяции удалось получить коэффициенты пропускания излучения водяным паром и углекислым газом из таблиц Пассмана и Лармора. Для математического описания контура охраняемых объектов применялся метод геометрического моделирования с использованием составных кривых Безье. При синтезе и анализе алгоритмов обнаружения цели с неизвестным положением применялся обобщенный метод

максимального правдоподобия, а для нахождения статистических характеристик широко использовались методы компьютерного моделирования на ЭВМ.

Научная новизна диссертационной работы заключается в следующем:

- синтезированы новые алгоритмы распределенного обнаружения с учетом возможных ошибок, возникающих при функционировании БСС, в частности, за счет помех, как на уровне локальных сенсоров, так и в канале радиосвязи. Впервые найдены точные простые теоретические выражения для характеристик эффективности (вероятности ошибок первого и второго рода всей системы) синтезированных алгоритмов;

- впервые выполнен анализ влияния факторов окружающей среды, в том числе географических и климатических условий, на эффективность обнаружения в БСС с использованием датчиков звукового, вибрационного и теплового типа;

- синтезированы новые алгоритмы распределённого обнаружения цели на контуре протяженных объектов в случае неидеального канала связи, а также с учетом вероятности ненадежности сенсоров при априорном неизвестном положении цели;

- впервые синтезированы алгоритмы распределенного обнаружения с учетом вероятности ненадежности сенсоров. Получены простые точные выражения для характеристик их эффективности и выполнен анализ влияния вероятности ненадежности сенсоров на эффективность системы;

- синтезированы новые алгоритмы распределенного обнаружения при применении мягких схем вынесения решений в различных условиях функционирования БСС. Для оценки степени эффективности синтезированных алгоритмов найдены точные аналитические рекуррентные выражения для суммарных вероятностей ошибок принятия решения при различных значениях вероятностей ошибок локальных сенсоров и радиоканала связи.

Теоретическая и практическая значимость. Теоретическая значимость диссертационной работы заключается в развитии методологии статистической радиофизики применительно к задачам распределенного обнаружения беспроводной сенсорной системой, в том числе в совершенствовании методов

синтеза и анализа алгоритма комплексирования информации в подобной системе с учетом характеристик эффективности функционирования ее элементов. Полученные в работе теоретические выражения для вероятностей ошибок всей системы позволяют точно найти и оценить ее эффективность обнаружения разработанными синтезированными алгоритмами. Показано, что использование алгоритмов обнаружения на основе комплексирования мягких решений позволяет повысить эффективность обнаружения по сравнению с жесткими алгоритмами. Приведенные теоретические и численные исследования представляют отдельный практический интерес не только при предварительном выборе типа сенсоров и размера сети БСС при ее эксплуатации, но и при выборе алгоритма распределенного обнаружения в соответствии с требованиями к пропускной способности канала связи при заданной требуемой эффективности принятия решения системой. Практическая значимость результатов диссертационной работы состоит в возможности применения синтезированных в ней алгоритмов в различных радиофизических приложениях, например, в радиоразведке, охранных системах, при мониторинге за окружающей средой или производственными (и другими) процессами. Кроме того, исследования, выполненные на разработанном экспериментальном макете, подтверждают работоспособность синтезированных алгоритмов.

Основные результаты и положения, выносимые на защиту.

На защиту выносятся следующие положения и результаты исследований:

- методики синтеза алгоритма комплексирования информации в БСС при решении задачи обнаружения объекта наблюдения с учетом воздействия помех в канале связи, обеспечивающие повышение эффективности обнаружения объектов совокупностью сенсоров;

- повышение эффективности обнаружения объектов в БСС датчиками инфракрасного, звукового и вибрационного типов может быть достигнуто путем выбора определенного частотного диапазона, границы которого существенно зависят от условий окружающей среды и метеобстановки;

- методики синтеза алгоритмов совместной обработки в БСС при охране контуров объектов, обеспечивающие повышенную, по сравнению с одноканальными системами, эффективность обнаружения цели при ее известном и неизвестном местоположении;

- методика синтеза алгоритма распределённого обнаружения объектов в БСС с учетом возможного выхода сенсоров из строя, обеспечивающая повышение эффективности обнаружения в этих условиях;

- методики синтеза новых алгоритмов распределенного обнаружения, основанные на мягких схемах вынесения решений, в различных условиях функционирования БСС, и характеристики их эффективности, позволяющие определить наилучшие условия их функционирования по сравнению с алгоритмами, основанными на жестких схемах вынесения решений.

Достоверность результатов, содержащихся в диссертационной работе, основывается на корректном использовании математического аппарата статистической радиофизики и обоснованных физических методов; подтверждается совпадением выносимых на защиту результатов с ранее известными в частных случаях, а также соответствием аналитических результатов с результатами, полученными путем статистического моделирования на компьютере. Достоверность полученных результатов и работоспособность синтезируемых алгоритмов также подтверждаются результатами исследований, выполненными на экспериментальном, созданном автором, макете.

Апробация работы. Основные положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на международных и всероссийских конференциях: международной научно-технической конференции “Радиолокация, навигация и связь”, г. Воронеж, 2019; международной научно-технической конференции “Радиолокация, навигация и связь”, г. Воронеж, 2020; международной научно-технической конференции “Радиолокация, навигация и связь”, г. Воронеж, 2021; всероссийской конференции “Охрана, безопасность, связь”, г. Воронеж, 2019.

Публикации. По теме диссертационной работы опубликовано 10 научных работ [87-96], в том числе 5 работ [88, 89, 90, 95, 96] опубликованы в изданиях, рекомендованных ВАК для публикации основных результатов диссертационных работ, а 1 работы [93] - в изданиях, включённых в глобальные индексы цитирования Scopus и Web of Science. Остальные работы [87, 91, 92, 94] 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 103 наименований, приложений. Общий объем диссертации составляет 166 страниц, включая 53 рисунков и 12 таблиц.

ГЛАВА 1 СИНТЕЗ И АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ СОВМЕСТНОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ В РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СЕНСОРНЫХ СИСТЕМАХ

В радио- и гидролокации традиционные задачи обнаружения и отслеживания объектов зачастую решаются на основании данных, измеряемых непосредственно одним устройством, таким как радар или гидролокатор. В таких однопозиционных системах обычно применяются классические методы статистической проверки гипотез [42]. В отличие от этого принципа в БСС при решении задачи обнаружения для наблюдения за интересующим объектом используются одновременно несколько распределенных по пространству сенсоров (датчиков). Под сенсором будем понимать устройство, воспринимающее внешние воздействия любой физической природы (температуры, давления, силы света и пр.) и реагирующее на них изменением электрических сигналов, в результате обработки которых сенсор извлекает информацию о наблюдаемых объектах или явлениях. Кроме того, каждый локальный узел содержит не только измерительный сенсор, но и встроенный передатчик, который предназначается для передачи информации об интересующих объектах в центральный узел (ЦУ) по беспроводному каналу связи. Следовательно, при функционировании БСС можно выделить три основных составляющих: локальные сенсоры, канал связи и центральный узел обработки данных. Каждый из них решает свои задачи. При этом для ЦУ основной задачей является принятие окончательного решения о наличии или отсутствии объектов или явлений на основе выбранного решающего правила.

Поиску оптимальных (или близких к ним) решающих правил распределённого обнаружения при принятии решения в ЦУ посвящены многие исследования, начиная со старых классических работ Varshney P. K. [14, 15] и заканчивая современными [16-37]. Общий принцип формирования решающего правила основывается на комплексировании информации, принятой от локальных сенсоров с учетом возможных ошибок в БСС. Такие ошибки зависят от правил

функционирования, как самих сенсоров, так и центрального узла. Однако для обеспечения совместной обработки данной информации в ЦУ данные о локальных решениях по радиоканалу передаются в ЦУ с помощью определенного метода разделения каналов [43, 44] (например, частотного или временного). При этом в простейшем случае решения, выносимые локальными сенсорами, могут быть представлены в виде бинарной информации: бит «1» означает наличие обнаруживаемого объекта, а бит «0» означает отсутствие объекта. Далее эти решения преобразуются, модулируются и по радиоканалу передаются в ЦУ.

Отметим, что при функционировании БСС окружающая среда также является одним из элементов, который непосредственно оказывает влияние на эффективность, как локальных сенсоров, так и канала радиосвязи «сенсор – ЦУ». Учтем, что функциональный принцип работы измерительного сенсора прямого действия практически всегда основан на восприятии физических явлений, связанных с природными физическими факторами (температуры, давления, вибрации, силы света и пр.). Любое изменение таких характеристик окружающей среды, очевидно, также влияет на качество работы сенсоров. А при передаче локальных решений по радиоканалу связи передаваемые сигналы могут быть также искажены из-за наличия шума, замираний в среде и пр. Следовательно, актуальной задачей является синтез и анализ эффективности комплексного алгоритма распределённого обнаружения с учетом влияния двух имеющихся в подобной системе каналов передачи информации, а именно, имеющегося ослабления излучения (при использовании соответствующих датчиков) в канале «объект-сенсор», а также помех в канале радиосвязи «сенсор – ЦУ».

Таким образом, в данной главе рассмотрены оптимальные алгоритмы распределенного обнаружения в БСС как при идеальном, так и при неидеальном канале связи, а также выполнен анализ степени влияния окружающей среды на качество функционирования БСС с использованием типичных датчиков различного типа, в частности датчиков инфракрасного, звукового и вибрационного типов.

1.1 Алгоритмы, выносящие решения о наличии или отсутствии проникновения на охраняемый объект, в беспроводных сенсорных системах

Рассмотрим следующие общие условия функционирования БСС, примером которой может служить распределённая система охраны. Предположим, что для наблюдения за охраняемым объектом, находящимся в некоторой области пространства, используют K сенсоров. Введем в рассмотрение две гипотезы: H_1 и H_0 (гипотеза H_1 означает, что проникновение на охраняемый объект присутствует, H_0 – то, что такого проникновения нет). Каждый локальный сенсор в результате обработки имеющегося на входе сигнала на основе заложенного в нем алгоритма обнаружения независимо друг от друга выносит одно из двух решений (т.е. решение представляется в бинарной форме): $u_i = 1$, если i -й сенсор обнаруживает проникновение; $u_i = -1$ в противном случае ($i = 1, \dots, K$). Далее, будем характеризовать эффективность обнаружения сенсором вероятностями ложной тревоги α_i и пропуска цели β_i

Аналогично, обозначим через U_i – решение, выносимое центральным узлом в результате обработки сигнала, пришедшего от i -ого сенсора. Это решение также может быть представлено в бинарной форме: $U_i = 1$, если в ЦУ на основании принятого сигнала выносится решение, что сенсор обнаружил проникновение на охраняемый объект, и $U_i = -1$ – в противном случае. Аналогично, радиоканал между i -м сенсором и ЦУ будем характеризовать его эффективностью, т.е. вероятностями ошибок первого и второго рода A_i и B_i .

В случае идеального канала связи или очень большого отношения сигнал/шум в канале связи оптимальным является классический алгоритм Chair-Varshney [9, 10]. Следует отметить, что в этом случае ЦУ принимает локальные решения от сенсоров безошибочно и вероятности ошибок первого и второго рода A_i и B_i считаются равными нулю. В соответствии с алгоритмом Chair-Varshney решающее правило записывается в виде

$$M = \sum_{i=1}^K X_i \begin{matrix} H_1 \\ \geq \\ h \\ < \\ H_0 \end{matrix} \quad (1.1)$$

$$X_i = \begin{cases} c1_i = \ln((1 - \beta_i)/\alpha_i), & \text{если } U_i = 1, \\ c2_i = \ln(\beta_i/(1 - \alpha_i)), & \text{если } U_i = -1. \end{cases}$$

h – порог обнаружения, который определяется, исходя из выбранного критерия оптимальности.

Далее найдем статистические характеристики эффективности принятия решения всей системой на основе алгоритма (1.1). Несложно показать, что плотности вероятностей случайной величины X_i можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} p(X_i|H_0) &= P[U_i = 1|H_0] \delta(X_i - c1_i) + P[U_i = -1|H_0] \delta(X_i - c2_i), \\ p(X_i|H_1) &= P[U_i = 1|H_1] \delta(X_i - c1_i) + P[U_i = -1|H_1] \delta(X_i - c2_i), \end{aligned} \quad (1.2)$$

где $\delta(\cdot)$ – дельта-функция Дирака.

Поскольку сигнал, несущий информацию о локальных решениях, передается по каналу связи без искажений, с учетом обозначений для вероятностей ошибок первого и второго рода i -го локального сенсора, окончательно перепишем (1.2) в следующем виде:

$$\begin{aligned} p(X_i|H_0) &= \alpha_i \delta(X_i - c1_i) + (1 - \alpha_i) \delta(X_i - c2_i), \\ p(X_i|H_1) &= (1 - \beta_i) \delta(X_i - c1_i) + \beta_i \delta(X_i - c2_i). \end{aligned} \quad (1.3)$$

Итак, случайная величина M является суммой K случайных величин X_i с известными плотностями вероятностей (1.3). Учитывая статистическую независимость этих случайных величин X_i , $i=1, \dots, K$, можно далее пошагово находить плотности вероятностей случайной величины M при $K=2, 3$ и т. д.

Так, при $K=2$ величина M равна сумме двух независимых случайных величин, следовательно, ее плотность вероятностей будет определяться по формуле сверки, как

$$p_2(M) = p(X_1 + X_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} p_{X_1}(X_1) p_{X_2}(M - X_1) dX_1. \quad (1.4)$$

Далее, с учетом формулы (1.3) и фильтрующего свойства дельта-функции Дирака $\delta(\cdot)$ получим следующее выражение для плотности вероятностей величины M при выполнении гипотезы H_1 :

$$p_2(M|H_1) = (1 - \beta_1)(1 - \beta_2)\delta(M - c1_1 - c1_2) + (1 - \beta_1)\beta_2\delta(M - c1_1 - c2_2) + \beta_1(1 - \beta_2)\delta(M - c1_2 - c2_1) + \beta_1\beta_2\delta(M - c2_1 - c2_2). \quad (1.5)$$

Аналогичные вычисления можно выполнить для значений K , больших двух. В результате, можно показать, что плотность распределения вероятностей случайной величины M (при любом K) при выполнении гипотезы H_1 может быть найдена по следующей рекуррентной формуле:

$$p_K(M|H_1) = (1 - \beta_K)p_{K-1}(M - c1_K|H_1) + (1 - \beta_K)p_{K-1}(M - c2_K|H_1). \quad (1.6)$$

Аналогично находится плотность распределения вероятностей случайной величины M при выполнении гипотезы H_0 :

$$p_K(M|H_0) = \alpha_K p_{K-1}(M - c1_K|H_0) + (1 - \alpha_K)p_{K-1}(M - c2_K|H_0). \quad (1.7)$$

Обозначим вероятности ошибок первого и второго рода всей системы через A_{Σ_0} и B_{Σ_0} соответственно. Найдем эти вероятности. Для вероятности ошибки первого рода имеем

$$\begin{aligned} A_{\Sigma_0} &= \int_h^{+\infty} p_K(M|H_0)dM \\ &= \alpha_K \cdot \int_h^{+\infty} p_{K-1}(M - c1_K|H_0)dM + (1 - \alpha_K) \cdot \int_h^{+\infty} p_{K-1}(M - c2_K|H_0)dM \\ &= \alpha_K \cdot \int_{h-c1_K}^{+\infty} p_{K-1}(M|H_0)dM + (1 - \alpha_K) \cdot \int_{h+c2_K}^{+\infty} p_{K-1}(M|H_0)dM. \end{aligned} \quad (1.8)$$

Введем обозначение вида $\int_x^{+\infty} p_K(X|H_0)dX = 1 - \int_{-\infty}^x p_K(X|H_0)dX = 1 - \Psi_K^{(0)}(x)$,

где $\Psi_K^{(0)}(x)$ – функция распределения вероятности. Тогда выражение (1.8) может быть переписано в более удобном виде:

$$\begin{aligned}
A_{\Sigma_0} &= \varphi_K^{(0)} \left(1 - \Psi_{K-1}^{(0)}(h - c1_K) \right) + (1 - \alpha_K) \left(1 - \Psi_{K-1}^{(0)}(h - c2_K) \right) \\
&= 1 - \left[\alpha_K \Psi_{K-1}^{(0)}(h - c1_K) + (1 - \alpha_K) \Psi_{K-1}^{(0)}(h - c2_K) \right] \\
&= 1 - \Psi_K^{(0)}(h),
\end{aligned} \tag{1.9}$$

где $\Psi_K^{(0)}(h) = \alpha_K \Psi_{K-1}^{(0)}(h - c1_K) + (1 - \alpha_K) \Psi_{K-1}^{(0)}(h - c2_K)$; для $K=0$ имеем $\Psi_0^{(0)}(h) = \sigma(h)$, причем $\sigma(h)$ – функция единичного скачка.

Аналогично можно найти вероятность ошибки второго рода B_{Σ_0} . Несложно показать, что эта вероятность может быть найдена, как

$$B_{\Sigma_0} = \int_{-\infty}^h p_K(M | H_1) dM = \Psi_K^{(1)}(h), \tag{1.10}$$

где $\Psi_K^{(1)}(h) = \left[(1 - \beta_K) \Psi_{K-1}^{(1)}(h - c1_K) + \beta_K \Psi_{K-1}^{(1)}(h - c2_K) \right]$, причем $\Psi_0^{(1)}(h) = \sigma(h)$.

Из (1.9) и (1.10) следует, что суммарные вероятности ошибок первого и второго рода существенно зависят от количества сенсоров K . Полученные аналитические рекуррентные соотношения позволяют точно находить характеристики эффективности всей системы даже при различных значениях вероятностей ошибок локальных сенсоров. Далее, эффективность принятия решения алгоритмом Chair-Varshney (1.1) будем описывать минимумом вероятности полной ошибки $Pe_{\Sigma_{\min}} = \min(A_{\Sigma_0} + B_{\Sigma_0})/2$, достигаемым при определённом значении порога h^* .

Очевидно, что классический вариант алгоритма Chair-Varshney (1.1) учитывает лишь характеристики эффективности самих сенсоров. Однако при условии неидеального канала связи из-за наличия шума в нем неизбежно возникают ошибочные решения за счет искажений передаваемого сигнала. Для выхода из этого положения выполним синтез оптимального алгоритма комплексирования информации в БСС, учитывая все возможные возникающие ошибки в системе.

Итак, с учетом ранее введенных обозначений запишем выражения для плотностей вероятностей случайных величин U_i при выполнении гипотез H_0 и H_1 соответственно в виде

$$\begin{aligned}
p(U_i|H_0) &= \sum_{u_i \in S} P[u_i|H_0] \left[p(U_i=1|u_i, H_0) + p(U_i=-1|u_i, H_0) \right] \\
&= \varphi_i^{(0)} \delta(U_i-1) + (1-\varphi_i^{(0)}) \delta(U_i+1),
\end{aligned} \tag{1.11}$$

$$\begin{aligned}
p(U_i|H_1) &= \sum_{u_i \in S} P[u_i|H_1] \left[p(U_i=1|u_i, H_1) + p(U_i=-1|u_i, H_1) \right] \\
&= \varphi_i^{(1)} \delta(U_i-1) + (1-\varphi_i^{(1)}) \delta(U_i+1),
\end{aligned}$$

где $S = \{1; -1\}$, $\varphi_i^{(0)} = \alpha_i(1-B_i) + (1-\alpha_i)A_i$, $\varphi_i^{(1)} = (1-\beta_i)(1-B_i) + \beta_i A_i$.

Синтез алгоритма объединения решений отдельных сенсоров основывается на нахождении отношения правдоподобия (ОП). Его можно записать в следующем виде:

$$\Lambda = \frac{\prod_{i=1}^K p(U_i|H_1)}{\prod_{i=1}^K p(U_i|H_0)} = \frac{\prod_{i=1}^K \{ \varphi_i^{(1)} \delta(U_i-1) + (1-\varphi_i^{(1)}) \delta(U_i+1) \}}{\prod_{i=1}^K \{ \varphi_i^{(0)} \delta(U_i-1) + (1-\varphi_i^{(0)}) \delta(U_i+1) \}}. \tag{1.12}$$

Обозначим через I_0 – множество всех возможных индексов i , определяющих номера тех сенсоров, которые выносят решения в пользу гипотезы H_0 , а I_1 – множество индексов i , соответствующих номерам сенсоров, вынесших решения в пользу гипотезы H_1 . Для удобства перепишем выражение для логарифма ОП, как

$$N = \ln(\Lambda) = \sum_{i \in I_1} \ln(\varphi_i^{(1)} / \varphi_i^{(0)}) + \sum_{i \in I_0} \ln((1-\varphi_i^{(1)}) / (1-\varphi_i^{(0)})). \tag{1.13}$$

В результате оптимальное решающее правило на основе ОП (Likelihood Ratio Test - LRT) можно представить в виде

$$\begin{aligned}
N &= \sum_{i=1}^K Y_i \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} h_1, \\
Y_i &= \begin{cases} C1_i = \ln(\varphi_i^{(1)} / \varphi_i^{(0)}), & \text{если } U_i = 1, \\ C2_i = \ln[(1-\varphi_i^{(1)}) / (1-\varphi_i^{(0)})], & \text{если } U_i = -1, \end{cases}
\end{aligned} \tag{1.14}$$

причем пороговое значение h_1 также определяется в соответствии с выбранным критерием оптимальности.

Отметим, что если в (1.14) положить $A_i = B_i = 0$, то соответственно получим классический алгоритм Chair-Varshney (1.1), который является оптимальным лишь в случае идеального канала связи.

Перейдем теперь к нахождению статистических характеристик приема синтезированного алгоритма (1.14). Используя (1.6) и (1.7), аналогично можно показать, что плотность распределения вероятностей величины N удовлетворяют следующему рекуррентному соотношению:

$$p_k(N | H_j) = \varphi_k^{(j)} p_{k-1}(N - C1_k | H_j) + (1 - \varphi_k^{(j)}) p_{k-1}(N - C2_k | H_j), \quad (1.15)$$

где $j=0$ или 1 ; $k = 1, \dots, K$, причем $p_0(N | H_j) = \delta(N)$.

Аналогично (1.9) и (1.10) можно определить суммарные вероятности ошибок принятия решения системой по следующим выражениям:

$$\begin{aligned} A_\Sigma &= \int_{h_1}^{+\infty} p_K(N | H_0) dN = 1 - \Psi 1_K^{(0)}(h_1), \\ B_\Sigma &= \int_{-\infty}^{h_1} p_K(N | H_1) dN = \Psi 1_K^{(1)}(h_1), \end{aligned} \quad (1.16)$$

где $\Psi 1_{K-1}^{(j)}(h_1) = \varphi_K^{(j)} \Psi 1_{K-1}^{(j)}(h_1 - C1_K) + (1 - \varphi_K^{(j)}) \Psi 1_{K-1}^{(j)}(h_1 - C2_K)$, причем $\Psi 1_0^{(j)}(h_1) = \sigma(h_1)$.

Для анализа эффективности принятия решения алгоритмом Chair-Varshney и оптимальным алгоритмом (LRT-Opt) (1.14) вычислялись минимум вероятности полной ошибки $Pe_{\Sigma \min}$ при различных предположениях относительно эффективности, как самих отдельных сенсоров, так и каналов связи сенсоры-ЦУ. Вначале минимум вероятности полной ошибки системы для классического алгоритма Chair-Varshney рассчитывался в предположении отсутствия помех в канале радиосвязи. При этом порог обнаружения, при котором достигается минимум вероятности полной ошибки $Pe_{\Sigma \min}$, использовался и в случае неидеального канала связи. Полученные результаты расчетов представлены на рисунке 1.1.

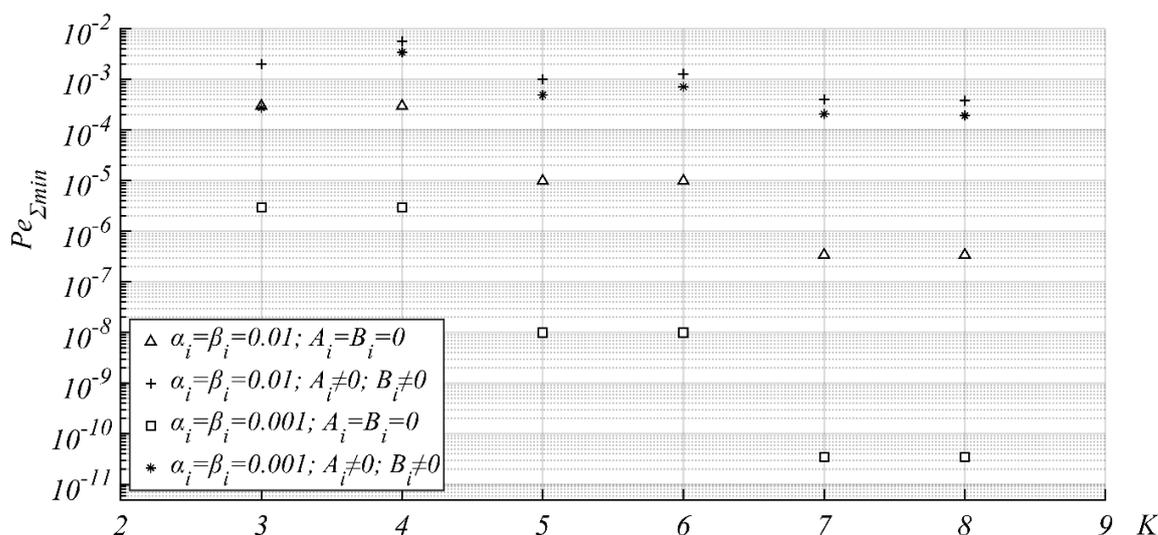


Рисунок 1.1 Зависимости вероятностей полной ошибки от количества сенсоров для алгоритма Varshney-Chair

На рисунке 1.1 изображены графики зависимости минимальных вероятностей полной ошибки для классического варианта алгоритма Varshney-Chair от количества используемых сенсоров K в случаях, как идеального канала связи, так и неидеального канала связи. «Треугольниками» и «квадратиками» изображены минимальные вероятности полной ошибки при идеальном канале связи для разных характеристик эффективности сенсоров $\alpha_i = \beta_i = 10^{-2}$ и $\alpha_i = \beta_i = 10^{-3}$ соответственно, а «плюсиками» и «звездочками» – при условии наличия помех в канале связи для аналогичных вероятностей ошибок сенсоров. При этом вероятности ошибок в канале связи считались разными (вследствие различных условий функционирования различных сенсоров, включая их дальности до ЦУ) – см. таблицу 1.1.

Из анализа приведенных зависимостей следует, что наличие помех в канале связи оказывает существенное влияние на эффективность принятия решения классическим алгоритмом Varshney-Chair. Действительно, в результате воздействия этих помех эффективность обнаружения системой может ухудшиться на несколько порядков, причем это ухудшение возрастает, как с ростом количества сенсоров, так и с улучшением эффективности вынесения самими сенсорами решений (с уменьшением α_i и β_i). Кроме того, очевидно,

эффективность обнаружения также можно повысить путем увеличения количества сенсоров.

Таблица 1.1 – Значение вероятностей ошибок первого и второго рода в канале связи

Вероятности ошибок первого рода канала связи A_i	Вероятности ошибок второго рода канала связи B_i
$A_1=0.0008$	$B_1=0.0007$
$A_2=0.0004$	$B_2=0.0007$
$A_3=0.08$	$B_3=0.085$
$A_4=0.06$	$B_4=0.09$
$A_5=0.05$	$B_5=0.08$
$A_6=0.07$	$B_6=0.08$
$A_7=0.09$	$B_7=0.1$
$A_8=0.09$	$B_8=0.08$

На рисунке 1.2 показан график зависимости вероятности полной ошибки от количества сенсоров для оптимального алгоритма LRT-Opt (1.14). При этом условия, при которых выполнялись расчеты, были выбраны аналогичными тем, при которых построен рисунок 1.1. Кроме того, полученные результаты для оптимального алгоритма LRT-Opt (1.14) были сопоставлены с результатами аналогичных зависимостей для алгоритма Varshney-Chair в аналогичных условиях.

Анализ рисунка и приведенных формул показывает, что в рассматриваемых условиях оптимальный алгоритм имеет определенный выигрыш в эффективности относительно алгоритма Varshney-Chair. В случае, когда вероятности ошибок принятия решения самими сенсорами, т.е. вероятности α_i и β_i достаточно велики (не менее 0.01), то этот выигрыш минимален. Выигрыш может достигать больших величин, если вероятности α_i и β_i малы, кроме того, среди вероятностей ошибок

канала связи A_i и B_i лишь небольшое число этих вероятностей должны быть достаточно малыми, а остальные – должны быть большими.

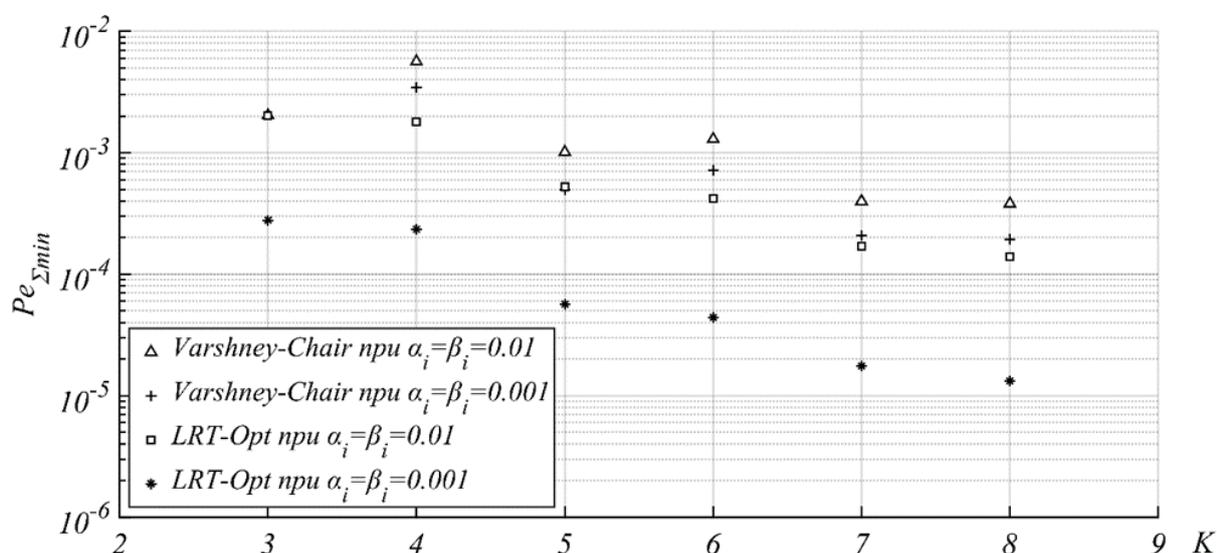


Рисунок 1.2 Зависимости вероятности полной ошибки от количества используемых сенсоров для алгоритма Varshney-Chair и оптимального алгоритма (LRT-Opt)

Кроме того, с целью подтверждения достоверности полученных результатов и работоспособности синтезированного алгоритма проведено исследование на основе разработанного автором экспериментального макета. Подробное описание как о экспериментальной установке макета, так и о результатах исследования приведены в Приложениях А и Б, а в Приложениях В, Г и Д приведены листинги программы для алгоритма функционирования в сенсорных узлах и центральном узле соответственно.

1.2 Анализ влияния окружающей среды на эффективность обнаружения объектов распределённой системой с использованием датчиков звукового и вибрационного типа

В распределенной системе обнаружения для наблюдения за объектом применяют датчики (сенсоры), функционирование которых основывается на

разных физических явлениях (вибрационном, тепловом, звуковом излучениях и пр.). Под сенсором будем понимать устройство, преобразующее входное воздействие любой физической природы (температуры, давления, силы света и пр.) в электрический сигнал, удобный для дальнейшего использования. Очевидно, в таких распределенных системах большое внимание необходимо уделять функционированию локального сенсора, который непосредственно воспринимает входные воздействия от объекта и выполняет их первичную обработку. Следовательно, окружающая среда будет оказывать непосредственное влияние на эффективность вынесения решения сенсором. На основе приведенного в параграфе 1.1 оптимального алгоритма обнаружения БСС далее был выполнен анализ степени влияния среды распространения на эффективность принятия решения комплексной системой.

Практически всегда функционирование измерительного сенсора прямого действия основано на восприятии физических явлений, позволяющих в ответ на неэлектрические воздействия получать на выходе электрические сигналы. К таким явлениям относятся, например, фотоэффект, пьезоэлектрический эффект, эффект Зеебека (термоэлектрический эффект) и др. Известно, что энергия преобразованного электрического сигнала пропорциональна порции излученной энергии от наблюдаемого объекта или цели. Для описания энергетической характеристики цели может быть использована некоторая физическая величина, эквивалентная излученной мощности от цели. При этом можно записать следующее выражение для интенсивности принимаемого сигнала в открытом пространстве в общем виде [45]:

$$I = \frac{P_0}{4\pi r^2} \cdot \exp(-2\mu \cdot r), \quad (1.17)$$

где P_0 – излучаемая мощность источника, μ – коэффициент поглощения, зависящий от частоты излучения и свойства среды. Коэффициент поглощения может быть получен по расчетным формулам или из справочных материалов. Например, при распространении звука формула для коэффициента поглощения имеет следующий вид [45]:

$$\mu = \frac{\omega^2}{2\rho \cdot v^3} \cdot \left(\frac{4}{3}\eta + \zeta + \chi \cdot \left[\frac{1}{C_V} - \frac{1}{C_P} \right] \right) + \mu_p, \quad (1.18)$$

где ω – частота звукового излучения; ρ – плотность среды; v – скорость распространения волны в среде; η – коэффициент внутреннего трения; ζ – коэффициент вязкости; χ – коэффициент теплопроводности среды; C_V, C_P – удельные тепловые емкости при постоянном объеме и давлении, μ_p – коэффициент поглощения, связанный с релаксацией [45].

Значения нормированного коэффициента поглощения звука для нескольких условий приведены в таблице 1.2.

Таблица 1.2 – Нормированные коэффициенты поглощения звука μ/f^2

Тип среды	Частота f	$\mu/f^2, \text{см}^{-1} \cdot \text{с}^2$
Воздух	132-400 кГц	$2.94 \cdot 10^{-13} - 3.99 \cdot 10^{-13}$
Кислород	598.9 кГц	$1.68 \cdot 10^{-13}$ (давление 0.99 атм.)
Углекислый газ	304.4 кГц	$27.1 \cdot 10^{-13}$ (давление 0.98 атм.)
Вода	7-250 МГц	$25 \cdot 10^{-17}$ ($t^0=20$ °С)

В случае распространения вибрации в среде коэффициент поглощения можно определить из следующего выражения [46]:

$$\mu = 4,34 \cdot \frac{\omega \cdot \eta}{v} \cdot \left[\frac{1}{4} \cdot \left(1 + \frac{\rho_2 \cdot v_2}{\rho_1 \cdot v_1} \right)^2 \right], \quad (1.19)$$

где ω – частота вибрации; η – коэффициент потерь; v – скорость распространения волны; ρ – плотность среды (предполагается, что вибрация проходит от слоя с индексом «1» к среде с индексом «2»). Значения η, v и плотность ρ для основных типов грунта приведены в таблице 1.3.

Известно, что мощность полученного сигнала в локальном сенсоре P_c пропорциональна интенсивности звука в данной точке приема. Следовательно, с

учетом (1.17) мощность полученного сенсором от цели сигнала можно определить по следующему выражению:

$$P_c = k \cdot I = k \cdot \frac{P_0}{4\pi \cdot r^2} \cdot \exp(-2\mu \cdot r), \quad (1.20)$$

где k – некоторый коэффициент пропорциональности.

Таблица 1.3 – Значения плотности среды ρ , скорости распространения волны v и коэффициента потерь η , для основных типов грунта

Вид среды	Плотность среды ρ , г/см ³	Скорость распространения продольной волны v , м/с	Коэффициент потерь η
Скальный грунт	2.65	3500	0.01
Песок	1.6	600	0.1
Глина	1.7	1500	0.2

В практических условиях применения БСС в локальном сенсоре часто используется критерий обнаружения Неймана-Пирсона, поэтому вероятности ложной тревоги α_i часто предполагаются заранее известными. В тоже время вероятность пропуска цели β_i зависит от энергии сигнала, полученной от цели. В случае энергетического обнаружения в i -ом локальном сенсоре (при расстоянии r_i от i -ой цели до сенсора) эти вероятности можно найти в соответствии со следующими выражениями [47-51]:

$$\alpha_i = 1 - \Phi(H), \quad \beta_i = \Phi[H - Z(r_i)], \quad (1.21)$$

где $\Phi(x) = \int_{-\infty}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-x^2/2) dx$ – интеграл вероятности, H – порог обнаружения, $Z(r_i) = \sqrt{2E(r_i)/N_0}$ – отношение сигнал/шум (ОСШ), N_0 – односторонний спектр мощности белого шума.

Используя формулу (1.21), можно записать выражение для отношения сигнал/шум для i -го локального сенсора в сокращенном виде, как

$$Z(r_i) = \sqrt{\frac{q_{0i}^2 \cdot \exp(-2\mu \cdot r_i)}{r_i^2}}, \quad (1.22)$$

где q_{0i} – отношение сигнал/шум при нулевом расстоянии от цели до i -го сенсора.

Выносимые этими локальными сенсорами решения о наличии или отсутствии проникновения передаются через радиоканал в ЦУ для их совместной обработки и в целом для принятия окончательного решения. Используя общие условия функционирования БСС и соответствующие обозначения, приведенные в параграфе 1.1, алгоритм распределенного обнаружения системой может быть основан на решающем правиле принятия решения ЦУ (1.14).

Согласно критерию обнаружения Неймана-Пирсона, применяемого в локальном сенсоре, предположим, что вероятности ошибок первого рода для всех сенсоров заданы и одинаковы: $\alpha_i = 0.1$. Для описания эффективности каналов связи также предположим, что вероятности ошибок первого и второго рода для всех радиоканалов одинаковы и равны $A_i = 0.01$; $B_i = 0.01$. Далее, эффективность принятия решения системой будем описывать минимумом вероятности полной ошибки $P_{\Sigma \min} = \min(A_{\Sigma} + B_{\Sigma})/2$, достигаемым при определенном значении порога; здесь A_{Σ} и B_{Σ} – суммарные вероятности ошибок первого и второго рода всей системы соответственно, которые можно определить по выражениям (1.16) с учетом (1.21) и (1.22).

По результатам расчетов на рисунке 1.3 показаны графики зависимостей вероятности полной ошибки от энергетического параметра q_0 для случая применения БСС звукового типа с количеством сенсором $K=5$ и при расстоянии от цели до локальных сенсоров $r=0.3$ м.

Из анализа рисунка 1.3 следует, что среда распространения существенно влияет на эффективность принятия решения всей системой. В среде, состоящей исключительно из углекислого газа, полная вероятность ошибки всей системы практически не меняется и равна 0.5 (даже при больших значениях ОСШ q_0)

(изображена линией с кружочками). В этом случае обоснованное вынесение решений невозможно. Действительно, при этом на уровне локального сенсора звук сильно поглощается средой, что приводит к ухудшению эффективности принятия решения, как одиночным сенсором, так и всей системой. Наименьшую степень влияния на эффективность системы оказывает водная среда (вероятность на рисунке 1.3 изображена линией с треугольниками). Следует отметить, что с ростом энергетического параметра q_0 (ОСШ) полная вероятность ошибки быстро уменьшается и достигает предельного значения, которое не изменяется даже с дальнейшим увеличением q_0 . В воздухе и в кислороде влияние среды на эффективность системы более сильное и в этих двух средах вероятности ошибок практически мало отличаются друг от друга.

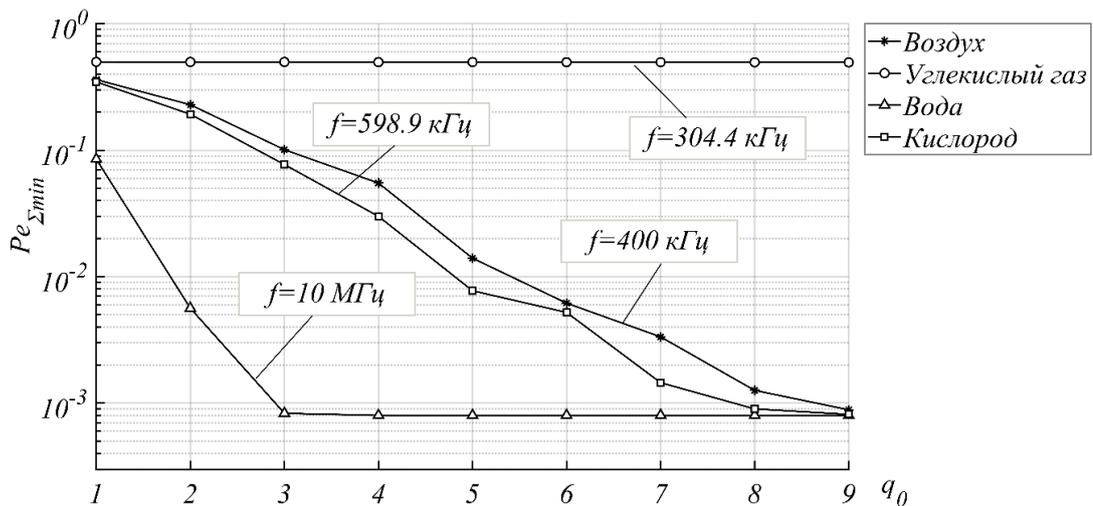


Рисунок 1.3 Зависимость вероятности полной ошибки от энергетического параметра q_0 для БСС звукового вида

На рисунке 1.4 приведены зависимости полной вероятности ошибки от энергетического параметра q_0 для случая применения БСС вибрационного вида с количеством сенсором $K=5$ (сплошные линии) и $K=9$ (пунктирные линии) при расстоянии от наблюдаемой цели до локальных сенсоров $r=1$ м.

Из анализа рисунка 1.4 следует, что наихудшая эффективность принятия решения системой в случае применения сенсоров вибрационного типа при распространении в песке (верхние линии с треугольниками). Наименьшая степень

влияния на эффективность всей системы наблюдается в скальном грунте. Кроме того, можно отметить, что эффективность принятия решения системой может быть существенно повышена за счет увеличения количества сенсоров (например, при увеличении количества сенсоров с 5 до 9 вероятность ошибки уменьшается более чем на порядок, при не очень малых значениях параметра q_0). Как и в случае звука, при одном и том же количестве сенсоров с ростом энергетического параметра q_0 полная вероятность ошибки уменьшается лишь до определенного предела. Это можно объяснить тем, что при больших значениях q_0 вероятности пропуска цели локальными сенсорами стремятся к нулю, в результате, полная вероятность ошибки всей системы практически не меняется с ростом энергетического параметра q_0 . В этом случае эффективность системы не может дальше повышаться за счет энергетики.

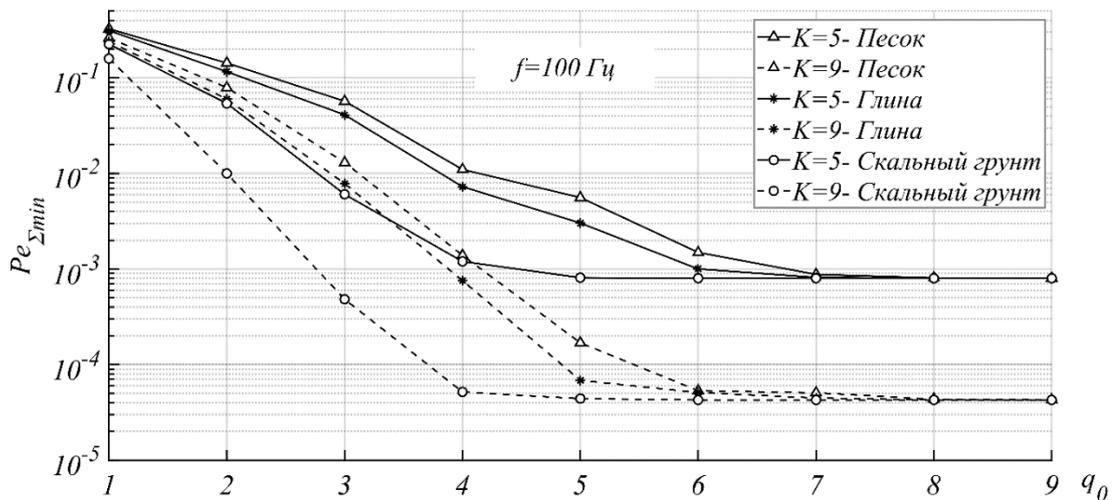


Рисунок 1.4 Зависимость вероятности полной ошибки от энергетического параметра q_0 для БСС вибрационного вида

1.3 Анализ влияния окружающей среды на эффективность обнаружения распределённой системой с использованием датчиков инфракрасного излучения

В современном промышленном производстве, научных исследованиях, среди измерений физических величин наиболее распространенными являются

измерения температуры, которое занимает примерно 50 % доли измерений в общем объеме [52]. Широкий диапазон измеряемых температур, разнообразие условий применения средств измерений и требований к ним определяют многообразие используемых средств измерения температуры, в том числе датчиков инфракрасного излучения (датчиков теплового типа). Аналогично, датчики теплового типа также находят широкое применение в беспроводных сенсорных системах. Поскольку принцип функционирования датчиков теплового типа также основан на преобразовании внешнего теплового излучения в электрический сигнал, при использовании таких сенсоров необходимо учитывать влияние окружающей среды, которое связано с ослаблением в канале передачи инфракрасного излучения. Кроме того, окружающая среда также оказывает непосредственное влияние на канал связи «сенсор–ЦУ». Наиболее важным и практическим фактором такого влияния является замирание в канале связи. Целью данного параграфа является анализ эффективности обнаружения несанкционированного проникновения на охраняемый объект в беспроводной сенсорной системе теплового типа с учетом влияния окружающей среды, как на локальные сенсоры, так и на канал радиосвязи.

При распространении электромагнитного излучения в вакууме его интенсивность не изменяется. В атмосферных условиях вследствие взаимодействия излучения со средой возникает изменение интенсивности излучения. Основными механизмами взаимодействия излучения со средой являются: ослабление, рассеяние, поглощение, отражение и преломление (рефракция). Все эти явления, в конечном итоге, приводят к ослаблению интенсивности излучения. Для количественной характеристики меры ослабления излучения в среде используется объёмный коэффициент ослабления [53]:

$$\mu = \sigma + \kappa, \quad (1.23)$$

где σ и κ – объёмные коэффициенты поглощения и рассеяния окружающей средой соответственно.

Известно, что на основе восприятия теплового излучения энергия полученного электрического сигнала в измерительном устройстве сенсора

пропорциональна порции излучаемой тепловой энергии от источника. С учетом ослабления средой можно записать следующее выражение для интенсивности принимаемого монохроматического излучения в открытом пространстве в соответствии с законом Бугера [53-56]:

$$I = I_0 \cdot \exp(-\mu \cdot d), \quad (1.24)$$

где I_0 – интенсивность излучения на нулевом расстоянии; μ – объёмный коэффициент ослабления; d – длина трассы распространения.

Выполняя замену экспоненциальной компоненты $\exp(-\mu \cdot d)$ на коэффициент пропускания средой τ , перепишем формулу (1.24) в следующем виде:

$$I = I_0 \cdot \tau. \quad (1.25)$$

Рассмотрим имеющиеся особенности распространения инфракрасного (ИК) излучения в свободном пространстве. При условии распространения ИК излучения у поверхности земли необходимо учитывать следующие компоненты ослабления излучения:

- важные парниковые компоненты поглощения в атмосфере: газовые молекулы: CO; CH₄; N₂O; O₃; CO₂ и водяного пара H₂O;
- аэрозоль: дождевые капли, туман, дымка и т.д.

Практический интерес представляет применение сенсоров теплового типа в рамках задач наблюдения объектов на сравнительно небольших расстояниях и при обычных нормальных условиях на поверхности Земли. С учетом пренебрежимо малого ослабления, обусловленного молекулами CO, CH₄, N₂O и O₃, общий коэффициент ослабления можно определить из следующего выражения [53, 57, 58]:

$$\mu = \sigma_C + \sigma_H + \kappa_a, \quad (1.25)$$

где σ_C и σ_H – коэффициенты поглощения молекулами CO₂ и H₂O соответственно; κ_a – коэффициент аэрозольного рассеяния.

Литература, посвященная различным моделям поглощения излучения водяным паром и углекислым газом, весьма обширна. Практический интерес

представляют рассчитанные на компьютере таблицы коэффициентов поглощения этими газами. Среди них широко применяются таблицы Пассмана и Лармора в практических задачах расчета атмосферного пропускания излучения [55, 56, 59, 60]. В данных таблицах приведены спектральные коэффициенты пропускания излучения для водяного пара на уровне моря, рассчитанные для количества (толщины) осажденной воды, обозначаемого ω , мм, и меняющегося от 0.1 до 1000 мм и области частот 0.3...13.9 мкм с шагом $\Delta\lambda=1$ мкм. Имеется также аналогичная таблица для углекислого газа, в которой спектральные коэффициенты пропускания приведены для трассы длиной от 0.1 до 1000 км. При этом количество осажденной воды является одной из характеристик условий поглощения водяным паром на трассе, которая может быть рассчитана по формуле:

$$\omega = \omega_0 \cdot \rho \cdot d, \quad (1.26)$$

где d – длина трассы, км; ω_0 – толщина осажденной воды на длине 1 км при влажности воздуха 100 %, ρ – относительная влажность, %. Значения толщины осажденной воды ω_0 при различных температурах берутся из [59]. Например, при температуре $t=25$ °С толщина осажденной воды $\omega_0=25.03$ мм/км, а при $t=30$ °С – $\omega_0=30.09$ мм/км.

Важно отметить, что значения коэффициента пропускания излучения углекислым газом в таблице Пассмана и Лармора были рассчитаны для концентрации углекислого газа, равной 0.032 % атмосферы. Поэтому с учетом увеличения концентрации углекислого газа вводят следующую поправку:

$$d_{\text{экв}} = \frac{\eta}{0.032} \cdot d, \quad (1.27)$$

где η – процентная объёмная концентрация углекислого газа в атмосфере, %; $d_{\text{экв}}$ – эквивалентная длина трассы, соответствующая текущей длине трассы d .

На основе приведённых рассуждений путем интерполяции в таблицах 1.4 и 1.5 соответственно приведены значения для коэффициентов пропускания излучения водяным паром и углекислым газом для разных частот и условий среды (температура воздуха равна $t=20$ °С, атмосферное давление – 1 атм).

Табл. 1.4 – Коэффициенты пропускания ИК излучения водяным паром

Длина волны λ , мкм	Длина трассы d , м	Влажность ρ , %	Толщина водяного пара ω , мм	Коэффициент пропускания водяного пара τ_H
8	100	80	1.386	0.933
	200		2.771	0.868
	500		6.928	0.736
10	200	30	1.039	0.988
		50	1.732	0.979
		80	2.771	0.963
13.8	200	80	2.771	0.938

Табл. 1.5 – Коэффициенты пропускания ИК излучения углекислым газом

Длина волны λ , мкм	Длина трассы d , м	Концентрация углекислого газа η , %	Коэффициент пропускания углекислым газом τ_C
8 (отсутствии поглощения)	-	0.04	1
10	<1000	0.04	1
13.8	200	0.04	0.826

Как отмечалось ранее, степень аэрозольного ослабления весьма значительна в ИК-диапазоне. Аэрозоли представляют собой очень мелкие частицы, взвешенные в атмосфере (пылинки, дымки, туманы, капли дождя, и пр.). На практике для определения коэффициентов аэрозольного рассеяния часто используют соотношение, связывающее коэффициент рассеяния с длиной волны $\kappa_a = \lambda^{-\alpha}$.

Частицы, размеры которых малы по сравнению с длиной волны, присутствуют в большом объёме на поверхности Земли. Для таких частиц

рассеяние называется рэлеевским и $\alpha=4$. Такое рассеяние характерно для частиц типа электронов, молекул газов и пр. Их степень рассеяния очень мала и ею часто пренебрегают. Для тумана размеры частицы становятся существенно больше и α стремится к нулю. В этом случае говорят о рассеянии Ми [54, 58, 61], для которого коэффициент рассеяния не зависит от длины волны. Коэффициенты рассеяния для тумана могут быть вычислены на основе экспериментального определения метеорологической дальности видимости S_d , км. В видимой области коэффициент рассеяния κ равен

$$\kappa_a = \frac{3.92}{S_d}. \quad (1.28)$$

Для коэффициента рассеяния соотношение, связывающее его с длиной волны в этом случае, можно записать в следующем виде:

$$\kappa_a = \kappa_{a0} \cdot \left(\frac{\lambda_0}{\lambda} \right)^\alpha, \quad (1.29)$$

где κ_{a0} – опорный коэффициент рассеяния, соответствующий длине волны λ_0 .

Для дымки, размеры которых меньше частиц тумана, коэффициент рассеяния определяется аналогично на основе формул (1.28) и (1.29) со значением $\alpha=1.3$.

Существенное влияние аэрозольных частиц на прохождение ИК излучения связывают с наличием капель дождя в воздухе, которые велики по сравнению с длиной волны и поэтому $\alpha=0$. В этом случае коэффициент рассеяния не зависит от длины волны и рассеяние называется неселективным. Коэффициент рассеяния для капель дождя можно рассчитать по формуле Миддлтона [53, 55, 56]:

$$\kappa_a = 1.25 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{J}{r^3}, \quad (1.30)$$

где J – сила дождя в единицах см/с; r – радиус капель дождя, см.

В результате, коэффициент пропускания за счет аэрозольного рассеяния запишется в виде

$$\tau_a = e^{-\kappa_a \cdot d}. \quad (1.31)$$

Для анализа степени влияния среды распространения на функционирование локальных сенсоров теплового вида в таблицах 1.6 и 1.7 приведены коэффициенты пропускания за счет аэрозольного рассеяния. При вычислении коэффициентов пропускания излучения, определяемого рассеянием, предполагается, что метеорологическая дальность измерена при длине волны $\lambda_0=0.6$ мкм.

Таблица 1.6 – Коэффициенты пропускания ИК излучения за счет тумана и дымки

Длина волны λ , мкм	Длина трассы d , м	Метеоусловия	Дальность видимости S_d , км	Коэффициент пропускания τ_a
8	100	слабая дымка	10	0.999
	200			0.997
	500			0.993
10	200	слабая дымка	10	0.998
		слабый туман	1	0.457
		умеренный туман	0.5	0.208
13.8	200	слабая дымка	10	0.999

Как показано выше, при синтезе алгоритма обработки информации в БСС необходимо также учитывать свойства радиоканала между локальными сенсорами и ЦУ. Действительно, существенное влияние на распространение радиоволн могут оказывать такие явления, как поглощение, дифракция, отражение, рассеяние и пр., которые, в конечном итоге, приводят к ослаблению напряженности поля. Кроме того, подобные явления также могут привести к случайному изменению амплитуды сигнала на входе приемника, к так называемым замираниям. В связи с этим важным представляется анализ влияния характеристик канала радиосвязи на принимаемый сигнал.

Таблица 1.7 – Коэффициенты пропускания ИК излучения за счет дождя

Длина трассы d , м	Метеоусловия	Радиус капли дождя r , см	Сила дождя J , см/час	Коэффициент пропускания τ_a
100	средний дождь	0.065	1.25	0.984
200				0.969
500				0.924
200	слабый дождь	0.05	0.25	0.986
	сильный дождь	0.07	2.5	0.951

Согласно модели Ли, наиболее адекватная для диапазона частот 10-2000 МГц средняя мощность сигнала на входе приемника может быть определена из выражения [62]:

$$P_{\text{пр}} = P_0 \cdot \left(\frac{l}{l_0}\right)^{-\gamma} \cdot \left(\frac{f}{f_c}\right)^{-n} \cdot F, \quad (1.32)$$

где P_0 – эталонная мощность, измеренная на расстоянии $l_0 = 1$ км, для сигнала с несущей частотой f_c ; γ и n – показатели, учитывающие степень зависимости мощности принимаемого сигнала от дистанции связи l и частоты сигнала f соответственно; $F = \prod_{i=1}^5 F_i$ – поправочный коэффициент, вычисляемый на основе компонентных множителей. Данные множители можно вычислить по известным выражениям:

$$F_1 = \frac{h_{\text{п,эф}}^2}{30.48}, \quad F_2 = \frac{h_{\text{пр}}^k}{3}, \quad F_3 = \frac{P_c}{10}, \quad F_4 = \frac{G_c}{4}, \quad F_5 = \frac{G_{\text{пр}}}{4}, \quad (1.33)$$

где $h_{\text{п,эф}}$ – эффективная высота антенны передатчика локального сенсора, м; k – показатель степени: при высоте антенны приемника, менее 3 м, принимается $k=1$, при высоте более 10 м – $k=2$; P_c – передаваемая мощность сигнала, Вт; G_c , $G_{\text{пр}}$ –

коэффициенты усиления антенны передатчика и приемника соответственно относительно полуволнового вибратора.

Значения показателя степени n для частот от 30 МГц до 2 ГГц и расстояний между сенсорами и ЦУ от 2 до 30 км лежат в диапазоне от 2 до 3. Величина n также зависит от топографических особенностей местности. Для пригородных и сельских районов рекомендуется выбирать $n=2$ при частотах, ниже 450 МГц, и $n=3$ при частотах, выше 450 МГц. Показатель γ показывает степень зависимости мощности принимаемого сигнала от расстояния связи. Значение γ также зависит от топографических особенностей местности. Для свободного пространства $\gamma=2$, при городской застройке γ становится больше (например, для Токио $\gamma=3.05$ и Филадельфии $\gamma=3.68$).

Как уже отмечалось ранее, замирание сигнала вызывается явлениями поглощения, дифракции, отражения, рассеяния и пр. При этом в зависимости от среды распространения применяются различные модели затухания и замирания. Задача приема сигнала в этих условиях, обычно, трансформируется в типичную задачу обнаружения сигнала со случайными амплитудой и начальной фазой. Чаще других на практике для плотной городской застройки плотность вероятности распределения огибающей сигнала определяется по формуле Рэлея

$$\rho(U) = \frac{U}{\sigma_U^2} \cdot \exp\left[-\frac{U^2}{2\sigma_U^2}\right], \quad (1.34)$$

где σ_U^2 – дисперсия, характеризующая интенсивность флуктуаций.

Следует отметить, что модель Рэлея не является единственной. Так, в результате эффекта радиозатенения от зданий, гор, холмов и прочих объектов, которые вызывают процесс медленных замираний, часто применяется логнормальная модель замирания. При условии наличия мощной компоненты сигнала, либо присутствия линии прямой видимости плотность распределения огибающей сигнала подчиняется закону Райса [62] и т.д.

Что касается начальной фазы, то вследствие замираний обычно считается, что фаза принимаемого сигнала равномерно распределена на интервале $[-\pi; \pi]$. Таким образом, модель распространения совместно с моделью замирания

позволяет выполнить синтез алгоритма обработки радиосигнала на выходе канала связи «сенсор – ЦУ».

Алгоритм обнаружения сигналов с учетом замираний основан на формировании функционала отношения правдоподобия [47-51, 63]. Для случая рэлеевской модели замираний можно определить характеристики эффективности обнаружения сигнала. В частности, вероятность правильного обнаружения можно рассчитать по следующей формуле [47-51, 63]:

$$P_D = P_F^{\frac{1}{1+q^2/2}}, \quad (1.35)$$

где P_F – вероятность ложной тревоги, $q = \sqrt{2E/N_0}$ – отношение сигнал/шум, E – энергия сигнала с единичной амплитудой.

При решении задачи распределённого обнаружения в данном случае алгоритм вынесения окончательного решения о наличии или отсутствии проникновения на охраняемый объект в БСС с использованием датчиков теплового типа также основан на (1.14). Для формирования такого решающего правила принятия решения в ЦУ требуется знание о характеристиках эффективности, как локальных сенсоров, так и канала связи. Далее, с учетом вышеприведённых положений находим эти характеристики эффективности. В случае энергетического обнаружения в i -ом локальном сенсоре (при расстоянии d_i от i -ого сенсора до цели) эти вероятности можно найти в соответствии со следующими выражениями:

$$\alpha_i = 1 - \Phi(H), \quad \beta_i = 1 - \Phi(H - Z(d_i)), \quad (1.36)$$

где $\Phi(x) = \int_{-\infty}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left(\frac{-x^2}{2}\right) dx$ – интеграл вероятности, $Z(d_i) = \sqrt{2E(d_i)/N_0}$ –

отношение сигнал/шум, H – порог обнаружения. С учетом формулы (1.25) можно записать выражение для отношения сигнал/шум для i -го локального сенсора в сокращенном виде как

$$Z(d_i) = \sqrt{q_0^2 \cdot \tau(d_i)}, \quad (1.37)$$

где q_0 – отношение сигнал/шум (ОСШ) при нулевом расстоянии.

Как уже отмечалось ранее, если используется рэлеевская модель замираний сигнала, то вероятности ошибок первого и второго рода для канала связи A_i и B_i могут быть определены аналогично формуле (1.35), т.е.

$$B_i = 1 - A_i^{\frac{1}{1+q_i'^2/2}}, \quad (1.38)$$

где q_i' – отношение сигнал/шум (ОСШ), которое с учетом соотношения (1.32) можно определить как $q_i' = q_0' \sqrt{l_i^{-\gamma}}$, при этом q_0' – ОСШ в канале радиосвязи от i -ого сенсора до ЦУ при опорном расстоянии $l_0=1$ км для определённой частоты передаваемого сигнала f_c и известных характеристиках передатчика и приемника. Кроме того, для определённости предполагается, что показатель $\gamma=2.5$.

Вероятности ошибок в отсутствии полезных сигналов α_i и A_i часто предполагаются заданными. Кроме того, для анализа влияния окружающей среды на эффективность системы предполагалось, что локальные сенсоры располагаются на одинаковых расстояниях до цели и дистанция связи от каждого сенсора до ЦУ также одинакова. Для характеристики эффективности принятия решения всей системой выберем критерий минимума полной вероятности ошибки $Pe_{\Sigma\min} = \min(A_{\Sigma} + B_{\Sigma})/2$, достигаемого при определённом значении порога, где A_{Σ} и B_{Σ} – суммарные вероятности ошибок первого и второго рода всей системы соответственно, которые определяются по полученным выражениям (1.16) с учетом (1.36), (1.37) и (1.38).

В соответствии с вышеизложенным, предположим, что вероятности ложной тревоги для всех сенсоров одинаковы: $\alpha_i=0.1$. Кроме того, предположим, что вероятности ошибок первого и второго рода для всех радиоканалов одинаковы и равны $A_i=0.01$, $B_i=0.01$. При расчетах использовались данные, приведённые в таблицах 1.5–1.9. Полученные результаты расчетов представлены на рисунках 1.5 – 1.7 в виде зависимостей полной вероятности ошибки от энергетического параметра ОСШ q_0 в различных условиях.

На рисунке 1.5 представлены результаты вычисления зависимости полной вероятности ошибки от энергетического параметра (ОСШ q_0) при количестве

сенсоров $K=5$ и $K=7$ для случая длины излучения $\lambda=10$ мкм и расстояния от сенсоров до цели $d=200$ м в различных метеоусловиях: сильный дождь, слабый туман и умеренный туман.

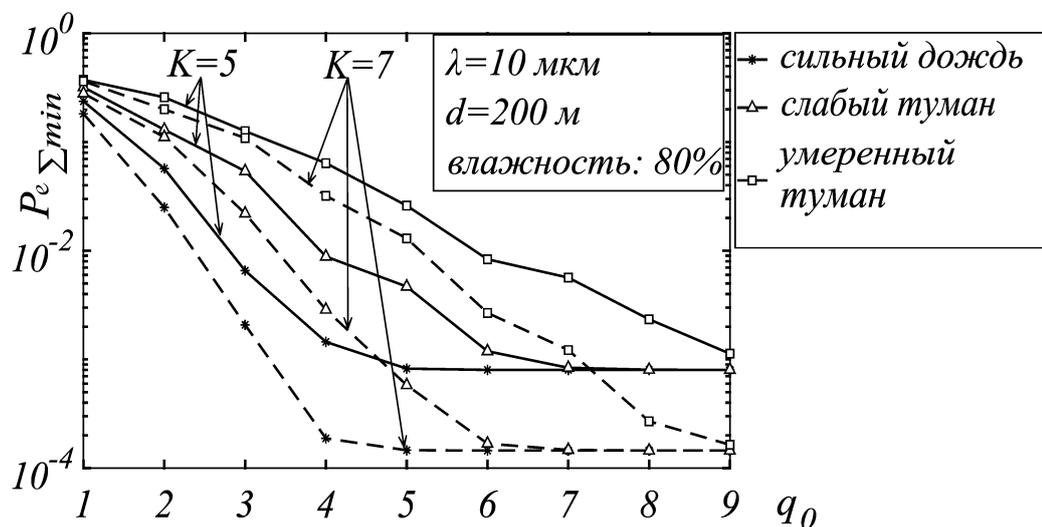


Рисунок 1.5 Зависимость полной вероятности ошибки от энергетического параметра ОСШ q_0 для различных метеоусловий

Из анализа рисунка 1.5 следует, что среда распространения существенно влияет на эффективность принятия решения всей системой. Наибольшую степень влияния на эффективность системы оказывает среда с умеренным туманом (изображена кривыми с квадратиками). Действительно, при наличии умеренного тумана на уровне локального сенсора ИК излучение наиболее сильно поглощается средой (см. таблицу 1.7), что приводит к ухудшению эффективности принятия решения, как одиночным сенсором, так и всей системой. В случае слабого тумана (изображена кривыми с треугольниками) и сильного дождя (изображена кривыми с окружностями) с ростом энергетического параметра q_0 (ОСШ) полная вероятность ошибки быстро уменьшается и достигает предельного значения (увеличение параметра q_0 , большего 5-7, практически не способствует повышению эффективности обнаружения). Однако в среде с туманом (даже со слабым туманом) эффективность принятия системой хуже, чем при наличии дождя в среде. Кроме того, с ростом количества сенсоров полная вероятность

ошибки уменьшается. Так, например, в слабом тумане или при сильном дожде незначительное увеличение числа используемых сенсоров (с пяти до семи) приводит к уменьшению полной вероятности ошибки почти на порядок.

На рисунке 1.6 приведена зависимость полной вероятности ошибки от ОСШ q_0 для случая длины излучения $\lambda=8$ мкм и разных расстояний от сенсоров до цели при влажности воздуха 80 % и наличия слабой дымки.

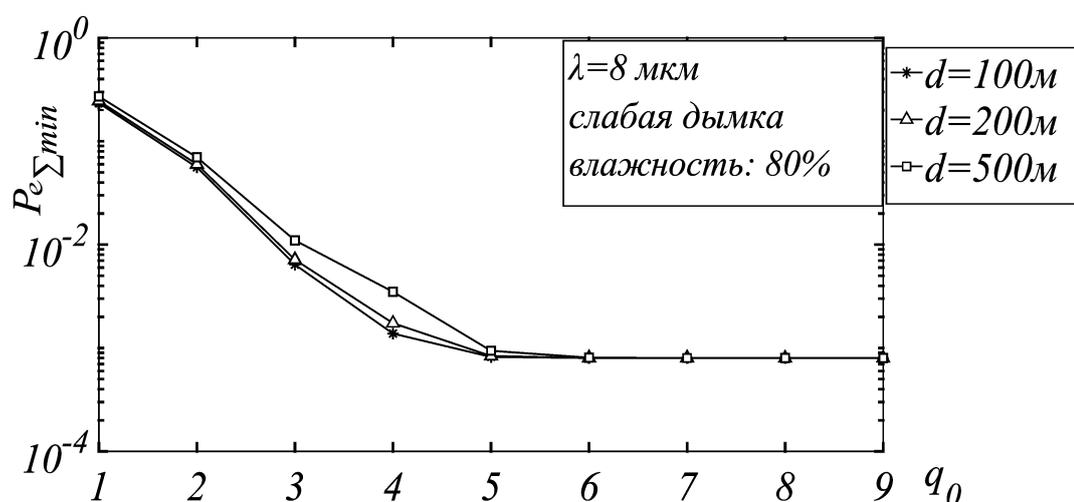


Рисунок 1.6 Зависимость вероятности полной ошибки от энергетического параметра ОСШ q_0 для разных расстояний от сенсоров до цели

Из анализа рисунка 1.6 следует, что при увеличении расстояния от сенсоров до цели эффективность системы ухудшается, однако незначительно, что характерно для данной частоты ИК излучения и при небольших расстояниях (сотни метров). Следовательно, с целью обеспечения заданной эффективности обнаружения, места расположения сенсоров необходимо размещать на не очень больших расстояниях до цели.

На рисунке 1.7 приведена зависимость вероятности полной ошибки от энергетического параметра ОСШ q_0 для разных длин волны излучения в предположении, что количество сенсоров $K=5$, расстояние до цели $d=200$ м и метеоусловия соответствуют условиям, приведённым на рисунке 1.6.

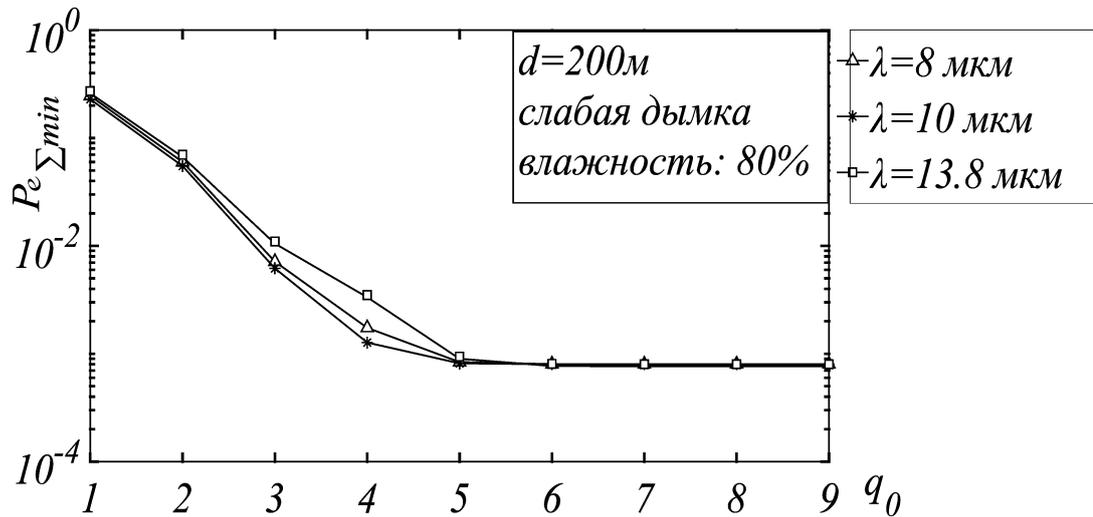


Рисунок 1.7 Зависимость полной вероятности ошибки от энергетического параметра ОСШ q_0 для разных длин волн излучения

Из анализа рисунка 1.7 следует, что для рассматриваемого диапазона длин волн излучения эффективность системы практически не меняется. Единственно, при длине волны ИК излучения $\lambda=13.8$ мкм (кривые с квадратиками) эффективность системы (при не очень больших значениях ОСШ) становится несколько хуже, чем при остальных длинах волн, так как при данной длине волны поглощение ИК излучения, обусловленное углекислым газом, происходит в большей степени (см. также таблицу 1.5).

С целью анализа влияния среды в канале радиосвязи на эффективность всей системы с учетом рэлеевского замирания и для упрощения предполагалось, что на уровне локальных сенсоров цель находится на расстоянии $d=200$ м, длина волны ИК излучения $\lambda=10$ мкм, энергетический параметр $q_0=5$, влажность воздуха равна 80 %, наличествует умеренный туман. При этом вероятность ложной тревоги α_i и вероятность ошибки первого рода канала связи A_i оставались такими же, как и при построении рисунков 1.5-1.7. Результаты расчетов полной вероятности ошибки в этих условиях представлены на рисунках 1.8 и 1.9.

На рисунке 1.8 приведена зависимость полной вероятности ошибки от энергетического параметра q_0' для рэлеевского замирания (изображена сплошными кривыми) и для детерминированного сигнала, т.е. при отсутствии

замирания (изображена пунктирными кривыми), а на рисунке 1.9 приведена зависимость полной вероятности ошибки от дистанции связи l , км для разного количества сенсоров с учетом рэлеевского замирания.

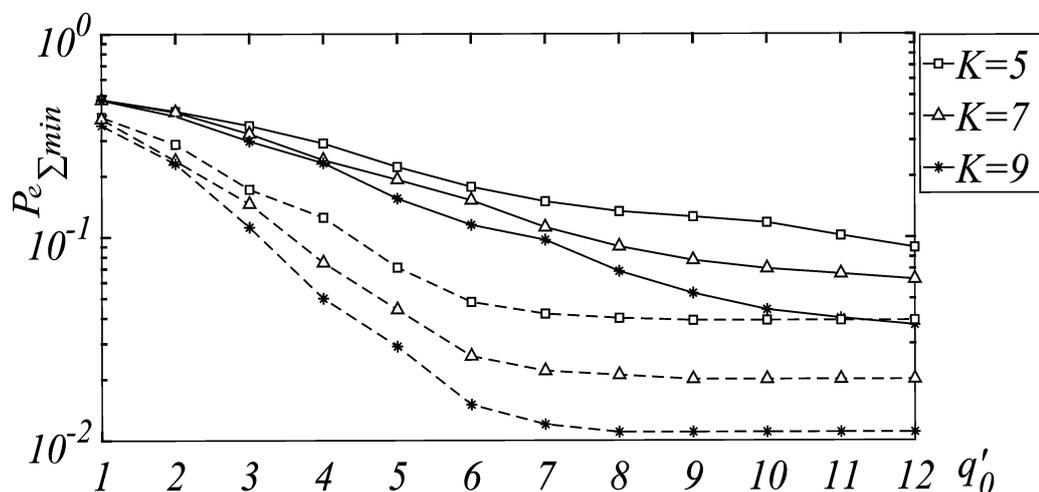


Рисунок 1.8 Зависимость вероятности полной ошибки от энергетического параметра q'_0 для разного количества сенсоров с учетом замирания (сплошные кривые) и отсутствия замирания (пунктирные кривые)

Из анализа результатов, приведённых на рисунке 1.8, следует, что замирание в канале связи существенно ухудшает эффективность системы. Даже существенное увеличение ОСШ q'_0 не сильно способствует увеличению эффективности обнаружения. В случае отсутствия замираний (пунктирные линии) с ростом энергетического параметра q'_0 полная вероятность ошибки быстро уменьшается и достигает предельного значения, которое не изменяется даже при дальнейшем увеличении q'_0 . Таким образом, замирания приводят к потерям в ОСШ, что приводит к необходимости соответствующего увеличения мощности передатчика или использования известных методов борьбы с замираниями, в частности, методов разнесённого приема [63, 64, 65].

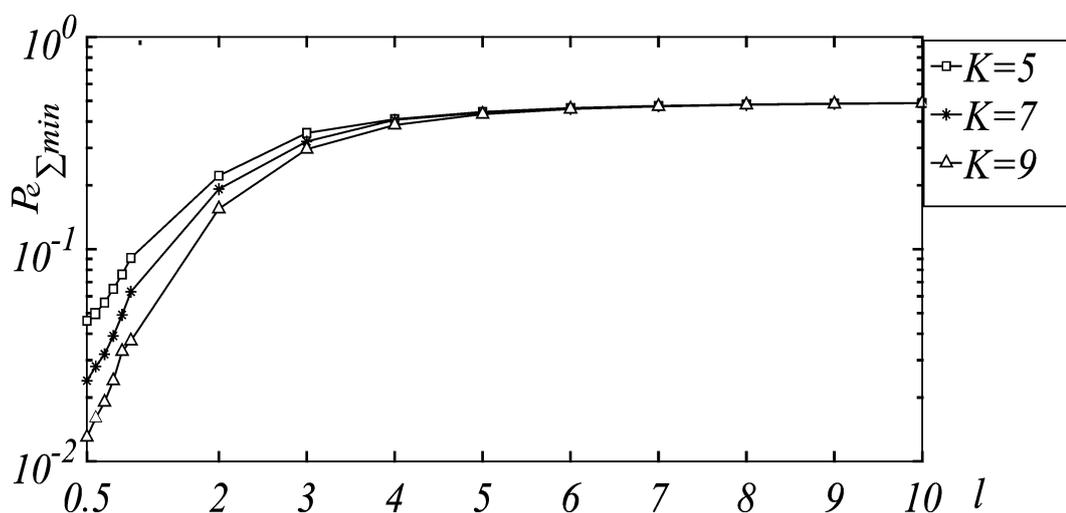


Рисунок 1.9 Зависимость полной вероятности ошибки от дистанции связи l для разного количества сенсоров с учетом рэлеевского замирания

Из анализа рисунка 1.9 следует, что при увеличении дистанции связи эффективность системы ухудшается. С ростом расстояния между сенсором и ЦУ потери в мощности полезного сигнала растут, что приводит к ухудшению эффективности обнаружения. Поэтому размещение сенсоров на расстоянии до ЦУ, превышающем 1 км, нецелесообразно. Действительно, на дистанциях, не превышающих 1 км, полная вероятность ошибки не превышает 0.1 при всех рассмотренных параметрах, в частности, при количестве сенсоров, больших пяти, что является вполне достаточным для многих приложений. Приведенные данные, при необходимости, можно также использовать для более точного определения размеров сети и границ ее работоспособности при задании ограничений на вероятностные характеристики.

Необходимо отметить, что все технические устройства, приборы, функциональный алгоритм которых основывается на тепловом излучении, работают именно в определённой области частот, в так называемых “окнах прозрачности” [66]. В настоящее время существуют различные модели, позволяющие выполнить расчеты пропускания ИК излучения в атмосфере [67-70]. Однако в данном параграфе, в связи с небольшими расстояниями между сенсорами и наблюдаемым объектом, представленные методики расчетов коэффициентов поглощения или пропускания ИК излучения требуют значительно

меньшего объема вычислений, обеспечивая при этом требуемую точность, что является принципиально важным в динамически изменяющихся условиях наблюдений.

1.4 Выводы к главе 1

1. В беспроводной сенсорной системе совместная обработка данных, полученных от многих сенсоров, позволяет решить задачу распределенного обнаружения и повысить эффективность принятия решения по сравнению с эффективностью отдельных сенсоров. При этом алгоритм обнаружения должен основываться на комплексировании информации, поступающих от сенсоров в ЦУ, с обязательным учетом, как характеристик эффективности локальных сенсоров, так и аналогичных характеристик радиоканала связи.

2. Установлено, что эффективность принятия решения классическим алгоритмом Varshney-Chair существенно ухудшается при наличии помех в канале радиосвязи. Для повышения эффективности обнаружения в таких условиях синтезирован оптимальный алгоритм. Полученные аналитические рекуррентные выражения для суммарных вероятностей ошибок принятия решения системой в отличие от существующих методов позволяют точно найти характеристики эффективности системы даже при различных значениях вероятностей ошибок локальных сенсоров и радиоканала связи.

3. Проанализировано влияние свойств окружающей среды на эффективность функционирования, как самих сенсоров, так и канала связи. Установлены наиболее благоприятные условия наблюдения для различных типов сенсоров. Так, для сенсоров звукового типа наибольшее поглощение звука наблюдается в среде с преобладанием углекислого газа. Несколько меньшее влияние на эффективность системы, основанной на звуковых сенсорах, оказывает воздушная среда, еще меньшее – водная среда. При использовании сенсоров вибрационного типа затухание в песке намного больше, чем в скальном грунте. Найденные для различных условий аналитические выражения для коэффициентов ослабления

позволяют не только осуществлять предварительный выбор типа сенсоров в соответствующих средах функционирования БСС, но и проводить статистический анализ системы обработки информации на их основе с целью повышения ее эффективности принятия решения.

4. При распространении теплового излучения у поверхности земли ослабление его интенсивности обусловлено различными процессами взаимодействия излучения со средой: рассеянием, поглощением, отражением и преломлением. Так, например, при наличии тумана эффективность принятия решения, как самым тепловым сенсором, так и всей системой, хуже, чем при наличии только дождя в среде. Кроме того, на уровень поглощения средой сильно влияют протяженность трассы распространения излучения, а также частота излучения. Найденные характеристики эффективности принятия решения комплексной системой с различными типами датчиков (сенсоров) позволяют объективно определять как наилучший тип датчика для данных условий наблюдения, так и их требуемое количество при заданном ОСШ.

5. Важным фактором влияния среды на функционирование БСС являются замирания в канале связи. В этих условиях простое увеличение мощности передатчика не позволяет существенно улучшить эффективность приема. Улучшения эффективности можно добиться либо стандартным путем использования известных методов борьбы с замираниями, либо путем увеличения количества сенсоров. Так, в рассматриваемых условиях (при количестве сенсоров, не меньших пяти) для того, чтобы полная вероятность ошибки не превысила 0.1, необходимо размещать ИК-сенсоры на расстоянии до ЦУ, не превышающем 1 км. Приведенные результаты позволяют более точно определять размеры сети и границы ее работоспособности при заданных ограничениях на эффективность приема.

ГЛАВА 2 РАСПРЕДЕЛЕННОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ ПРОНИКНОВЕНИЯ НА ПРОТЯЖЕННЫЙ ОБЪЕКТ

В главе 1 приведены общие принципы формирования оптимального решающего правила вынесения решения в ЦУ на основе комплексирования данных от локальных сенсоров при различных условиях функционирования БСС. Особый интерес также представляет исследование алгоритма вынесения решений в локальном сенсоре и алгоритма приема этих локальных решений в ЦУ. Это во многом обуславливается тем, что характеристики эффективности требуются для формирования решающего правила принятия решения в ЦУ. Действительно, например, формирование решающих правил [29-35] требует знания мгновенного состояния канала и большого количества совместно принятых сигналов в ЦУ, что приводит к увеличению использования ресурсов системы для получения такой информации о состоянии канала связи. В [36] исследовано решающее правило “LRT-BER”, учитывающее средние вероятности битовых ошибок канала связи – P_e , которыми характеризуется эффективность алгоритма, используемого при приеме локальных решений в ЦУ. Действительно, в данном случае канал связи является двоичным симметричным и вероятности ошибок первого и второго рода канала связи будут одинаковыми и равными при выборе значения порога обнаружения, равного нулю. В отличие от всех существующих решающих правил приведенное авторами диссертационной работы оптимальное решающее правило LRT-Opt (1.14) учитывает вероятности ошибок канала, даже при его разных характеристиках эффективности. В связи с этим цель данной главы заключается в исследовании алгоритмов вынесения решений во всех звеньях БСС (в задаче охраны протяженных объектов): как на уровне локального сенсора, так и в ЦУ. В результате синтеза таких алгоритмов вынесения решений в БСС можно получить оптимальное решающее правило принятия решения в ЦУ.

Рассмотрим следующие характерные условия, при которых будет решаться задача данной главы. Наблюдаемая цель может появиться на некотором ограниченном контуре объекта, имеющим произвольную форму. Сенсоры

расположены на некотором расстоянии от объекта. Каждый сенсор на основании своих наблюдений независимо друг о друга выносит локальное решение о наличии или отсутствии цели в соответствии с имеющимся алгоритмом. Эти решения далее по радиоканалу передаются в ЦУ (FC – Fusion Center), в котором локальные решения принимаются в виде бинарной информации типа «да» или «нет». Подобные условия характерны, например, при наблюдении за береговой линией (БЛ), когда беспроводная сенсорная система имеет своей целью обеспечение безопасности и оповещение в случае проникновения, которое может быть, как природным, так и антропогенным (рисунок 2.1).

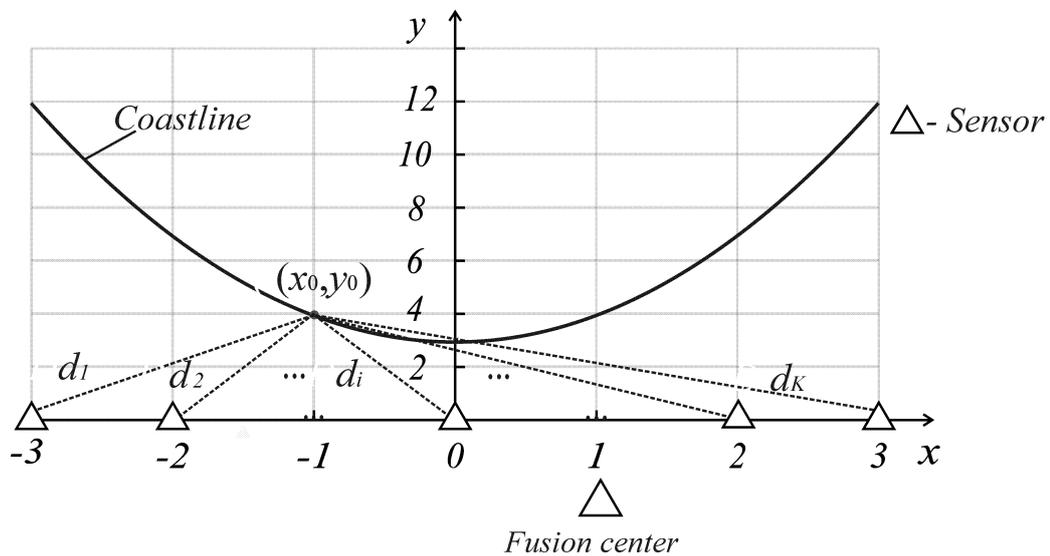


Рисунок 2.1 Способ расположения локальных сенсоров при наблюдении за береговой линией

Обозначим через (x_0, y_0) – координаты точечной цели, которые могут быть как известными, так и неизвестными заранее. Предполагается (для простоты), что сенсоры размещены на горизонтальной линии вдоль оси абсцисс, на некотором удалении от берега, расстояния между ними предполагаются одинаковыми, равными $l/(K-1)$, где l – протяженность БЛ вдоль оси абсцисс, K – количество сенсоров. Под d_i понимается расстояние между i -м сенсором и целью.

2.1 Математическая модель контуров объектов

При охране объекта, в частности береговой линии, желательно иметь математическое описание ее контура. В реальных условиях возможны разнообразные типы контуров объектов, аналитическая формула которых неизвестна. Для определения подобной аналитической формулы достаточно знать некоторую совокупность координат точек, расположенных на линии. Точность аппроксимации при этом будет существенно зависеть от количества этих точек и методов их соединения. Эффективным инструментом геометрического моделирования контура объекта являются сплайны. К ним можно отнести B-сплайны, бета-сплайны, сплайны Безье (Bezier), Кэтмулла-Рома [71–73] и пр. Отметим, что кроме требования к точности визуализации контура, форма математического описания должна позволять реализовывать быстрые алгоритмы преобразования компьютерной графики. В настоящее время благодаря простоте сплайны Безье (кривые Безье) широко применяются в компьютерной графике для моделирования гладких линий, например в программах векторной графики Adobe Illustrator, Inkscape, в 3DS Max...

При построении гладких линий, проходящих через опорные точки, с использованием составных кубических кривых Безье для каждой двойки заданных точек необходимо найти еще две контрольные точки, лежащие на касательной к концам отрезка кривых Безье. Кубические кривые Безье не проходят через контрольные точки, но всегда проходят через заданные опорные точки. Обозначим $w+1$ заданных опорных точек через P_0, \dots, P_w , а искомые контрольные точки, как I_0, \dots, I_{w-1} и J_0, \dots, J_{w-1} .

Для каждой j -ой отрезки составной кубической кривой Безье можно записать уравнения в параметрической форме [74, 75]

$$\beta_i(t) = (1-t)^3 \cdot P_i + 3t(1-t)^2 \cdot I_i + 3t^2(1-t) \cdot J_i + t^3 \cdot P_{i+1}, \quad (2.1)$$

где $0 \leq t \leq 1$, $i = 0, \dots, w-1$.

В работе [74, 75] показано, что искомые контрольные точки могут быть найдены путем решения системы уравнений, в соответствии с которыми аппроксимирующие кривые строятся так, чтобы в каждой промежуточной опорной точке P_i , $i=0, \dots, w-1$ две кривые $\beta_{i-1}(t)$ и $\beta_i(t)$ имели одинаковые первую и вторую производные. Кроме того, в начальной и конечной точках две кривые $\beta_0(t)$ и $\beta_{w-1}(t)$ соответственно должны иметь вторые производные, равные нулю. Для этого запишем следующие уравнения [74, 75]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \beta_{i-1}(t)|_{t=1} = \frac{d}{dt} \beta_i(t)|_{t=0}, \\ \frac{d^2}{dt^2} \beta_{i-1}(t)|_{t=1} = \frac{d^2}{dt^2} \beta_i(t)|_{t=0}, \\ \frac{d^2}{dt^2} \beta_0(t)|_{t=0} = 0, \\ \frac{d^2}{dt^2} \beta_{w-1}(t)|_{t=1} = 0. \end{array} \right. \quad (2.2)$$

В результате с учетом (2.1), (2.2) получается система из $2w$ уравнений с $2w$ неизвестными вида

$$\left\{ \begin{array}{l} J_{i-1} + I_i = 2P_i, \\ I_{i-1} - 2J_{i-1} + 2I_i - J_i = 0, \\ 2I_0 - J_0 = P_0, \\ 2J_{w-1} - I_{w-1} = P_w. \end{array} \right. \quad (2.3)$$

В практических условиях количество заданных точек очень велико. Следует отметить, что при значительном количестве точек решение системы уравнений (2.3) потребует больших затрат времени. Для выхода из этого положения предлагается разбивать множество заданных точек на подмножества: тройки или четверки точек, и находить их сегменты кривых Безье по предлагаемому методу. Далее в результате последовательного соединения всех этих сегментов можно получить аппроксимирующую линию.

В рассматриваемой задаче для простоты БЛ с ограниченной протяженностью представлялась в параболической форме. Кроме того, предполагалось, что известны всего три опорные точки. На основе

предполагаемого метода находилось аналитическое выражение для аппроксимирующей кривой БЛ. Полученная аппроксимирующая кривая БЛ представлена на рисунке 2.2; здесь реальная кривая БЛ изображена сплошной линией, а штриховой – аппроксимирующая с использованием составных кривых Безье.

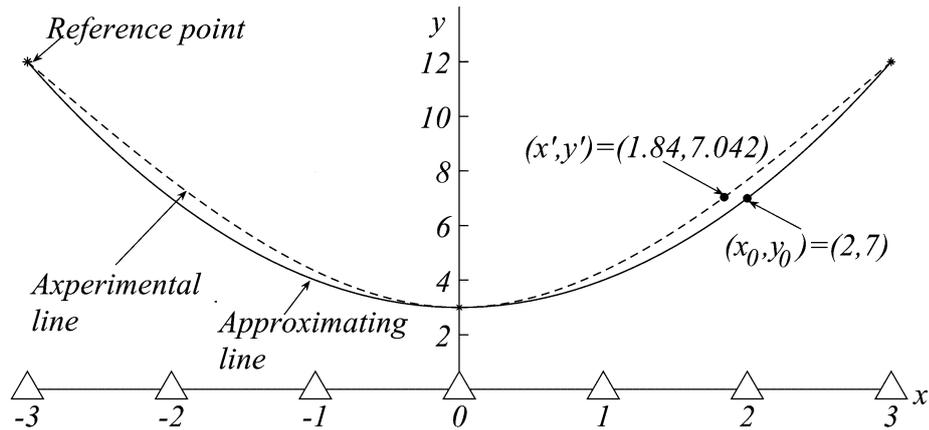


Рисунок 2.2 Построение параболической кривой береговой линии на основе составных кривых Безье

Точность данного метода аппроксимации можно оценить по максимуму расстояний между точками исходной и аппроксимирующей кривых. Можно показать, что эквивалентной точкой к ее исходной является ближайшая точка на аппроксимирующей кривой по нормали к ней, другими словами, прямая линия, проходящая через эти точки, перпендикулярна касательной к аппроксимирующей кривой. Следовательно, координаты эквивалентной точки к исходной точке (x_0, y_0) могут быть найдены с помощью решения системы уравнений:

$$\begin{cases} x(t) = (1-t)^3 x_p^{(i)} + 3t(1-t)^2 x_l^{(i)} + 3t^2(1-t)x_j^{(i)} + t^3 x_p^{(i+1)}, \\ y(t) = (1-t)^3 y_p^{(i)} + 3t(1-t)^2 y_l^{(i)} + 3t^2(1-t)y_j^{(i)} + t^3 y_p^{(i+1)}, \\ (x_0 - x(t)) \cdot \frac{d}{dt} x(t) + (y_0 - y(t)) \cdot \frac{d}{dt} y(t) = 0, \\ \min \sqrt{(x_0 - x(t))^2 + (y_0 - x(t))^2}, \end{cases} \quad (2.4)$$

где $(x_P^{(i)}, y_P^{(i)}); (x_I^{(i)}, y_I^{(i)}); (x_J^{(i)}, y_J^{(i)})$ – известные координаты заданных точек P_i и контрольных точек I_i, J_i соответственно. Например, для цели, координаты которых равны $(x_0, y_0) = (2, 7)$, ее эквивалентная точка соответствует точке с координатами $(x', y') = (1.84, 7.042)$, как показано на рисунке 2.2.

2.2 Распределенное обнаружение цели при ее известном положении на береговой линии

Рассмотрим наблюдение в i -м локальном сенсоре. Для этого введем в рассмотрение две гипотезы H_1 и H_0 (гипотеза H_1 означает, что цель появилась на береговой линии, H_0 – то, что цели нет)

$$\begin{aligned} H_1: r_i &= s_i + \eta_i, \\ H_0: r_i &= \eta_i. \end{aligned} \quad (2.5)$$

где r_i – принимаемый сигнал на входе i -го сенсора, s_i – излучаемый сигнал от цели и η_i – гауссовский белый шум.

В практических условиях появление цели, как природной, так и антропогенной природы, в общем случае носит характер неопределённости. Это существенно усложняет синтез алгоритма обнаружения, как в локальном сенсоре, так и во всей системе. Выходом из этого положения может служить применение обобщённого энергетического обнаружителя. При этом решающее правило вынесения решения в i -ом локальном сенсоре описывается следующим соотношением [76-81]:

$$\lambda_i = \sum_{j=1}^n r_{ij}^2 \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} h_i^2, \quad (2.6)$$

где λ_i – решающая статистика, r_{ij} – отсчет наблюдаемых данных в j -й момент времени, n – размер вектора выборки, h_i^2 – порог обнаружения.

В случае выполнения гипотезы H_0 левая часть соотношения (2.6) имеет хи-квадрат распределение с n степенями свободы. Следовательно, вероятность ошибки первого рода можно найти в соответствии с [77-83], как

$$\alpha_i = 1 - P\left(\frac{n}{2}, \frac{h_i^2}{2D}\right), \quad (2.7)$$

где $P(x, y) = \frac{1}{\Gamma(x)} \int_0^y z^{x-1} \exp(-z) dz$ – функция распределения для хи-квадрат распределения с $x/2$ степенями свободы, $\Gamma(x)$ – гамма-функция, D – дисперсия одного отсчёта шума.

При обнаружении детерминированного сигнала с неизвестной структурой вероятность ошибки второго рода зависит от энергетического отношения сигнал/шум и определяется аналитически через функцию Q-Маркума в соответствии с [78-83], как

$$\beta_i = 1 - Q\left(q_i, \frac{h_i}{\sqrt{D}}, \frac{n}{2}\right), \quad (2.8)$$

здесь $q_i^2 = \sum_{j=1}^n s_{ij}^2 / D = E_i / D = n\rho_i$ – энергетическое отношение сигнал/шум, причем

ρ_i – отношение сигнал/шум (ОСШ) по мощности, а функция Маркума

$$Q(a, b, m) = \frac{1}{a^{m-1}} \int_b^{+\infty} x^m \exp\left(-\frac{x^2 + a^2}{2}\right) I_{m-1}(ax) dx, \quad \text{где } I_\nu(z) = \left(\frac{z}{2}\right)^\nu \sum_{m=0}^{+\infty} \frac{(z/2)^{2m}}{m! \Gamma(\nu + m + 1)}$$

модифицированная функция Бесселя.

На практике размер вектора выборки обычно бывает очень велик. Тогда, основываясь на центральной предельной теореме, при $n > 30$ можно применить гауссовскую аппроксимацию при нахождении плотности распределения вероятностей суммы случайных величин [84]. Известно, что математическое ожидание и дисперсия величины с хи-квадрат распределением имеют вид

$$\begin{aligned} m\{\chi_n^2(\mu_i)\} &= n + \mu_i, \\ D\{\chi_n^2(\mu_i)\} &= 2(n + 2\mu_i), \end{aligned} \quad (2.9)$$

где $\mu_i = \sum_{j=1}^n m^2 \{r_j\}$ – параметр нецентральности. Нетрудно показать, что при отсутствии сигнала $\mu_i = 0$, а при наличии сигнала $\mu_i = E_i/D = n\rho_i$. Тогда с учетом (2.9) получим гауссовскую аппроксимацию для выражений (2.7) и (2.8) в виде

$$\begin{aligned}\alpha_i &= 1 - \Phi\left(\frac{h_i^2/D - n}{\sqrt{2n}}\right), \\ \beta_i &= \Phi\left(\frac{h_i^2/D - (n + n\rho_i)}{\sqrt{2(n + 2n\rho_i)}}\right),\end{aligned}\tag{2.10}$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(\frac{-x^2}{2}\right) dx$ – интеграл вероятностей.

Аналогично [19, 20, 21, 22, 27, 28] будем считать, что ОСШ для каждого i -го локального сенсора уменьшается с ростом расстояния по закону

$$\rho_i(x_0, y_0) = \frac{\rho_0}{1 + \varepsilon d_i^\gamma(x_0, y_0)},\tag{2.11}$$

где ρ_0 – энергетическое отношение сигнал/шум на нулевом расстоянии, γ – коэффициент ослабления средой распространения, ε – коэффициент пропорциональности, зависящий от среды, а расстояние от цели до i -го сенсора определяется выражением

$$d_i(x_0, y_0) = \sqrt{y_0^2 + \left(x_0 - \frac{(i-1)l}{K-1}\right)^2}.\tag{2.12}$$

Далее, с учетом общих условий функционирования БСС и соответствующих обозначений, приведенных в главе 1, будем синтезировать алгоритм вынесения окончательного решения в ЦУ. В случае идеального канала вероятности ошибок канала связи равны нулю, т.е. $A_i=B_i=0$. Следовательно, алгоритм принятия решения ЦУ может быть основан на классическом алгоритме Chair-Varshney [14, 15] либо на частном варианте алгоритма (1.14) в предположении, что $A_i=B_i=0$. Эффективность принятия решения системой также характеризуются суммарными вероятностями ошибок, определяемыми в соответствии с выражениями (1.9) и (1.10).

При условии неидеальности канала связи из-за влияния шума в канале связи неизбежно возникают ошибочные решения за счет искажений передаваемого сигнала. Следовательно, в этом случае $A_i \neq 0$, $B_i \neq 0$. Найдем вероятность $P(u_i = -1)$ на основе формулы полной вероятности:

$$\begin{aligned} P(u_i = -1) &= P(H_1)P(u_i = -1|H_1) + P(H_0)P(u_i = -1|H_0) \\ &= P(H_1)\beta_i + P(H_0)(1 - \alpha_i). \end{aligned} \quad (2.13)$$

Аналогично находим вероятность $P(u_i = 1)$:

$$\begin{aligned} P(u_i = 1) &= P(H_1)P(u_i = 1|H_1) + P(H_0)P(u_i = 1|H_0) \\ &= P(H_1)(1 - \beta_i) + P(H_0)\alpha_i. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Для передачи локальных решений в ЦУ предположим, что применяются симметричные двоичные системы связи. В этом случае вероятности ошибок первого и второго рода можно определить из следующих выражений [44, 85, 86]:

$$\begin{aligned} A_i &= 1 - \Phi\left[\frac{\tau}{q_{\text{сф}}} + \frac{q_{\text{сф}}}{2}\right], \\ B_i &= \Phi\left[\frac{\tau}{q_{\text{сф}}} - \frac{q_{\text{сф}}}{2}\right], \end{aligned} \quad (2.15),$$

где τ – уровень порога, который выбирается из выбранного критерия оптимальности, $q_{\text{сф}} = 2\sqrt{E(1-r_s)/N_0}$ – ОСШ на выходе фильтра, согласованного с разностным сигналом, причем E – энергия сигнала, а r_s – коэффициент взаимной корреляции между сигналами.

Предполагая, что $P(H_1) = P(H_0)$, на основе критерия идеального наблюдателя, с учетом (2.13) и (2.14), можно переписать выражения для вероятностей ошибок (2.15), как

$$\begin{aligned} A_i &= 1 - \Phi\left[\frac{\ln\left(\frac{(1 - \alpha_i + \beta_i)}{(1 - \beta_i + \alpha_i)}\right) + \frac{q_{\text{сф}}}{2}}{q_{\text{сф}}}\right], \\ B_i &= \Phi\left[\frac{\ln\left(\frac{(1 - \alpha_i + \beta_i)}{(1 - \beta_i + \alpha_i)}\right) - \frac{q_{\text{сф}}}{2}}{q_{\text{сф}}}\right], \end{aligned} \quad (2.16)$$

причем пороговое значение τ принимается равным $\ln\left(\frac{(1 - \alpha_i + \beta_i)}{(1 - \beta_i + \alpha_i)}\right)$.

Тогда с учетом (2.10), (2.11) и (2.16), на основе решающего правила LRT-Opt (1.14) ЦУ может выносить окончательное решение о наличии или отсутствии цели на БЛ. При этом характеристики эффективности принятия решения (суммарные вероятности ошибок первого и второго рода всей системы) можно найти в соответствии с выражением (1.16). Кроме того, отметим, что, если положить в (1.14) $\alpha_i = \beta_i$, то приходим к решающему правилу алгоритма LRT-BER [36].

С целью анализа эффективности обнаружения цели БСС при ее известном положении на БЛ предполагалось, что БЛ представляется в параболической форме с ограниченной протяженностью вдоль оси абсцисс $l=6$, положение цели на БЛ $(x_0, y_0) = (1, 4)$ (эти параметры представляют собой некоторые безразмерные величины). Кроме того, полагалось, что известны следующие исходные параметры: $n=100$, $\gamma = 2$, $\varepsilon = 0.5$.

Используя выражения для суммарных вероятностей ошибок первого и второго рода всей системы (1.9) и (1.10) соответственно, в случае идеального канала связи эффективность принятия решения системой на основе алгоритма Chair-Varshney (1.1) будем описывать минимумом вероятности полной ошибки $Pe_{\Sigma_{\min}} = \min(A_{\Sigma_0} + B_{\Sigma_0})/2$, достигаемым при определенном значении порога. Полученные результаты расчетов представлены на рисунках 2.3 и 2.4. На рисунке 2.3 приведена зависимость вероятности полной ошибки от энергетического параметра ОСШ ρ_0 для различных значений вероятности ложной тревоги сенсоров α_i при количестве сенсоров $K=5$, а на рисунке 2.4 для разного количества сенсоров приведена зависимость вероятности полной ошибки от энергетического параметра ОСШ ρ_0 при вероятности ложной тревоги для всех сенсоров $\alpha_i = 0.001$.

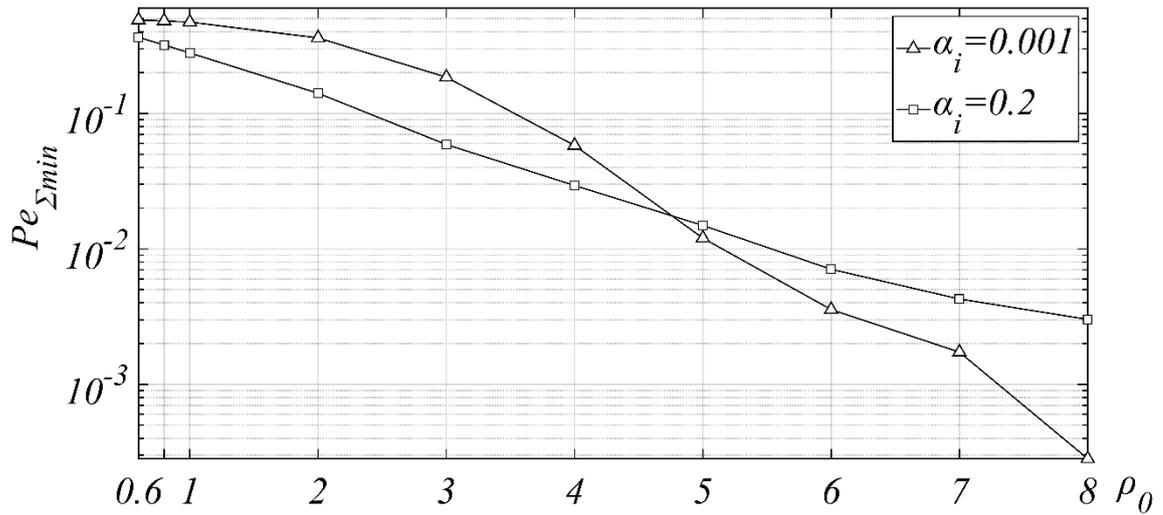


Рисунок 2.3 Зависимость вероятности полной ошибки от энергетического параметра ОСШ ρ_0 для различных значений вероятности ложной тревоги сенсоров в случае идеального канала связи

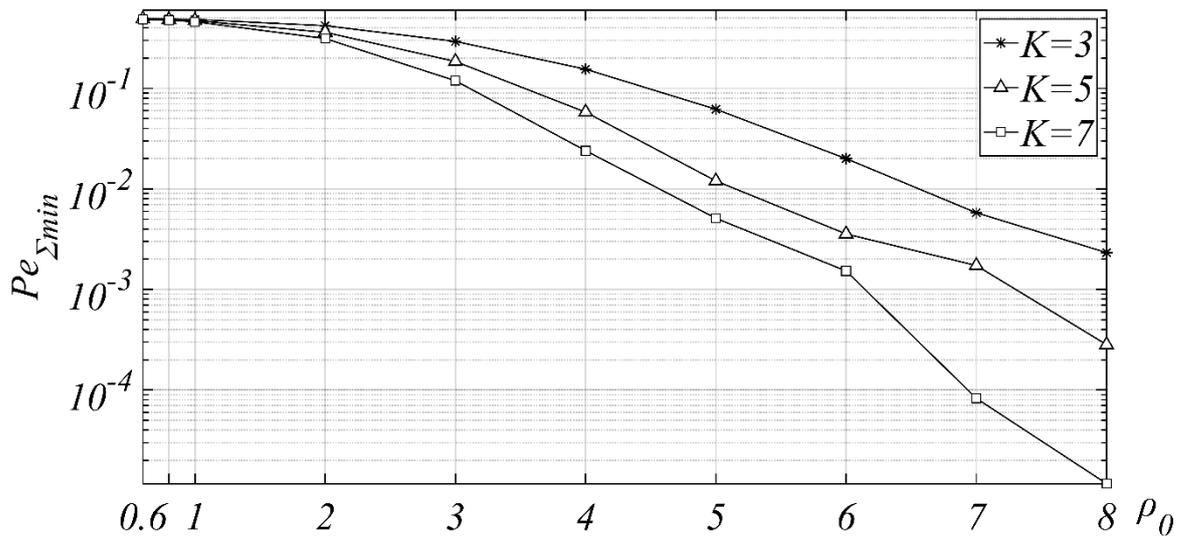


Рисунок 2.4 Зависимость вероятности полной ошибки от энергетического параметра ОСШ ρ_0 для разного количества сенсоров K в случае идеального канала связи

Из рисунка 2.3 следует, что при одном и том же заданном уровне вероятности ложной тревоги с увеличением ОСШ ρ_0 улучшается эффективность обнаружения. Кроме того, наблюдается декомпенсация эффективности при разных заданных значениях вероятности ложной тревоги. При малых ОСШ ρ_0

эффективность обнаружения увеличивается с ростом вероятности ложной тревоги. В то время как при больших значениях ОСШ ρ_0 эффективность обнаружения растет с уменьшением вероятности ложной тревоги. Подобное поведение можно объяснить тем, что в условиях малых ОСШ ρ_0 эффективность обнаружения цели самими локальными сенсорами (т.е. вероятность правильного обнаружения) невелика при относительно больших уровнях вероятности ложной тревоги. Другими словами, в случае малых ОСШ ρ_0 эффективность всей системы может быть повышена лишь за счет значительного выигрыша в эффективности обнаружения цели самими локальными сенсорами. В тоже время в случае больших ОСШ ρ_0 эффективность обнаружения сенсорами слабо зависит от ОСШ ρ_0 и выигрыши в вероятности правильного обнаружения при больших уровнях вероятности ложной тревоги становятся незначительными. Следовательно, в этом случае ухудшение эффективности всей системы наблюдается в системе, имеющей большие уровни вероятности ложной тревоги.

Анализ рисунка 2.4 свидетельствует о том, что эффективность обнаружения системой существенно улучшается с увеличением количества сенсоров, причем этот выигрыш в эффективности увеличивается с ростом ОСШ.

В случае неидеального канала связи эффективность принятия решения системой также будем описывать минимумом вероятности полной ошибки $Pe_{\Sigma\min} = \min(A_{\Sigma} + B_{\Sigma})/2$, который достигается при определенном значении порога, причем суммарные вероятности ошибок системы A_{Σ} и B_{Σ} могут быть найдены в соответствии с (1.16). С целью анализа влияния характеристик канала связи на эффективность принятия решения всей системой и для упрощения предполагалось, что на уровне локальных сенсоров вероятности ложной тревоги у всех сенсоров фиксированы и равны $\alpha_i = 0.001$, энергетический параметр ОСШ $\rho_0 = 4$. Полученные результаты расчетов вероятности полной ошибки в этих условиях представлены на рисунках 2.5 и 2.6. На рисунке 2.5 представлена зависимость вероятности полной ошибки от отношения сигнал/шум в канале связи $q_{сф}$ для оптимального алгоритма LRT-Opt, алгоритмов Chair-Varshney и

LRT-BER в предложении, что количество сенсоров $K=5$ и применяемые решающие правила для вынесения решения в ЦУ алгоритмов Chair-Varshney и LRT-BER одинаковы. На рисунке 2.6 приведена зависимость вероятности полной ошибки от отношения сигнал/шум оптимального алгоритма LRT-Opt при разном количестве сенсоров.

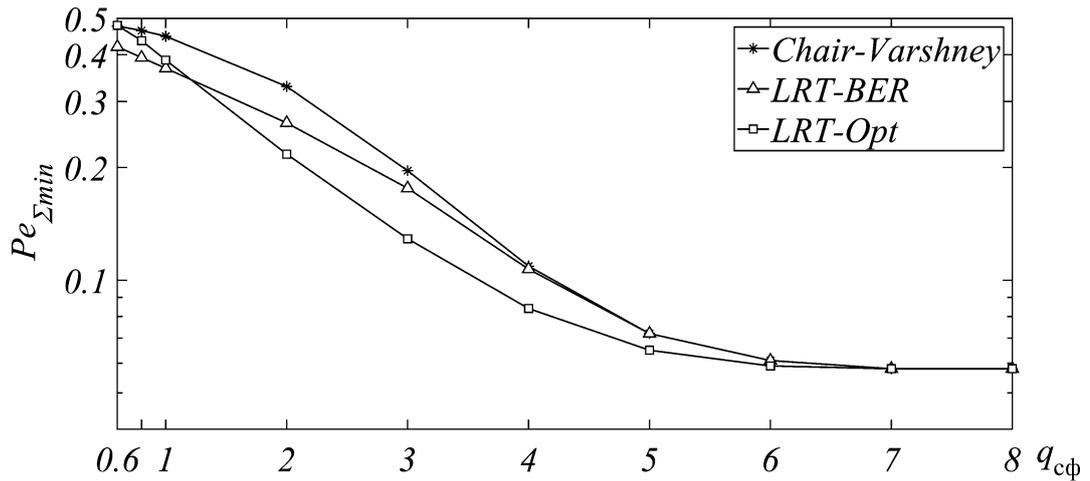


Рисунок 2.5 Зависимость вероятности полной ошибки от ОСШ канала связи q_{cf} для оптимального алгоритма LRT-Opt, алгоритмов Chair-Varshney и LRT-BER

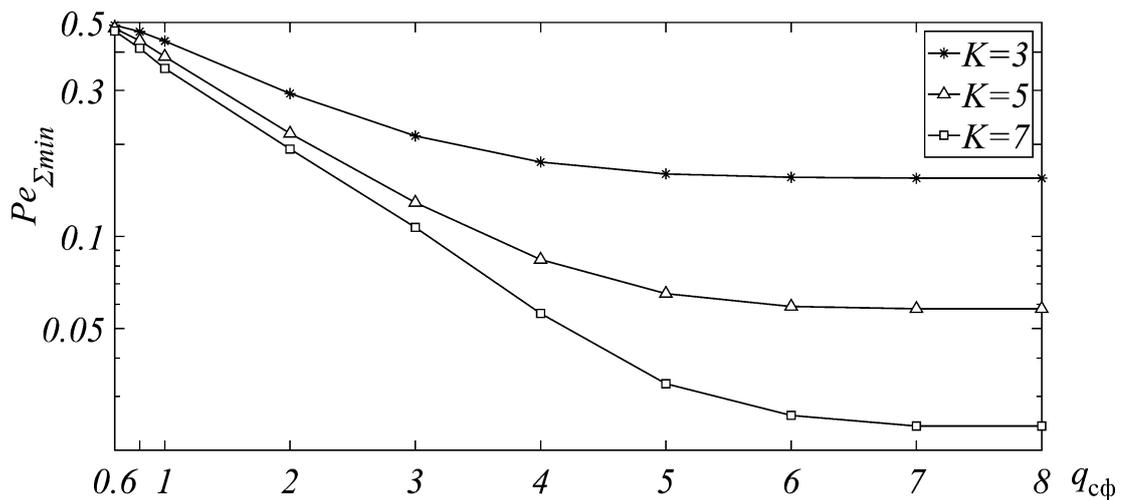


Рисунок 2.6 Зависимость вероятности полной ошибки от ОСШ в канале связи q_{cf} для оптимального алгоритма LRT-Opt при разном количестве сенсоров

Анализ рисунка 2.5 свидетельствует о том, что в рассматриваемых условиях оптимальный алгоритм LRT-Opt имеет определенный выигрыш в эффективности относительно алгоритмов LRT-BER и Chair-Varshney. Действительно, в рассматриваемых условиях при ОСШ в канале связи $q_{сф} > 1.2 \div 1.3$ вероятность полной ошибки алгоритма LRT-Opt (кривая с квадратиками на рисунке 2.5) всегда меньше, чем в случаях применения алгоритмов LRT-BER и Chair-Varshney (кривая с треугольниками и кривая со звездочками соответственно на рисунке 2.5). Выигрыши в эффективности алгоритмов LRT-BER и Chair-Varshney наблюдаются лишь при очень малых значениях ОСШ в канале связи $q_{сф}$, однако в таких условиях рассматриваемая распределенная система практически неработоспособна. При очень больших значениях ОСШ $q_{сф}$ эффективности систем при использовании любых этих трех алгоритмов практически совпадают и стремятся к предельному значению. В этих условиях канал связи может считаться практически идеальным. При этом эффективность обнаружения совпадает с эффективностью при идеальном канале связи (сравни с рисунком 2.4, построенным при $K=5$).

Из анализа рисунков 2.5 и 2.6 можно констатировать, что наличие помех в канале связи оказывает существенное влияние на эффективность всей распределенной системы. Действительно, при малых значениях $q_{сф}$ вероятность полной ошибки всей системы может стать неудовлетворительной, особенно для случая небольшого количества сенсоров. При одном и том же количестве сенсоров с увеличением ОСШ в канале связи $q_{сф}$ эффективность системы улучшается и стремится к предельному значению. Кроме того, очевидно, эффективность обнаружения также можно повысить за счет увеличения количества сенсоров.

Для сравнения на рисунке 2.7 приведена зависимость вероятности полной ошибки от энергетического параметра ОСШ ρ_0 , как для идеального, так и неидеального канала связи (пунктирные и сплошные линии соответственно) при $q_{сф} = 4$ и $\alpha_i = 0.001$ для разного количества сенсоров в системе.

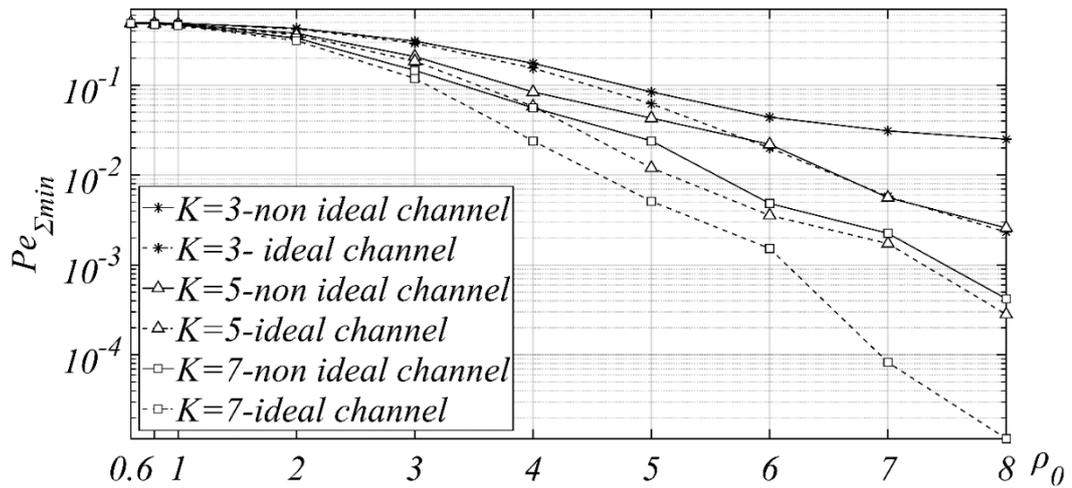


Рисунок 2.7 Зависимость вероятности полной ошибки от энергетического параметра ОСШ ρ_0 при разном количестве сенсоров

Анализ приведенных зависимостей на рисунке 2.7 свидетельствует о следующем. В результате воздействия помех в канале связи эффективность обнаружения цели может ухудшиться на несколько порядков, причем это ухудшение возрастает как с увеличением количества сенсоров, так и с увеличением энергетического параметра ОСШ ρ_0 на уровне локальных сенсоров.

2.3 Распределенное обнаружение цели при ее неизвестном положении на береговой линии

Из-за априорной неопределённости характера появления (времени и местоположения) стихийных бедствий (целей) на охраняемом объекте возникает проблема выбора алгоритма обнаружения данных явлений при применении БСС. В параграфе 2.2 исследован алгоритм распределенного обнаружения цели при известном его положении на береговой линии. Однако в практических условиях применения БСС актуальной также является задача обнаружения цели с неизвестными параметрами, в частности, ее координатами. Подобная задача была рассмотрена на основе совместной обработки дискретных локальных решений сенсоров [37]. Однако при синтезе и анализе алгоритма обнаружения цели с неизвестным местоположением в существующих литературных источниках

учитывались лишь вероятности ошибок самих локальных сенсоров без учета характеристик канала связи. В данном параграфе рассматривается задача распределенного обнаружения при неизвестном положении цели на БЛ в различных условиях функционирования БСС.

Известно, что при решении задачи обнаружения сигналов с неизвестным параметром (или несколькими неизвестными параметрами) принципиально можно применить обобщённый метод максимального отношения правдоподобия (ОП). В связи с этим в дальнейшем применялся алгоритм, основанный на использовании ОП для случая известного сигнала, в котором вместо истинного значения неизвестного сопутствующего параметра подставлена его оценка. Причем оценка неизвестного параметра определялась по положению максимума ОП. В случае идеального канала связи на основе алгоритма Varshney-Chair (1.1), а также с учетом (2.10) и (2.11), можно записать выражение для ОП, как функцию от неизвестных координат цели, в следующем виде:

$$M(x, y) = \sum_{i=1}^K X_i(x, y),$$

$$X_i(x, y) = \begin{cases} c1_i(x, y) = \ln\left(\frac{1 - \beta_i(x, y)}{\alpha_i}\right), & U_i = 1, \\ c2_i(x, y) = \ln\left(\frac{\beta_i(x, y)}{1 - \alpha_i}\right), & U_i = -1. \end{cases} \quad (2.17)$$

Оценка положения цели (точнее, координаты цели (x_m, y_m)) находится как положение абсолютного максимума ОП (2.17): $\max M(x, y)$.

Следовательно, решающее правило обнаружения можно записать в следующем виде:

$$M(x_m, y_m) = \sum_{i=1}^K X_i(x_m, y_m) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} h', \quad (2.18)$$

где пороговое значение h' определяется, исходя из выбранного критерия оптимальности.

Поскольку цель может находиться только на БЛ, можно показать, что априорный интервал положения цели ограничен контуром БЛ. В частности, если контур БЛ, имеющий достаточно простую форму, может быть описан известным аналитическим выражением, то одну из его координат можно выразить через другую. Однако на практике контуры объектов часто имеют сложные формы, для которых аналитические выражения неизвестны. Выходом из этого положения, как уже отмечалось ранее в параграфе 2.1, может служить использование составных кривых Безье. При этом, как показывают расчеты, не требуется даже высокая точность аппроксимации. Перепишем выражение для ОП (2.17) в виде параметрической функции от аргумента t :

$$M(t) = \sum_{i=1}^K X_i(t),$$

$$X_i(t) = \begin{cases} c1_i(t) = \ln\left(\frac{1 - \beta_i(x(t), y(t))}{\alpha_i}\right), & U_i = 1, \\ c2_i(t) = \ln\left(\frac{\beta_i(x(t), y(t))}{1 - \alpha_i}\right), & U_i = -1, \end{cases} \quad (2.19)$$

причем t ($0 \leq t \leq 1$) – приведенный параметр, функцией от которого описывается контур БЛ на основе использования соединенных составных кривых Безье вида (2.1).

Оценка нового приведенного параметра t_m находится как положение абсолютного максимума ОП (2.19): $\max M(t)$.

В конечном итоге, решающее правило обнаружения примет вид

$$M(t_m) = \sum_{i=1}^K X_i(t_m) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} h', \quad (2.20)$$

где пороговое значение h' определяется, исходя из выбранного критерия оптимальности.

К сожалению, в практических условиях с учетом конечного значения ОСШ оказывается невозможным получить аналитические выражения для характеристик эффективности алгоритма (2.20). Выходом из положения может служить

применение численных методов в имитационной программной среде. Вероятности ошибок всей системы можно определить по экспериментальным (на основе статистического компьютерного моделирования) исследованиям:

$$A_{\Sigma'} = P[M(t_m) > h' | H_0], \quad B_{\Sigma'} = P[M(t_m) < h' | H_1]. \quad (2.21)$$

В случае неидеального канала радиосвязи для решения задачи обнаружения при неизвестном положении цели также можно использовать обобщённый метод максимального отношения правдоподобия. Используя отношение правдоподобия (1.14), а также учитывая (2.10), (2.11) и (2.16), запишем выражение для ОП, как функцию от неизвестных координат цели, в следующем виде:

$$N(x, y) = \sum_{i=1}^K Y_i(x, y),$$

$$Y_i(x, y) = \begin{cases} C1_i(x, y) = \ln \left(\frac{\varphi_i^{(1)}(x, y)}{\varphi_i^{(0)}} \right), & U_i = 1, \\ C2_i(x, y) = \ln \left(\frac{1 - \varphi_i^{(1)}(x, y)}{1 - \varphi_i^{(0)}} \right), & U_i = -1, \end{cases} \quad (2.22)$$

где $\varphi_i^{(1)}(x, y) = (1 - \beta_i(x, y))(1 - B_i) + A_i \beta_i(x, y)$.

Оценка положения цели (x_m, y_m) находится как положение абсолютного максимума ОП (2.22): $\max N(x, y)$.

Используя (2.19), аналогично можно представить ОП (2.22) в параметрической форме. В результате выражение для решающего правила принятия решения при неизвестном положении цели запишется как

$$N(\hat{t}) = \sum_{i=1}^K Y_i(\hat{t}) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} h', \quad (2.23)$$

где \hat{t} – положение максимума ОП: $\max N(t)$, h' – пороговое значение, которое, как и раньше, выбирается, исходя из выбранного критерия оптимальности.

Для нахождения характеристик эффективности принятия решения с учетом конечности ОСШ также применялись численные методы в имитационной программной среде. При этом вероятности ошибок первого и второго рода всей

системы определялись на основе результатов экспериментальных исследований, как

$$A_{\Sigma_i} = P[N(\hat{t}) > h'_1 | H_0], \quad B_{\Sigma_i} = P[N(\hat{t}) < h'_1 | H_1]. \quad (2.24)$$

С целью анализа эффективности обнаружения при неизвестном положении цели на БЛ для всех представленных ранее алгоритмов обнаружения в соответствии с различными условиями функционирования использован критерий минимума вероятности полной ошибки $Pe_{\Sigma_{\min}}$, достигаемый при определенном значении порога. При этом на основе результатов компьютерного моделирования статистически получена численно приближенная вероятность полной ошибки. Предполагалось, что вероятности ложной тревоги для всех сенсоров одинаковы: $\alpha_i = 0.2$. Кроме того, протяженность БЛ $l=6$, истинное положение (x_0, y_0) , а исходные параметры n, γ, ε полагались такими же, как и в параграфе 2.2 (при известном положении цели).

Полученные результаты расчетов представлены на рисунках 2.8 и 2.9. Для случая идеального канала связи на рисунке 2.8 представлена зависимость вероятности полной ошибки от параметра ρ_0 при обнаружении цели с неизвестным (сплошные линии) и известным (штриховые линии) положением.

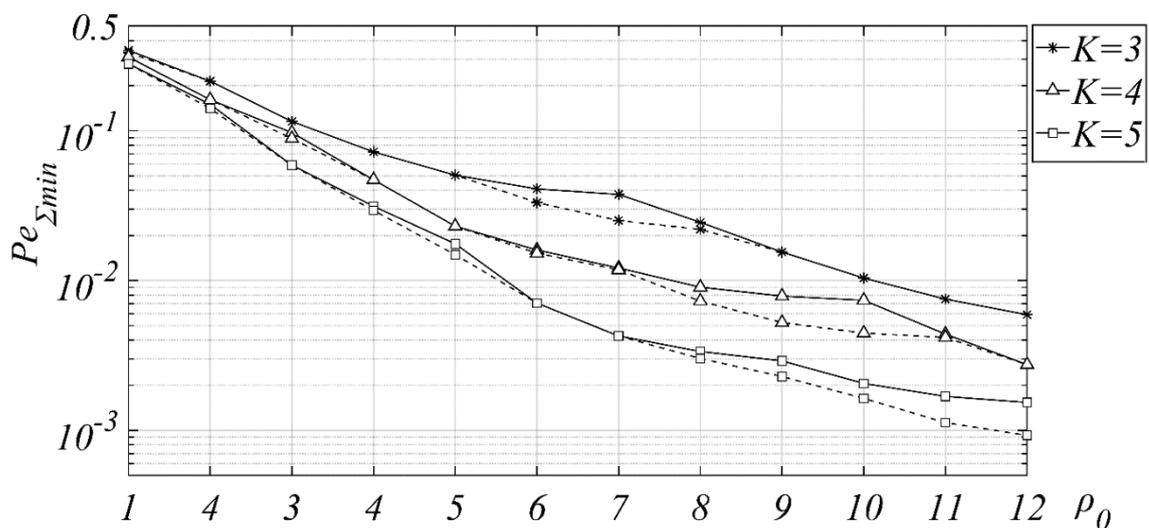


Рисунок 2.8 Зависимость вероятности полной ошибки от энергетического параметра ρ_0 при разном количестве сенсоров в случае идеального канала связи

Из анализа рисунка 2.8 следует, что в случае идеального канала связи при одном и том же количестве сенсоров эффективность обнаружения в случае неизвестного положения (сплошные линии) лишь незначительно хуже, чем при известном местоположении (штриховые линии). С увеличением отношения сигнал/шум ρ_0 вероятности полной ошибки обнаружения уменьшаются. Кроме того, при больших значениях ρ_0 вероятности полных ошибок с известным и неизвестным местоположением практически совпадают (особенно, при не очень большом количестве сенсоров).

Когда положение цели неизвестно, необходимо применять алгоритм (2.23) для неидеального канала связи. Характеристики его эффективности определялись также путем компьютерного моделирования, при условии, что на уровне локальных сенсоров энергетический параметр ОСШ $\rho_0 = 4$. На рисунке 2.9 изображена зависимость вероятности полной ошибки от ОСШ канала связи $q_{сф}$ для разного количества сенсоров K при обнаружении цели с неизвестным (сплошные линии) и известным (штриховые линии) положением.

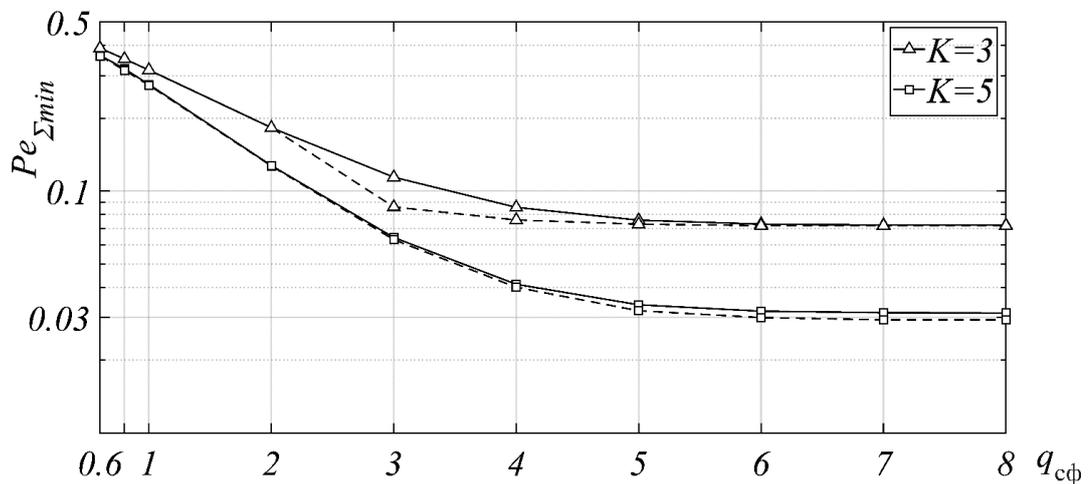


Рисунок 2.9 Зависимость вероятности полной ошибки от ОСШ в канале связи $q_{сф}$ для количества сенсоров $K=3$ и $K=5$ при обнаружении цели с неизвестным положением в случае неидеального канала связи

Из анализа рисунка 2.9 следует, что и для неидеального канала связи, как и идеального, неизвестное местоположение цели незначительно ухудшает эффективность обнаружения (при одном и том же количестве сенсоров). При больших ОСШ $q_{сф}$ в канале связи вероятности полных ошибок с известным и неизвестным положением также стремятся к своим предельным значениям (причем эти предельные значения не сильно отличаются в случае известного и неизвестного положения).

2.4 Выводы к главе 2

1. Использование математических моделей контуров охраняемых объектов, в частности БЛ или других протяженных объектов, на основе составных кубических кривых Безье, позволяет не только систематически сохранять и отображать данные о положении охраняемых объектов, но и упростить процесс функционирования БСС.

2. Обоснована целесообразность использования обобщенного энергетического обнаружителя в локальном сенсоре с учетом того, что у наблюдаемой цели обычно бывает неизвестно ее местоположение (координаты и время). Характеристики эффективности такого алгоритма целесообразно находить на основе гауссовской аппроксимации распределения решающей статистики.

3. Установлено, что при малых ОСШ на уровне локального сенсора улучшение эффективности обнаружения наблюдается у системы, имеющей больший уровень вероятности ложной тревоги. В тоже время в случае больших локальных ОСШ эффективность обнаружения, напротив, ухудшается с ростом вероятности ложной тревоги.

4. Эффективность принятия решения системой на основе применения синтезированного оптимального алгоритма LRT-Opt выше по сравнению с эффективностью алгоритмов LRT-BER и Chair-Varshney, за исключением случая очень малых значений ОСШ в канале связи. В отличие от алгоритма LRT-BER, в оптимальном алгоритме LRT-Opt порог вынесения решения в ЦУ выбирается

обоснованно в соответствии с выбранным критерием оптимальности. Кроме того, синтезированный алгоритм является обобщением известных ранее алгоритмов.

5. В рассматриваемых условиях априорное незнание местоположения (координат) появления цели на БЛ лишь незначительно ухудшает эффективность обнаружения системой, как в случае идеального, так и неидеального канала связи. Использование математической модели контура БЛ на основе составных кривых Безье позволяет упростить решение задачи обнаружения цели с неизвестными координатами. Это обусловлено тем, что вместо нахождения оценки двух неизвестных координат цели требуется находить оценку лишь одного нового приведенного параметра.

6. Приведенные результаты позволяют оценить эффективность принятия решения всей системой с учетом неидентичности характеристик эффективности в двух отдельных звеньях БСС: объект-сенсор и сенсор-ЦУ.

ГЛАВА 3 СИНТЕЗ И АНАЛИЗ АЛГОРИТМА РАСПРЕДЕЛЕННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ С УЧЕТОМ НЕНАДЕЖНОСТИ СЕНСОРОВ

В первой и во второй главах рассмотрены алгоритмы распределенного обнаружения с учетом возможных ошибочных решений, выносимых самими сенсорами, и ошибками, возникающими в каналах связи. Однако при функционировании БСС с учетом миниатюризации сенсоров, а также, учитывая небольшой срок службы батарей, большую возможность физического уничтожения при их размещении на открытой местности и т.д., сенсоры могут оказаться в нерабочем состоянии. Следовательно, необходимо учитывать эти факторы при синтезе и анализе алгоритмов обработки информации в распределенной системе. На практике степень надежности сенсоров часто характеризуется априорной вероятностью его выхода из строя.

В настоящей главе будут рассмотрены синтез и анализ алгоритма распределенного обнаружения с учетом ненадежности сенсоров.

3.1 Алгоритм распределенного обнаружения с учетом возможности выхода сенсоров из строя

Рассматриваемые условия функционирования БСС для решения задачи распределенного обнаружения в данном случае аналогичны общим условиям, приведенным в предыдущих главах. Положим, что каждый из K детекторов каждого из сенсоров также на основе заложенного в нем алгоритма выносит решение: $u_i = 1$, если решение i -ого сенсора в пользу гипотезы H_1 ; $u_i = -1$ – в противном случае ($i = 1, \dots, K$). Кроме того, при выходе из строя сенсоров положим, что локальное решение имеет вид: $u_i = 0$. В этом случае, естественно, сенсор ничего не передает в ЦУ, причем это решение не зависит от того, в пользу какой гипотезы (H_0 или H_1) он вынес бы решение, если бы находился в рабочем

состоянии. Для описания подобного состояния введем в рассмотрение еще две гипотезы: T_0 и T_1 , описывающих ситуации, когда сенсор находится в рабочем состоянии или вышел из строя соответственно. Кроме того, обозначим через $P(T_0) = p_0$ априорную вероятность выхода из строя сенсора, тогда $P(T_1) = 1 - p_0$.

Решений, выносимых центральным узлом, в результате обработки сигнала, пришедшего (или нет, в случае выхода из строя) от i -ого сенсора, очевидно, может быть только два: $U_i = 1$, если в ЦУ на основании принятого сигнала выносится решение, что сенсор обнаружил объект, и $U_i = -1$, в противном случае. Далее, пользуясь теми же обозначениями для характеристик эффективности сенсоров и канала связи, найдем теперь соответствующие условные плотности распределения вероятностей $p(U_i | H_1)$ и $p(U_i | H_0)$.

Предположим вначале, что выполняется гипотеза H_0 . Тогда можно записать

$$\begin{aligned} p(U_i | H_0) &= p(U_i | H_0, T_0)P(T_0) + p(U_i | H_0, T_1)P(T_1) \\ &= p(U_i | H_0, T_0)p_0 + p(U_i | H_0, T_1)(1 - p_0). \end{aligned} \quad (3.1)$$

Очевидно, что плотность распределения вероятностей $p(U_i | H_0, T_0)$ можно представить в виде

$$p(U_i | H_0, T_0) = P(U_i = 1 | H_0, T_0)\delta(U_i - 1) + P(U_i = -1 | H_0, T_0)\delta(U_i + 1). \quad (3.2)$$

Далее обозначим $P(U_i = 1 | H_0, T_0) = \tilde{p}_i$ и $P(U_i = -1 | H_0, T_0) = 1 - \tilde{p}_i$. При этом вероятность \tilde{p}_i зависит только от алгоритма вынесения решения, используемого в ЦУ в пользу соответствующего i -го локального решения.

Аналогично находим плотность распределения вероятностей $p(U_i | H_0, T_1)$.

С использованием (1.11) несложно показать, что

$$p(U_i | H_0, T_1) = \varphi_i^{(0)}\delta(U_i - 1) + (1 - \varphi_i^{(0)})\delta(U_i + 1), \quad (3.3)$$

где $\varphi_i^{(0)} = \alpha_i(1 - B_i) + (1 - \alpha_i)A_i$.

Таким образом, с учетом (3.2) и (3.3) получаем следующее выражение для плотности распределения вероятностей (3.1):

$$p(U_i | H_0) = \left[(1-p_0)\varphi_i^{(0)} + p_0\tilde{p}_i \right] \delta(U_i - 1) + \left[(1-p_0)(1-\varphi_i^{(0)}) + p_0(1-\tilde{p}_i) \right] \delta(U_i + 1). \quad (3.4)$$

Аналогично получаем выражение для плотности распределения вероятностей в случае выполнения гипотезы H_1 :

$$p(U_i | H_1) = \left[(1-p_0)\varphi_i^{(1)} + p_0\tilde{p}_i \right] \delta(U_i - 1) + \left[(1-p_0)(1-\varphi_i^{(1)}) + p_0(1-\tilde{p}_i) \right] \delta(U_i + 1), \quad (3.5)$$

где $\varphi_i^{(1)} = (1-\beta_i)(1-B_i) + \beta_i A_i$.

Используя (1.14), а также учитывая (3.4) и (3.5), можно записать выражение для решающего правила принятия решения, как

$$L = \sum_{i=1}^K Z_i \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} H_1 \\ H_0 \end{matrix} h_2, \quad (3.6)$$

$$Z_i = \begin{cases} C1'_i = \ln \left[\frac{(1-p_0)\varphi_i^{(1)} + p_0\tilde{p}_i}{(1-p_0)\varphi_i^{(0)} + p_0\tilde{p}_i} \right], & U_i = 1, \\ C2'_i = \ln \left[\frac{(1-p_0)(1-\varphi_i^{(1)}) + p_0(1-\tilde{p}_i)}{(1-p_0)(1-\varphi_i^{(0)}) + p_0(1-\tilde{p}_i)} \right], & U_i = -1, \end{cases}$$

где порог h_2 также определяется, исходя из выбранного критерия оптимальности.

Отметим, что, если в (3.6) положить $p_0 = 0$ (вероятность выхода из строя равна нулю), то приходим к результатам, приведённым ранее в главах 1 и 2. Кроме того, если положить $A_i = 0$ и $B_i = 0$, то приходим к результатам, полученным для классического алгоритма Varshney-Chair [14, 15].

Теперь перейдем к определению характеристик эффективности синтезированного алгоритма, основанного на (3.6). Как и ранее, используя (1.6), (1.7) и (1.15), можно показать, что плотность распределения вероятностей величины L удовлетворяет следующему рекуррентному соотношению:

$$p_k(L | H_i) = V_k^{(i)} \cdot p_{k-1}^{(i)}(L - C1'_k | H_i) + (1 - V_k^{(i)}) \cdot p_{k-1}^{(i)}(L - C2'_k | H_i), \quad (3.7)$$

где $i=0$ или 1 ; $k = 1, \dots, K$, причем $V_k^{(i)} = (1-p_0)\varphi_k^{(i)} + p_0\tilde{p}_i$, $p_0(L | H_i) = \delta(L)$.

Следовательно, вероятности ошибок принятия решения алгоритмом обнаружения (3.6) распределенной сенсорной системой могут быть найдены с использованием (3.7), как

$$A'_\Sigma = \int_{h_2}^{+\infty} p_K(L|H_0)dL = 1 - \Psi'_K{}^{(0)}(h_2), \quad B'_\Sigma = \int_{-\infty}^{h_2} p_K(L|H_1)dL = \Psi'_K{}^{(1)}(h_2), \quad (3.8)$$

где $\Psi'_K{}^{(i)}(h_2) = V_K^{(i)}\Psi'_{K-1}{}^{(i)}(h_2 - C1'_K) + (1 - V_K^{(i)})\Psi'_{K-1}{}^{(i)}(h_2 - C2'_K)$, $\Psi'_0{}^{(i)}(h_2) = \sigma(h_2)$, причем $i=0$ или 1 .

Учитывая ненадежность сенсоров, для анализа эффективности принятия синтезированным алгоритмом (3.6), вычислялась минимальная вероятность полной ошибки $Pe_{\Sigma\min} = \min(A'_\Sigma + B'_\Sigma)/2$, достигаемая определенном значении порога h_2^* . Для расчета вероятности полной ошибки всей системы предполагалось, что эффективность самих сенсоров известна и постоянна, а именно, вероятности ошибок как первого, так и второго рода всех сенсоров одинаковы: $\alpha_i = 10^{-2}$, $\beta_i = 10^{-3}$. Кроме того, для эффективности каналов связи предполагалось, что вероятности ошибок первого и второго рода для всех каналов также одинаковы и равны $A_i = \tilde{p} = 9 \cdot 10^{-3}$, $B_i = 10^{-3}$.

На рисунке 3.1 приведена зависимость вероятности полной ошибки $Pe_{\Sigma\min}$ от вероятности выхода сенсоров из строя p_0 при различном числе этих сенсоров K . На рисунке 3.2 приведена зависимость вероятности полной ошибки $Pe_{\Sigma\min}$ от количества сенсоров K при заданной вероятности выхода сенсоров из строя.

Из полученных результатов следует, что вероятность выхода сенсоров из строя существенно влияет на эффективность принятия решения всей системой. При одном и том же количестве сенсоров с увеличением их вероятности выхода из строя ухудшается эффективность, так как полная вероятность ошибки системы возрастает.

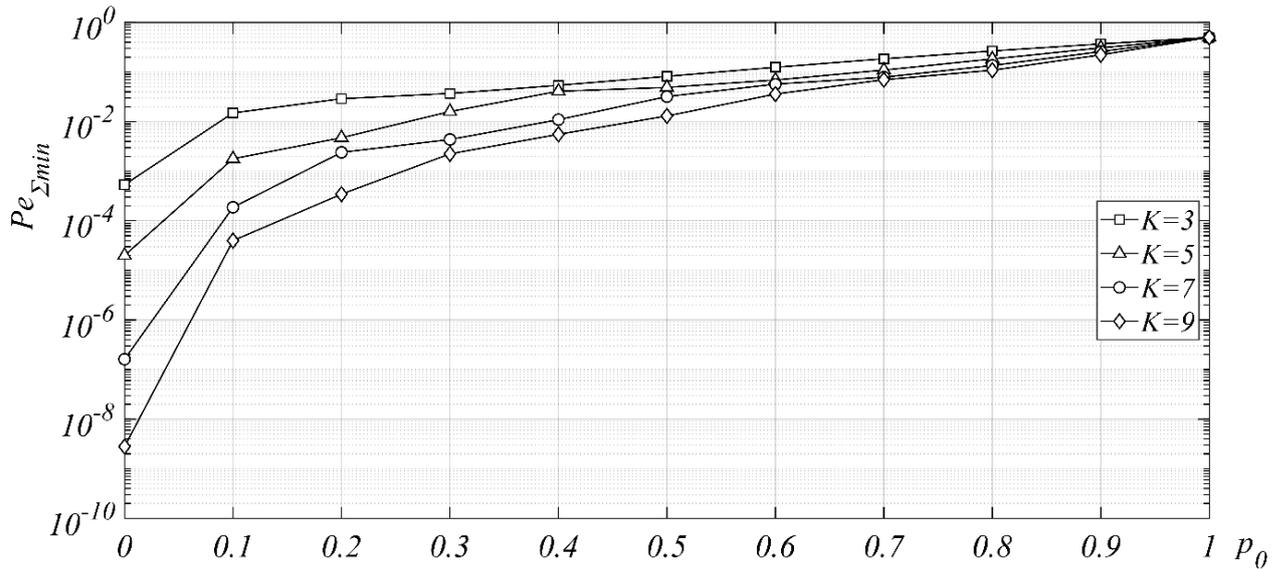


Рисунок 3.1 Зависимость вероятности полной ошибки от вероятности выхода сенсоров из строя p_0

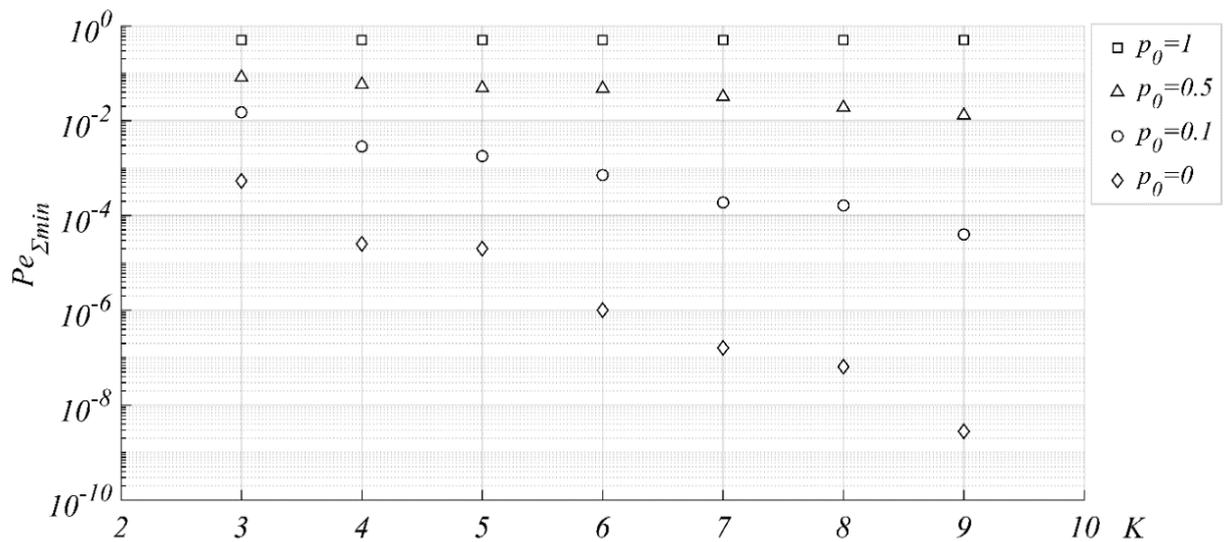


Рисунок 3.2 Зависимость вероятности полной ошибки от количества сенсоров K при заданной вероятности выхода сенсоров из строя

Если $p_0=1$, т. е. вообще в системе все сенсоры вышли из строя, полная вероятность ошибки становится равной 0.5 (изображена квадратиками на рисунке 3.2). Очевидно, обоснованное вынесение решений в этом случае в принципе невозможно. Если вероятность выхода сенсоров из строя достаточно велика ($p_0 > 0.4 \div 0.5$), то полная вероятность ошибки всей системы может стать

неудовлетворительной, причем она слабо зависит от количества сенсоров в системе. Действительно, например, при вероятности выхода сенсора из строя, равного 0.5, увеличение количества используемых сенсоров с трех до девяти приводит к незначительному уменьшению полной вероятности ошибки менее чем на порядок – с 0.083 до 0.013.

Можно отметить, что, чем меньше вероятность выхода из строя сенсоров, тем большее влияние на эффективность обнаружения всей системы оказывает количество сенсоров. Действительно, при $p_0 \leq 0.1 \div 0.2$ увеличение количества сенсоров с трех до девяти приводит к уменьшению полной вероятности ошибки на два-три порядка и более. Например, при вероятности выхода сенсоров из строя, равной 0.1, увеличение количества сенсоров с трех до девяти приводит к уменьшению полной вероятности ошибки почти на три порядка – с $1.5 \cdot 10^{-2}$ до $3.9 \cdot 10^{-5}$.

3.2 Распределенное обнаружение цели при охране береговой линии с учетом вероятности выхода из строя сенсоров

В главе 2 при решении задачи распределенного обнаружения проникновения на охраняемый объект, в частности БЛ, были предложены алгоритм вынесения решений в локальных сенсорах на основе обобщенного энергетического обнаружителя, а также алгоритм приема таких локальных решений в ЦУ. Показаны потенциальные преимущества оптимального алгоритма принятия решения ЦУ LRT-Opt (1.14) по сравнению с имеющимися алгоритмами. На основе приведенных основных положений из главы 2 можно перейти к основной цели следующих двух параграфов – синтезу и анализу алгоритмов распределённого обнаружения цели (проникновения) как при известном ее положении на береговой линии, так и при неизвестном ее положении с учетом вероятности выхода из строя сенсоров.

3.2.1 Алгоритм распределенного обнаружения цели при известном ее положении на береговой линии с учетом вероятности выхода из строя сенсоров

С целью анализа влияния возможности выхода из строя сенсоров на эффективность обнаружения всей системой и сравнении с аналогичными результатами, полученными в главе 2, когда синтезированный алгоритм принятия решения ЦУ не учитывал возможность выхода из строя сенсоров, предположим, что для наблюдения за БЛ сенсоры также размещаются на некотором расстоянии от БЛ, представленной в параболической форме (см. рисунки 2.1 и 2.2).

В рабочем состоянии при применении обобщенного энергетического обнаружителя каждый сенсор на основе решающего правила (2.6) выносит решение о наличии или отсутствии проникновения на БЛ (наличии или отсутствии цели). При этом характеристики эффективности, т.е. вероятности ошибок первого и второго рода могут быть определены в соответствии с (2.10). В главе 2 показано, что за счет выбора значения порога вынесения решения алгоритмом, используемом в ЦУ при приеме локальных решений, алгоритм принятия окончательного решения в ЦУ имеет определенный выигрыш в эффективности относительно аналогичных существующих алгоритмов. Такое пороговое значение τ выбиралось равным $\ln\left(\frac{1 - \alpha_i + \beta_i}{1 - \beta_i + \alpha_i}\right)$, где α_i и β_i – вероятности ошибок первого и второго рода локальных сенсоров. В тоже время характеристики эффективности канала связи определяются аналогично (2.16).

Используя (2.10) (2.11) и (2.16), алгоритм обнаружения цели при известном ее положении на БЛ с учетом вероятности выхода из строя сенсоров может быть основан на решающем правиле (3.6). Для анализа эффективности обнаружения системой вычислялась минимальная вероятность полной ошибки $Pe_{\Sigma \min} = \min(A'_{\Sigma} + B'_{\Sigma})/2$, достигаемая при определенном значении порога, как в случае идеального, так и в случае неидеального канала связи. Причем суммарные вероятности первого и второго рода всей системы A'_{Σ} и B'_{Σ} определяются в

соответствии с выражением (3.8). Условия, при которых выполнялись расчеты, были выбраны аналогичными тем, при которых были построены рисунки 2.4 и 2.7 соответственно. В результате на рисунке 3.3 показана зависимость вероятности полной ошибки от энергетического параметра ОСШ ρ_0 при различных значениях вероятности выхода из строя сенсоров p_0 (при $K=5$).

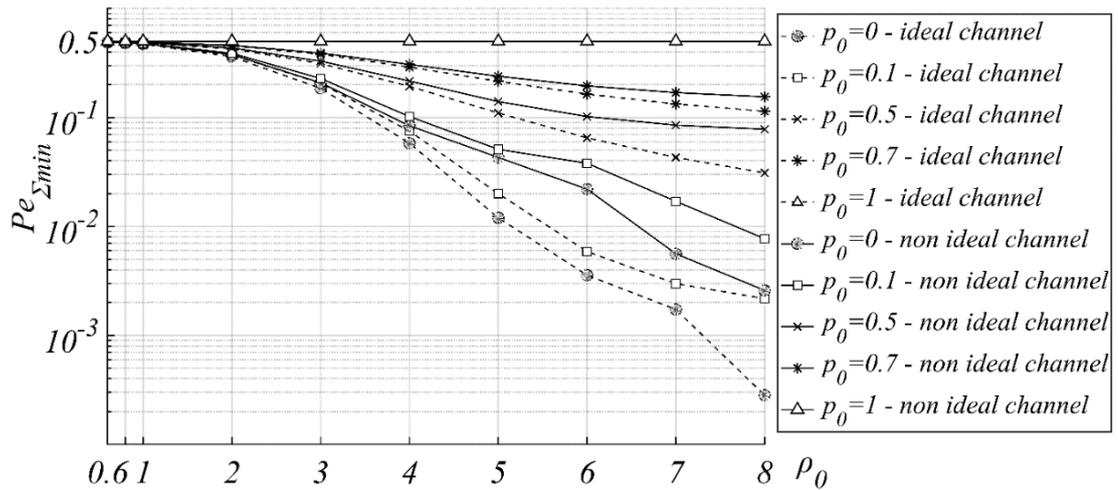


Рисунок 3.3 Зависимость вероятности полной ошибки $Pe_{\Sigma min}$ от энергетического параметра ОСШ ρ_0 при различных значениях вероятности выхода из строя сенсоров p_0 (при $K=5$).

Из приведенных на рисунке 3.3 результатов следует, что с увеличением вероятности выхода сенсоров из строя ухудшается эффективность обнаружения, как в случае идеального, так и в случае неидеального канала связи. Если вероятность выхода из строя сенсоров равна нулю, то вероятности полной ошибки в случае идеального и неидеального канала связи совпадают с результатами, приведенными на рисунках 2.4 и 2.7, соответственно.

На рисунке 3.4 аналогично для условий, при которых построен рисунок 2.6, и количестве сенсоров $K=5$ приведена зависимость вероятности полной ошибки от ОСШ $q_{сф}$ канала связи при различных значениях вероятности выхода из строя сенсоров.

Из анализа рисунка 3.4 следует, что если $p_0=0$ (т.е. все сенсоры находятся в рабочем состоянии), результаты расчетов (изображены кривой с окружностями на рисунке 3.4) совпадают с соответствующими результатами, приведенными на рисунке 2.6. В тоже время, если $p_0=1$, вероятность полной ошибки становится равной 0.5 (изображены кривыми с треугольниками на рисунке 3.4). Кроме того, анализ приведенных зависимостей на рисунках 3.3 и 3.4 свидетельствует о том, что, если вероятность выхода сенсоров из строя достаточно велика ($p_0 > 0.4 \div 0.5$), то вероятность полной ошибки всей системы также слабо зависит от отношений сигнал/шум, как на уровне локальных сенсоров ρ_0 , так и в канале связи q_{cf} . В этом случае использование подобных систем практически нецелесообразно в связи с чрезмерно большой минимальной полной вероятностью ошибки.

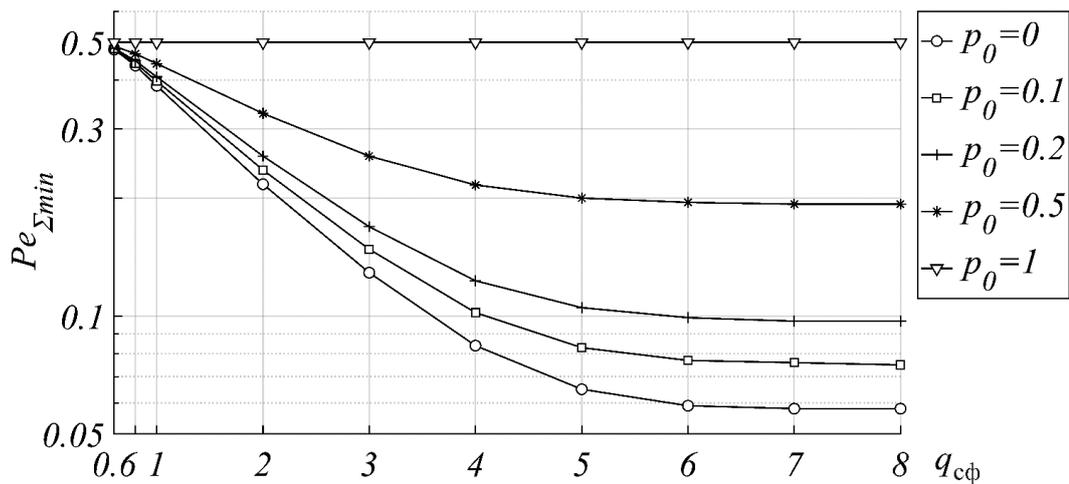


Рисунок 3.4 Зависимость вероятности полной ошибки от ОСШ q_{cf} канала связи при различных значениях вероятности выхода из строя сенсоров

3.2.2 Распределенное обнаружение цели при неизвестном ее положении на береговой линии с учетом вероятности выхода из строя сенсоров

При решении задачи обнаружения при неизвестном положении цели на БЛ с учетом вероятности выхода из строя сенсоров будем также рассматривать

алгоритмы обнаружения, как для идеального, так и для неидеального канала связи, на основе метода максимального ОП.

Используя отношение правдоподобия (3.6), с учетом предположения, что $A_i = B_i = 0$, а также учитывая (2.10) и (2.11), запишем выражение для ОП в случае идеального канала связи, как функцию от неизвестных координат цели, в следующем виде:

$$L(x, y) = \sum_{i=1}^K Z_i(x, y),$$

$$Z_i(x, y) = \begin{cases} C1'_i(x, y) = \ln \left[\frac{(1-p_0)[1-\beta_i(x, y)] + p_0\tilde{p}_i}{(1-p_0)\alpha_i + p_0\tilde{p}_i} \right], & U_i = 1, \\ C2'_i(x, y) = \ln \left[\frac{(1-p_0)\beta_i(x, y) + p_0(1-\tilde{p}_i)}{(1-p_0)(1-\alpha_i) + p_0(1-\tilde{p}_i)} \right], & U_i = 1. \end{cases} \quad (3.9)$$

Поскольку (3.9) можно представить в параметрической форме (см. ранее параграф 2.3), запишем соотношение для решающего правила обнаружения в следующем виде:

$$L(\tilde{t}) = \sum_{i=1}^K Z_i(\tilde{t}) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} h_2', \quad (3.10)$$

где оценка приведенного параметра \tilde{t} находится, как положение абсолютного максимума ОП $L(t)$ и пороговое значение h_2' определяется, исходя из выбранного критерия оптимальности.

Для нахождения характеристик эффективности принятия решения алгоритмом (3.10) (вероятностей ошибок первого и второго рода всей системы) также применялось моделирование в имитационной программной среде и находились вероятности

$$A_{\Sigma'_2} = P[L(\tilde{t}) > h_2' | H_0], B_{\Sigma'_2} = P[L(\tilde{t}) < h_2' | H_1]. \quad (3.11)$$

В случае неидеального канала связи, на основе решающего правила (3.6) и с учетом (2.10), (2.11) и (2.16), запишем выражение для ОП в виде, аналогичном (3.9):

$$L'(x, y) = \sum_{i=1}^K Z'_i(x, y), \quad (3.12)$$

$$Z'_i(x, y) = \begin{cases} C1_i''(x, y), & U_i = 1, \\ C2_i''(x, y), & U_i = 0, \end{cases}$$

где

$$C1_i''(x, y) = \ln \left[\frac{(1-p_0)\varphi_i^{(1)}(x, y) + p_0\tilde{p}_i}{(1-p_0)\varphi_i^{(0)} + p_0\tilde{p}_i} \right],$$

$$C2_i''(x, y) = \ln \left[\frac{(1-p_0)(1-\varphi_i^{(1)}(x, y)) + p_0(1-\tilde{p}_i)}{(1-p_0)(1-\varphi_i^{(0)}) + p_0(1-\tilde{p}_i)} \right], \quad (3.13)$$

$$\varphi_i^{(1)}(x, y) = (1-\beta_i(x, y))(1-B_i) + A_i\beta_i(x, y).$$

При этом, как и ранее, рассматривалась передача сигналов в симметричных двоичных системах связи; в этом случае вероятности ошибок канала связи A_i и B_i определялись в соответствии с (2.16).

Как и ранее, перепишем выражение (3.12) в параметрической форме (см. параграф 2.1):

$$L'(t) = \sum_{i=1}^K Z'_i(t), \quad (3.14)$$

Оценка \tilde{t} находится как положение абсолютного максимума ОП (3.14): $\max L'(t)$. В результате решающее правило примет следующий вид:

$$L'(\tilde{t}) = \sum_{i=1}^K Z'_i(\tilde{t}) \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \tilde{h}_2, \quad (3.15)$$

где порог \tilde{h}_2 определяется, исходя из выбранного критерия оптимальности.

Для нахождения характеристик эффективности алгоритма (3.15) также применялись численные методы в имитационной программной среде. В итоге определялись вероятности ошибок первого и второго рода всей системы

$$A_{\Sigma_2} = P[L(\tilde{t}) > \tilde{h}_2 | H_0], \quad B_{\Sigma_2} = P[L(\tilde{t}) < \tilde{h}_2 | H_1]. \quad (3.16)$$

С целью анализа эффективности обнаружения распределенной системой при неизвестном положении цели с учетом вероятности выхода из строя сенсоров

был использован критерий минимума вероятности полной ошибки $Pe_{\Sigma \min}$, достигаемый при определенном значении порога. Для алгоритма обнаружения в локальных сенсорах предполагалось, что вероятности ложной тревоги для всех сенсоров одинаковы и равны 0.2. Кроме того, при нахождении эффективности обнаружения системой протяженность БЛ l , истинное положение (x_0, y_0) и исходные параметры n, γ, ε выбирались такими же, как и в параграфе 2.2.

Итак, если существует ненулевая вероятность выхода сенсоров из строя, то целесообразно использовать алгоритмы (3.10) (для идеального канала связи) или (3.15) (для неидеального канала связи). Результаты компьютерного моделирования для идеального канала связи представлены на рисунке 3.5. На этом рисунке приведена зависимость вероятности полной ошибки от энергетического параметра (ОСШ) ρ_0 . При его построении менялись вероятности ненадежности сенсоров p_0 (от 0 до 1); вычисления проводились также для неизвестного (сплошные линии) и известного (штриховые линии) положения при количестве сенсоров $K=3$.

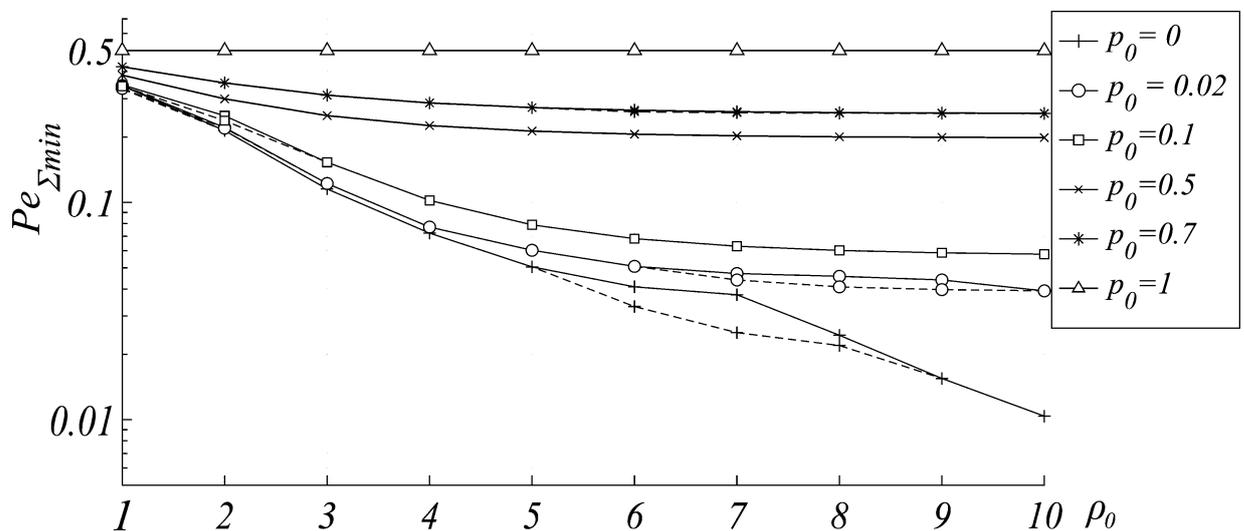


Рисунок 3.5 Зависимость вероятности полной ошибки от энергетического параметра (ОСШ) ρ_0 при различных значениях вероятности выхода из строя сенсоров p_0 и количестве сенсоров $K=3$ в случае идеального канала связи

Из анализа приведенных на рисунке 3.5 результатов, следует, что вероятность выхода сенсоров из строя существенно влияет на эффективность принятия решения всей системой, независимо от того, известно или неизвестно положение цели. Кроме того, если $p_0=0$ (сенсоры никогда не теряют свою работоспособность), то результаты совпадают с теми, которые приведены на рисунке 2.8. Выводы, приведенные в параграфе 3.2.1, и касающиеся результатов обнаружения при известном местоположении цели с учетом вероятности выхода из строя сенсоров, справедливы и в данном случае (при неизвестном местоположении).

Аналогичные характеристики были получены также и для неидеального канала связи. Для этого случая на рисунке 3.6 показана зависимость вероятности полной ошибки от ОСШ в канале связи $q_{сф}$ для различных значений вероятности выхода из строя сенсоров p_0 в предположении, что количество сенсоров $K=3$ и энергетический параметр ОСШ $\rho_0=4$. Как и ранее, сплошными кривыми показаны соответствующие зависимости при неизвестном положении, а штриховыми кривыми – при известном положении цели.

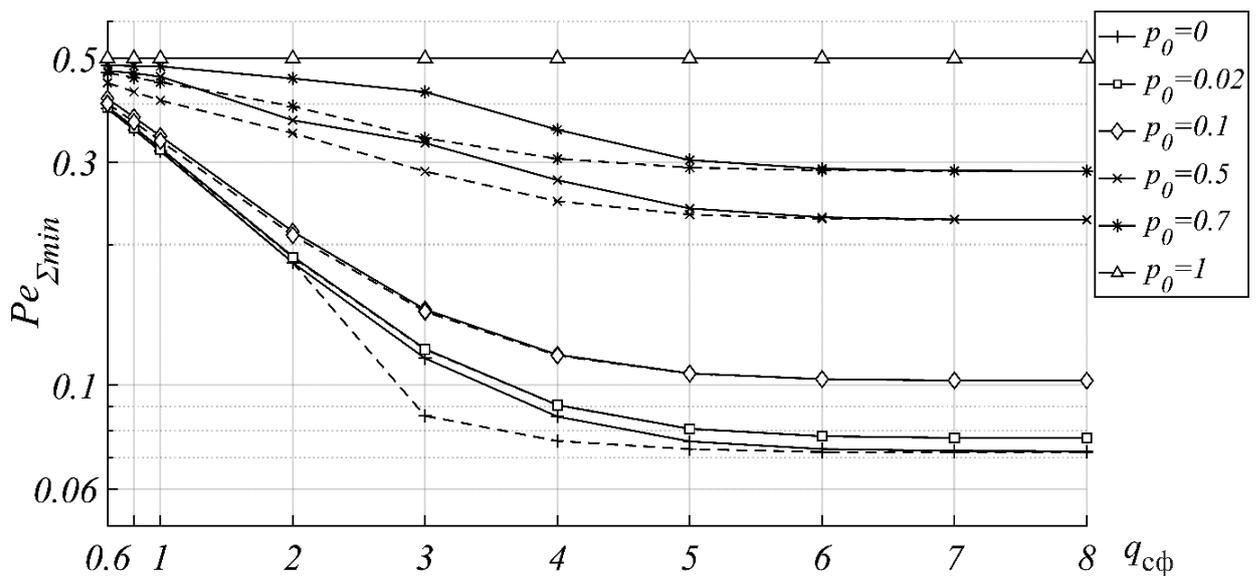


Рисунок 3.6 Зависимость вероятности полной ошибки от ОСШ в канале связи $q_{сф}$

при различных значениях вероятности p_0 и количестве сенсоров $K=3$ в случае неидеального канала связи

Из анализа рисунка 3.6 следует, что, если $p_0=0$, то вероятность полной ошибки (изображена кривыми с плюсиками) совпадает с соответствующей вероятностью, приведенной на рисунке 2.9. С ростом вероятности ненадежности сенсоров эффективность обнаружения цели с неизвестным положением ухудшается, даже при больших ОСШ $q_{сф}$. Кроме того, в рассматриваемых условиях незначительный проигрыш в эффективности обнаружения цели с неизвестным положением по сравнению с эффективностью обнаружения с известным положением цели можно наблюдать при относительно больших значениях вероятности выхода из строя сенсоров (например, при $p_0 > 0.5 \div 0.7$), а также при умеренных значениях ОСШ.

3.3 Выводы к главе 3

1. Вероятность выхода из строя сенсоров оказывает существенное влияние на эффективность принятия решения системой: с ее увеличением возрастает и вероятность полной ошибки системы. В частности, при вероятностях выхода сенсоров из строя, превышающих 0.3-0.5, подобные системы могут стать вообще неработоспособными в связи с чрезмерно большой минимальной полной вероятностью ошибки. Причем это значение не сильно изменяется даже при увеличении количества используемых сенсоров, а также с ростом ОСШ, как на уровне локальных сенсоров, так и в канале связи.

2. Синтезированный алгоритм и приведенные теоретические формулы позволяют определить, при каких условиях функционирования беспроводной сенсорной сети (при возможности выхода части сенсоров из строя) может быть достигнута ее минимально достаточная эффективность. Другими словами, приведенные результаты позволяют обоснованно выбирать вид сенсоров (с учетом различия в их эффективности) при заданных характеристиках канала связи от сенсоров к центральному узлу и при заданной вероятности выхода сенсоров из строя.

3. Приведенные результаты позволяют оценить эффективность принятия решения системой при ее эксплуатации. В частности, показано, что при проектировании сенсоров и их размещении необходимо принимать меры по повышению их надежности (живучести). В противном случае, даже комплексирование большого количества сенсоров, не сможет существенно повысить эффективность подобной комплексной системы обнаружения.

4. Синтезированные алгоритмы, основанные на учете вероятностей выхода из строя сенсоров, являются обобщениями ранее рассматриваемых алгоритмов в соответствующих условиях функционирования системы: как при идеальном, так и неидеальном канале связи.

ГЛАВА 4 РАСПРЕДЕЛЕННОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ МЯГКИХ СХЕМ ВЫНЕСЕНИЯ РЕШЕНИЙ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СИСТЕМАХ

4.1 Алгоритмы распределённого обнаружения на основе применения мягкой схемы вынесения решений в локальных сенсорах

В [43] отмечено, что мягкие решения содержат большее количество информации о наблюдаемых данных, чем жесткие решения. Подобные решения могут быть двухбитными или многобитными в зависимости от требуемой меры достоверности решения. На основе использования таких мягких локальных решений в работах [14, 39, 40, 41] приведены различные алгоритмы распределенного обнаружения. Как отмечалось во введении диссертационной работы, синтезированные решающие правила в существующих работах, либо учитывают лишь характеристики эффективности локальных сенсоров, либо являются громоздкими и неоптимальными вследствие излишне большого количества совместной принятой информации. Кроме того, в этих и других литературных источниках для вычисления показателей эффективности принятия решения системой обычно используют метод компьютерного моделирования, который позволяет получить лишь приближенные результаты. Все перечисленное явилось, в конечном итоге, причиной выполненных авторами и приведенных исследований в данном параграфе. В нем рассматриваются задачи распределённого обнаружения на основе применения мягкой схемы принятия решений на уровне локальных сенсоров в различных условиях функционирования.

Предположим, что каждый сенсор на основании своих наблюдений выносит двухбитовые локальные решения, содержащие не только информацию о наличии или отсутствии объекта, но и ее меры достоверности (надежности принятия решения). В этом случае решения, выносимые i -м локальным сенсором о наличии

или отсутствии цели, могут быть представлены в следующем дискретном виде: $u_i = u_{11}$ – надежное решение о наличии объекта, $u_i = u_{10}$ – ненадежное решение о наличии объекта, $u_i = u_{01}$ – надежное решение об отсутствии объекта и $u_i = u_{00}$ – ненадежное решение об отсутствии объекта. В [41] показано, что вынесение таких решений может быть реализовано на основе применения 4-х уровневой схемы принятия мягких решений (см. рисунок 4.1).

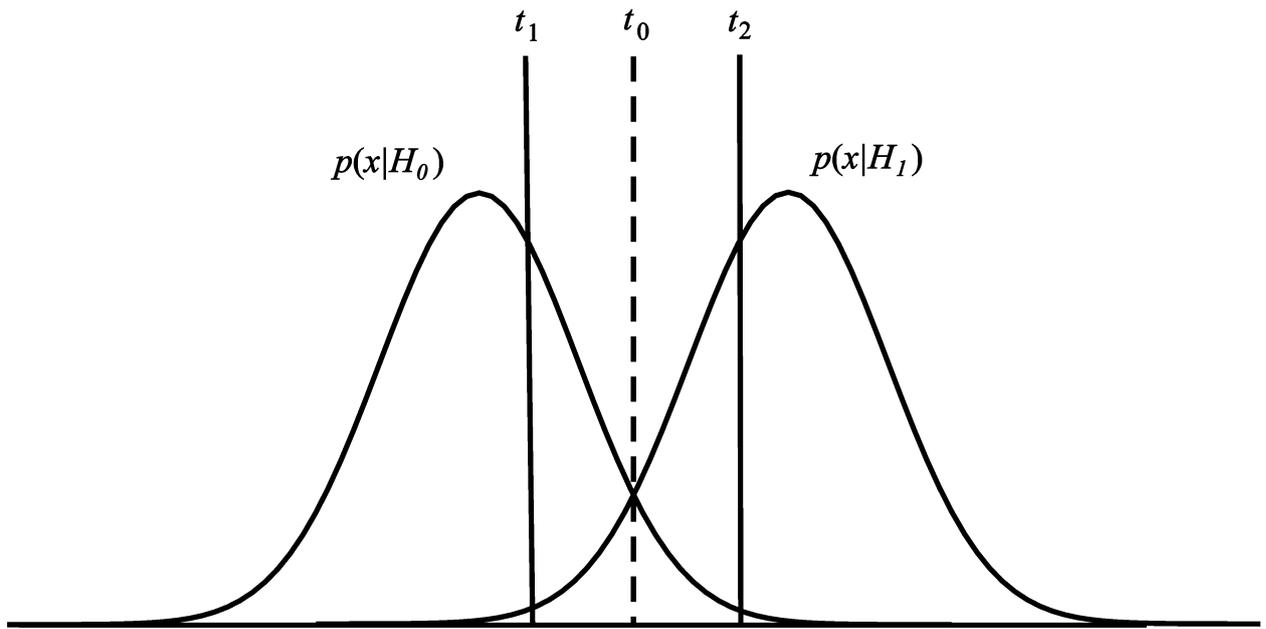


Рисунок 4.1 Четырехуровневая схема вынесения мягких решений

На рисунке 4.1 обозначено: t_0 – порог обнаружения, области $(-\infty; t_1)$ и $(t_2; +\infty)$ – интервалы областей надежных решений, $(t_1; t_2)$ – интервал области для ненадежных решений. Для характеристики эффективности такого алгоритма обозначим через $p_{11i}^{(1)} = P(u_i = u_{11} | H_1)$ условную вероятность вынесения надежного решения в i -м сенсоре о наличии объекта при условии, что верна гипотеза H_1 ; через $p_{10i}^{(1)} = P(u_i = u_{10} | H_1)$ условную вероятность вынесения ненадежного решения в i -м сенсоре о наличии объекта при условии, что верна гипотеза H_1 . Кроме того, обозначим через $p_{01i}^{(1)} = P(u_i = u_{01} | H_1)$ условную вероятность вынесения надежного решения в i -м сенсоре об отсутствии объекта при условии, что верна гипотеза H_1 ,

и $p_{00i}^{(1)} = P(u_i = u_{00} | H_1)$ – условную вероятность вынесения ненадежного решения в i -м сенсоре об отсутствии объекта при условии, что верна гипотеза H_1 . Аналогично, при условии выполнения гипотезы H_0 введем в рассмотрение следующие обозначения для условных вероятностей возможных локальных решений сенсора: $p_{11i}^{(0)} = P(u_i = u_{11} | H_0)$, $p_{10i}^{(0)} = P(u_i = u_{10} | H_0)$, $p_{01i}^{(0)} = P(u_i = u_{01} | H_0)$, $p_{00i}^{(0)} = P(u_i = u_{00} | H_0)$.

Очевидно, что введенные выше вероятности можно связать с классическими вероятностями ложной тревоги α_i и пропуска цели β_i для жесткой схемы принятия решения. Действительно, несложно показать, что выполняются следующие соотношения:

$$\begin{aligned} \alpha_i &= p_{11i}^{(0)} + p_{10i}^{(0)}, & 1 - \alpha_i &= p_{01i}^{(0)} + p_{00i}^{(0)}, \\ \beta_i &= p_{01i}^{(1)} + p_{00i}^{(1)}, & 1 - \beta_i &= p_{11i}^{(1)} + p_{10i}^{(1)}. \end{aligned} \quad (4.1)$$

В практических условиях применения БСС на уровне локального сенсора часто используется критерий Неймана-Пирсона, поэтому вероятности α_i предполагаются заданными (для жесткого алгоритма обнаружения). В нашем случае значения $p_{11i}^{(0)}$, $p_{10i}^{(0)}$, $p_{01i}^{(0)}$ и $p_{00i}^{(0)}$ также предполагаются заданными. Несложно показать, что в случае применения энергетического обнаружителя в локальном сенсоре с учетом лишь аддитивного гауссовского шума для этих условных вероятностей выполняются следующие соотношения:

$$\begin{aligned} p_{10i}^{(0)} &= \int_{t_0}^{t_2} p(x|H_0) dx = \Phi\left(\frac{t_2}{\rho_i}\right) - \Phi\left(\frac{t_0}{\rho_i}\right), & p_{00i}^{(0)} &= \int_{t_1}^{t_0} p(x|H_0) dx = \Phi\left(\frac{t_0}{\rho_i}\right) - \Phi\left(\frac{t_1}{\rho_i}\right), \\ p_{11i}^{(0)} &= \int_{t_2}^{+\infty} p(x|H_0) dx = 1 - \Phi\left(\frac{t_2}{\rho_i}\right), & p_{01i}^{(0)} &= \int_{-\infty}^{t_1} p(x|H_0) dx = \Phi\left(\frac{t_1}{\rho_i}\right), \end{aligned} \quad (4.2)$$

где $\Phi(x) = \int_{-\infty}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx$ – интеграл вероятности, ρ_i – ОСШ в i -ом сенсоре.

Аналогично при условии выполнения гипотезы H_1 условные вероятности вынесения мягких решений можно определить как

$$\begin{aligned}
p_{10i}^{(1)} &= \int_{\tau_0}^{t_2} p(x|H_1)dx = \Phi\left(\frac{t_2}{\rho_i} - \rho_i\right) - \Phi\left(\frac{t_0}{\rho_i} - \rho_i\right), \\
p_{00i}^{(1)} &= \int_{t_1}^{t_0} p(x|H_1)dx = \Phi\left(\frac{t_0}{\rho_i} - \rho_i\right) - \Phi\left(\frac{t_1}{\rho_i} - \rho_i\right). \\
p_{11i}^{(1)} &= \int_{t_2}^{+\infty} p(x|H_1)dx = 1 - \Phi\left(\frac{t_2}{\rho_i} - \rho_i\right), \quad p_{01i}^{(1)} = \int_{-\infty}^{t_1} p(x|H_1)dx = \Phi\left(\frac{t_1}{\rho_i} - \rho_i\right),
\end{aligned} \tag{4.3}$$

Приведенные характеристики эффективности алгоритма вынесения мягких локальных решений вместе с данными о локальных решениях действительно требуются для формирования решающего правила принятия решения в ЦУ. Вынесенные локальными сенсорами мягкие решения непосредственно передаются по радиоканалам к ЦУ, в котором эти локальные решения комплексируются и выносятся окончательное решение. При этом для передачи информации о вынесенных сенсорами дискретных локальных решениях целесообразно применять сигналы с многопозиционными методами модуляции [43], например, FSK или PSK. Аналогично предыдущему обозначим через U_i решение, выносимое центральным узлом, в результате обработки сигнала, пришедшего от i -ого сенсора. Это решение также может принимать одно из четырех значений: $U_i = u_{11}$, если в ЦУ на основании принятого сигнала выносятся решение, что в i -ом локальном сенсоре вынесено надежное решение о наличии объекта, $U_i = u_{10}$ – ненадежное решение о наличии объекта, $U_i = u_{01}$ – надежное решение об отсутствии объекта и $U_i = u_{00}$ – ненадежное решение об отсутствии объекта. Однако из-за воздействия замираний, помех и шумов в канале связи неизбежно возникают искажения передаваемой информации, вследствие чего принятые решения U_i в ЦУ могут отличаться от локальных сенсорных решений u_i . Радиоканал цифровой системы связи между i -м сенсором и ЦУ будем характеризовать вероятностью битовой ошибки p_{bi} . Отметим, что для передачи информации, размерность которой $M=4$ (учитывая, что может передаваться один из четырех сигналов, соответствующий вынесенному сенсором локальному решению), одним из наиболее эффективных способов модуляции является

квадратурная фазовая манипуляция (QPSK). В этом случае, если учитывать в канале связи лишь аддитивный гауссовский шум, то вероятность битовой ошибки p_{bi} можно определить как [43, 44]:

$$p_{bi} = 1 - \Phi(q_i), \quad (4.4)$$

где $q_i = \sqrt{2E/N_0}$ – ОСШ для одного бита, причем E – энергия бита, т.е. энергия сигнала для передачи одного бита.

Отметим, что в ЦУ после детектирования QPSK сигнала выносимые 2-битовые решения U_i центральным узлом могут отличаться от локальных сенсорных решений u_i . Поэтому эффективность вынесения решения U_i будем характеризовать условными вероятностями $P(U_i|u_i)$. Так, если решения об обоих битах U_i были вынесены правильно в ЦУ, то вероятность ошибки равна $(1 - p_{bi})^2$, если правильно вынесено решение лишь об одном бите U_i , то вероятность ошибки равна $p_{bi}(1 - p_{bi})$, и, наконец, при ошибочном вынесении решения об обоих битах эта вероятность имеет вид $(p_{bi})^2$ [41].

При условии выполнения гипотезы H_1 запишем выражения для плотностей вероятностей случайных величин U_i в виде

$$\begin{aligned} p(U_i|H_1) &= \sum_{u_i \in S} P[u_i|H_1] [p(U_i = u_{11}|u_i, H_1) + p(U_i = u_{10}|u_i, H_1) + \\ &\quad + p(U_i = u_{01}|u_i, H_1) + p(U_i = u_{00}|u_i, H_1)], \\ &= \sum_{u_i \in S} P[u_i|H_1] [P(U_i = u_{11}|u_i)\delta(U_i - u_{11}) + P(U_i = u_{10}|u_i)\delta(U_i - u_{11}) + \\ &\quad + P(U_i = u_{01}|u_i)\delta(U_i - u_{11}) + P(U_i = u_{00}|u_i)\delta(U_i - u_{11})], \end{aligned} \quad (4.5)$$

где $S = \{u_{11}, u_{10}, u_{01}, u_{00}\}$, $i = 1, \dots, K$.

На основе формулы (4.4) с учетом вышеприведенных обозначений перепишем выражения для плотностей вероятностей случайных величин U_i при выполнении гипотезы H_1 в следующем виде:

$$p(U_i|H_1) = \varphi_{11i}^{(1)} \cdot \delta(U_i - u_{11}) + \varphi_{10i}^{(1)} \cdot \delta(U_i - u_{10}) + \varphi_{01i}^{(1)} \cdot \delta(U_i - u_{01}) + \varphi_{00i}^{(1)} \cdot \delta(U_i - u_{00}), \quad (4.6)$$

где

$$\begin{aligned} \varphi_{11i}^{(1)} &= p_{11i}^{(1)} \cdot (1 - p_{bi})^2 + (p_{10i}^{(1)} + p_{01i}^{(1)}) \cdot (1 - p_{bi}) p_{bi} + p_{00i}^{(1)} \cdot (p_{bi})^2, \\ \varphi_{10i}^{(1)} &= p_{10i}^{(1)} \cdot (1 - p_{bi})^2 + (p_{00i}^{(1)} + p_{11i}^{(1)}) \cdot (1 - p_{bi}) p_{bi} + p_{01i}^{(1)} \cdot (p_{bi})^2, \\ \varphi_{01i}^{(1)} &= p_{01i}^{(1)} \cdot (1 - p_{bi})^2 + (p_{00i}^{(1)} + p_{11i}^{(1)}) \cdot (1 - p_{bi}) p_{bi} + p_{10i}^{(1)} \cdot (p_{bi})^2, \\ \varphi_{00i}^{(1)} &= p_{00i}^{(1)} \cdot (1 - p_{bi})^2 + (p_{10i}^{(1)} + p_{01i}^{(1)}) \cdot (1 - p_{bi}) p_{bi} + p_{11i}^{(1)} \cdot (p_{bi})^2. \end{aligned} \quad (4.7)$$

Аналогично, для плотностей вероятностей случайных величин U_i при выполнении гипотезы H_0 имеем

$$p(U_i|H_0) = \varphi_{11i}^{(0)} \delta(U_i - u_{11}) + \varphi_{10i}^{(0)} \delta(U_i - u_{10}) + \varphi_{01i}^{(0)} \cdot \delta(U_i - u_{01}) + \varphi_{00i}^{(0)} \cdot \delta(U_i - u_{00}), \quad (4.8)$$

где

$$\begin{aligned} \varphi_{11i}^{(0)} &= p_{11i}^{(0)} \cdot (1 - p_{bi})^2 + (p_{10i}^{(0)} + p_{01i}^{(0)}) \cdot (1 - p_{bi}) p_{bi} + p_{00i}^{(0)} \cdot (p_{bi})^2, \\ \varphi_{10i}^{(0)} &= p_{10i}^{(0)} \cdot (1 - p_{bi})^2 + (p_{00i}^{(0)} + p_{11i}^{(0)}) \cdot (1 - p_{bi}) p_{bi} + p_{01i}^{(0)} \cdot (p_{bi})^2, \\ \varphi_{01i}^{(0)} &= p_{01i}^{(0)} \cdot (1 - p_{bi})^2 + (p_{00i}^{(0)} + p_{11i}^{(0)}) \cdot (1 - p_{bi}) p_{bi} + p_{10i}^{(0)} \cdot (p_{bi})^2, \\ \varphi_{00i}^{(0)} &= p_{00i}^{(0)} \cdot (1 - p_{bi})^2 + (p_{10i}^{(0)} + p_{01i}^{(0)}) \cdot (1 - p_{bi}) p_{bi} + p_{11i}^{(0)} \cdot (p_{bi})^2. \end{aligned} \quad (4.9)$$

Алгоритм объединения локальных сенсорных решений основывается на нахождении ОП. С учетом (4.6) и (4.8) можно записать выражение для ОП в следующем виде:

$$\begin{aligned} \Lambda &= \frac{\prod_{i=1}^K p(U_i|H_1)}{\prod_{i=1}^K p(U_i|H_0)} \\ &= \frac{\prod_{i=1}^K \{ \varphi_{11i}^{(1)} \cdot \delta(U_i - u_{11}) + \varphi_{10i}^{(1)} \cdot \delta(U_i - u_{10}) + \varphi_{01i}^{(1)} \cdot \delta(U_i - u_{01}) + \varphi_{00i}^{(1)} \cdot \delta(U_i - u_{00}) \}}{\prod_{i=1}^K \{ \varphi_{11i}^{(0)} \delta(U_i - u_{11}) + \varphi_{10i}^{(0)} \delta(U_i - u_{10}) + \varphi_{01i}^{(0)} \cdot \delta(U_i - u_{01}) + \varphi_{00i}^{(0)} \cdot \delta(U_i - u_{00}) \}}. \end{aligned} \quad (4.10)$$

Обозначим через I_1 множество всех возможных индексов i , определяющих номера тех сенсоров, которые выносят решения u_{11} ; I_2 – множество всех возможных индексов i , определяющих номера тех сенсоров, относительно которых в ЦУ было вынесено решение u_{10} ; I_3 – множество всех возможных индексов i , соответствующих номерам сенсоров, относительно которых в ЦУ было вынесено решение u_{01} и I_4 – множество всех возможных индексов i , соответствующих номерам сенсоров, относительно которых в ЦУ было вынесено решение u_{00} . Следовательно, можно записать следующее выражение для логарифма ОП:

$$M = \ln(\Lambda) = \sum_{i \in I_1} \ln(\varphi_{11i}^{(1)} / \varphi_{11i}^{(0)}) + \sum_{i \in I_2} \ln(\varphi_{10i}^{(1)} / \varphi_{10i}^{(0)}) + \sum_{i \in I_3} \ln(\varphi_{01i}^{(1)} / \varphi_{01i}^{(0)}) + \sum_{i \in I_4} \ln(\varphi_{00i}^{(1)} / \varphi_{00i}^{(0)}). \quad (4.11)$$

В результате решающее правило (LRT-SD) можно представить в виде

$$M = \ln(\Lambda) = \sum_{i=1}^K C_i(U_i) = \sum_{i=1}^K X_i \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} H_1 \\ H_0 \end{matrix} h, \quad (4.12)$$

$$\text{где } C_i(U_i) = \begin{cases} C1_i = \ln(\varphi_{11i}^{(1)} / \varphi_{11i}^{(0)}), \text{ если } U_i = u_{11}, \\ C2_i = \ln(\varphi_{10i}^{(1)} / \varphi_{10i}^{(0)}), \text{ если } U_i = u_{10}, \\ C3_i = \ln(\varphi_{01i}^{(1)} / \varphi_{01i}^{(0)}), \text{ если } U_i = u_{01}, \\ C4_i = \ln(\varphi_{00i}^{(1)} / \varphi_{00i}^{(0)}), \text{ если } U_i = u_{00}, \end{cases}, \quad X_i = C_i(U_i) \text{ и пороговое значение}$$

h определяется, исходя из выбранного критерия оптимальности.

Отметим, что если в (4.12) положить $p_{bi} = 0$, то мы получим решающее правило принятия решения в случае идеального канала связи. Для нахождения характеристик приема синтезированного алгоритма (4.12) необходимо определить плотности распределения вероятностей случайной величины X_i . Нетрудно заметить, что их можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned}
p(X_i|H_1) &= \varphi_{11i}^{(1)} \cdot \delta(X_i - C1_i) + \varphi_{10i}^{(1)} \cdot \delta(X_i - C2_i) + \\
&\quad + \varphi_{01i}^{(1)} \cdot \delta(X_i - C3_i) + \varphi_{00i}^{(1)} \cdot \delta(X_i - C4_i), \\
p(X_i|H_0) &= \varphi_{11i}^{(0)} \cdot \delta(X_i - C1_i) + \varphi_{10i}^{(0)} \cdot \delta(X_i - C2_i) + \\
&\quad + \varphi_{01i}^{(0)} \cdot \delta(X_i - C3_i) + \varphi_{00i}^{(0)} \cdot \delta(X_i - C4_i).
\end{aligned} \tag{4.13}$$

Далее, используя формулы (4.13) и фильтрующее свойство дельта-функции Дирака $\delta(t)$, можно показать, что плотность распределения вероятностей величины M удовлетворяет следующему рекуррентному соотношению:

$$\begin{aligned}
p_i(M | H_j) &= \varphi_{11i}^{(j)} \cdot p_{i-1}(M - C1_i | H_j) + \varphi_{10i}^{(j)} \cdot p_{i-1}(M - C2_i | H_j) + \\
&\quad + \varphi_{01i}^{(j)} \cdot p_{i-1}(M - C3_i | H_j) + \varphi_{00i}^{(j)} \cdot p_{i-1}(M - C4_i | H_j),
\end{aligned} \tag{4.14}$$

где $j = 0$ или 1 ; $i = 1, \dots, K$, причем $p_0^{(j)}(M | H_j) = \delta(M)$.

Следовательно, вероятности ошибок принятия решения алгоритмом обнаружения (4.12) распределенной сенсорной системы могут быть найдены с использованием (4.14), как

$$A_\Sigma = \int_h^{+\infty} p_K(M | H_0) dM, \quad B_\Sigma = \int_{-\infty}^h p_K(M | H_1) dM, \tag{4.15}$$

где A_Σ и B_Σ – вероятности ошибок первого и второго рода для всей системы соответственно.

Несложно показать, что окончательные выражения для этих вероятностей ошибок имеют следующий вид:

$$A_\Sigma = 1 - \Psi_K^{(0)}(h), \quad B_\Sigma = \Psi_K^{(1)}(h), \tag{4.16}$$

где

$$\begin{aligned}
\Psi_i^{(j)}(h) &= \varphi_{11i}^{(j)} \cdot \Psi_{i-1}^{(j)}(h - C1_i) + \varphi_{10i}^{(j)} \cdot \Psi_{i-1}^{(j)}(h - C2_i) + \\
&\quad + \varphi_{01i}^{(j)} \cdot \Psi_{i-1}^{(j)}(h - C3_i) + \varphi_{00i}^{(j)} \cdot \Psi_{i-1}^{(j)}(h - C4_i),
\end{aligned} \tag{4.17}$$

причем $j = 0$ или 1 , $i = 1, \dots, K$, $\Psi_0^{(j)}(h) = \sigma(h)$.

Как уже отмечалось ранее, обнаружитель, реализованный на основе мягкой схемы принятия решения, позволяет получить больше информации о наблюдаемом объекте, т. к. обеспечивает систему вместе с решением о наличии или отсутствии объекта также некоторой мерой достоверности. В [43] показано,

что в цифровых системах связи для повышения достоверности вынесения решений целесообразно в некоторых случаях применять двухэтапный алгоритм обнаружения. На первом этапе демодулятор, принимая сигнал, выносит одно из мягких решений (с учетом надежности этих решений), а на втором этапе детектор, получив мягкое решение, должен вынести окончательное (жесткое) решение о наличии или отсутствии сигнала на входе приемника. По аналогии с этим предположим, что приемник локального сенсора также построен по такой двухэтапной схеме: демодулятор–детектор. При этом выход демодулятора квантуется на 4 уровня квантования (в общем случае на m уровней), и соединяется с детектором, который на основе принятых от демодулятора мягких решений выносит однозначное решение о наличии или отсутствии наблюдаемого объекта. Далее, функционирование распределенного обнаружения в БСС осуществляется аналогично, как и при комплексировании жестких решений от разных локальных сенсоров, основываясь на ОП. С учетом ранее введенных обозначений можно записать выражение для ОП, используемого для решения задачи обнаружения в i -м сенсоре, в следующем виде:

$$L_i = \frac{p(u_i | H_1)}{p(u_i | H_0)} \quad (4.18)$$

$$= \frac{p_{11i}^{(1)} \cdot \delta(u_i - u_{11}) + p_{10i}^{(1)} \cdot \delta(u_i - u_{10}) + p_{01i}^{(1)} \cdot \delta(u_i - u_{01}) + p_{00i}^{(1)} \cdot \delta(u_i - u_{00})}{p_{11i}^{(0)} \cdot \delta(u_i - u_{11}) + p_{10i}^{(0)} \cdot \delta(u_i - u_{10}) + p_{01i}^{(0)} \cdot \delta(u_i - u_{01}) + p_{00i}^{(0)} \cdot \delta(u_i - u_{00})}.$$

С учетом свойства дельта-функции, перепишем выражение для ОП (4.18), как

$$L_i = \frac{p_{11i}^{(1)}}{p_{11i}^{(0)}} \delta(u_i - u_{11}) + \frac{p_{10i}^{(1)}}{p_{10i}^{(0)}} \delta(u_i - u_{10}) + \frac{p_{01i}^{(1)}}{p_{01i}^{(0)}} \delta(u_i - u_{01}) + \frac{p_{00i}^{(1)}}{p_{00i}^{(0)}} \delta(u_i - u_{00}). \quad (4.19)$$

Тогда, окончательно, решающее правило в i -м сенсоре можно представить в виде

$$L_i = d_i(u_i) \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} H_1 \\ H_0 \end{matrix} \gamma_i, \quad (4.20)$$

$$\text{где } d_i(u_i) = \begin{cases} l_{1i} = p_{11i}^{(1)} / p_{11i}^{(0)}, & \text{если } u_i = u_{11}, \\ l_{2i} = p_{10i}^{(1)} / p_{10i}^{(0)}, & \text{если } u_i = u_{10}, \\ l_{3i} = p_{01i}^{(1)} / p_{01i}^{(0)}, & \text{если } u_i = u_{01}, \\ l_{4i} = p_{00i}^{(1)} / p_{00i}^{(0)}, & \text{если } u_i = u_{00}, \end{cases} \text{ и } \gamma_i - \text{пороговое значение, которое}$$

определяется, исходя из выбранного критерия оптимальности.

Перейдем теперь к нахождению характеристик эффективности алгоритма (4.20). Для этого необходимо определить плотности распределения вероятностей случайных величин L_i . Действительно, нетрудно заметить, что их можно представить в следующем виде:

$$p(L_i | H_j) = p_{11i}^{(j)} \cdot \delta(L_i - l_{1i}) + p_{10i}^{(j)} \cdot \delta(L_i - l_{2i}) + p_{01i}^{(j)} \cdot \delta(L_i - l_{3i}) + p_{00i}^{(j)} \cdot \delta(L_i - l_{4i}), \quad (4.21)$$

где $j = 0$ или 1 – номер гипотезы, а $i = 1, \dots, K$ – номер сенсора.

Следовательно, вероятности ошибок принятия решения алгоритмом (4.20) можно определить, как

$$\alpha'_i = P[L_i > \tau_i | H_0] = 1 - \int_{-\infty}^{\gamma_i} p(L_i | H_1) dL_i, \quad (4.22)$$

$$\beta'_i = P[L_i < \tau_i | H_0] = \int_{-\infty}^{\gamma_i} p(L_i | H_0) dL_i,$$

где α'_i и β'_i – вероятности ошибок первого и второго рода соответственно.

Используя фильтрующее свойство дельта-функции Дирака $\delta(t)$, можно показать, что окончательные выражения для этих вероятностей ошибок имеют следующий вид:

$$\alpha'_i = 1 - \left[p_{11i}^{(0)} \cdot \sigma(\gamma_i - l_{1i}) + p_{10i}^{(0)} \cdot \sigma(\gamma_i - l_{2i}) + p_{01i}^{(0)} \cdot \sigma(\gamma_i - l_{3i}) + p_{00i}^{(0)} \cdot \sigma(\gamma_i - l_{4i}) \right], \quad (4.23)$$

$$\beta'_i = p_{11i}^{(1)} \cdot \sigma(\gamma_i - l_{1i}) + p_{10i}^{(1)} \cdot \sigma(\gamma_i - l_{2i}) + p_{01i}^{(1)} \cdot \sigma(\gamma_i - l_{3i}) + p_{00i}^{(1)} \cdot \sigma(\gamma_i - l_{4i}).$$

Обозначим окончательное решение, выносимое сенсором, через \tilde{y}_i . Это решение, очевидно, может принимать только одно из двух значений: либо $\tilde{y}_i = 1$, если сенсор выносит решение в пользу гипотезы H_1 , либо $\tilde{y}_i = -1$ в противном

случае. Тогда, очевидно, выполняются следующие соотношения:

$$\alpha'_i = P[\tilde{u}_i = 1 | H_0], \quad \beta'_i = P[\tilde{u}_i = -1 | H_1].$$

Далее вынесенные сенсором жесткие решения передаются по радиоканалу связи к ЦУ. Предположим, что для передачи этих решений используется бинарная фазовая модуляция (BPSK) с такой же энергией бита, как и в случае применения QPSK для передачи двухбитных локальных решений. Следовательно, битовая вероятность ошибки p_{bi} также может быть найдена по формуле (4.4). Используя (1.14), с учетом эквивалентной замены $A_i = B_i = p_{bi}$, можно записать выражение для решающего правила (которое назовем LRT-SHD) в ЦУ в следующем виде:

$$M = \sum_{i=1}^K C_i \cdot U_i \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} h_1, \quad (4.24)$$

$$C_i = \begin{cases} C1_i = \ln(\varphi_i^{(1)} / \varphi_i^{(0)}), & \text{если } U_i = 1, \\ C2_i = \ln((1 - \varphi_i^{(0)}) / (1 - \varphi_i^{(1)})), & \text{если } U_i = -1, \end{cases}$$

где $\varphi_i^{(0)} = \alpha'_i \cdot (1 - p_{bi}) + (1 - \alpha'_i) \cdot p_{bi}$, $\varphi_i^{(1)} = (1 - \beta'_i) \cdot (1 - p_{bi}) + \beta'_i \cdot p_{bi}$.

Очевидно, в частном случае, если в (4.24) положить $p_{bi} = 0$, то приходим к решающему правилу для случая идеального канала. Для определения эффективности алгоритма LRT-SHD (4.24) несложно показать, что вероятности ошибок A'_Σ и B'_Σ для алгоритма обнаружения (4.24) могут быть найдены аналогично (1.14):

$$A'_\Sigma = 1 - \Psi_K^{(0)}(h_1), \quad B'_\Sigma = \Psi_K^{(1)}(h_1), \quad (4.25)$$

причем $\Psi_i^{(j)}(h_1) = \varphi_i^{(j)} \cdot \Psi_{i-1}^{(j)}(h_1 - C1_i) + (1 - \varphi_i^{(j)}) \cdot \Psi_{i-1}^{(j)}(h_1 + C2_i)$, $j = 0$ или 1 , $i = 1, \dots, K$, $\Psi_0^{(j)}(h_1) = \sigma(h_1)$.

Для анализа эффективности принятия решения алгоритмами LRT-SD (4.12) и LRT-SHD (4.24) далее вычислялись минимумы вероятностей полной ошибки, достигаемых при определенных значениях порога обнаружения при различных предположениях относительно эффективности, как самих отдельных сенсоров, так и каналов связи сенсоры-ЦУ. В частности предполагалось, что для всех

локальных сенсоров известны следующие условные вероятности: $p_{11i}^{(0)} = p_{10i}^{(0)} = 0.05$; $p_{00i}^{(0)} = p_{01i}^{(0)} = 0.45$. Кроме того, все результаты расчетов эффективностей алгоритмов LRT-SD и LRT-SHD были сопоставлены с результатами эффективности известного алгоритма LRT-HD (1.14) (в главе 1 мы называли его LRT-Opt), функционирующего на основе жестких решений, в аналогичных условиях. Результаты расчетов представлены на рисунке 4.2. Так, на рисунке 4.2 приведены зависимости вероятностей полной ошибки от ОСШ на уровне локальных сенсоров ρ для алгоритмов LRT-SD, LRT-SHD и LRT-HD в случае идеального канала связи сенсор-ЦУ при количестве сенсоров $K=3$ (изображены сплошными кривыми) и $K=7$ (пунктирные кривые) (при построении этой зависимости предполагалось, что для всех сенсоров значения ОСШ одинаковы).

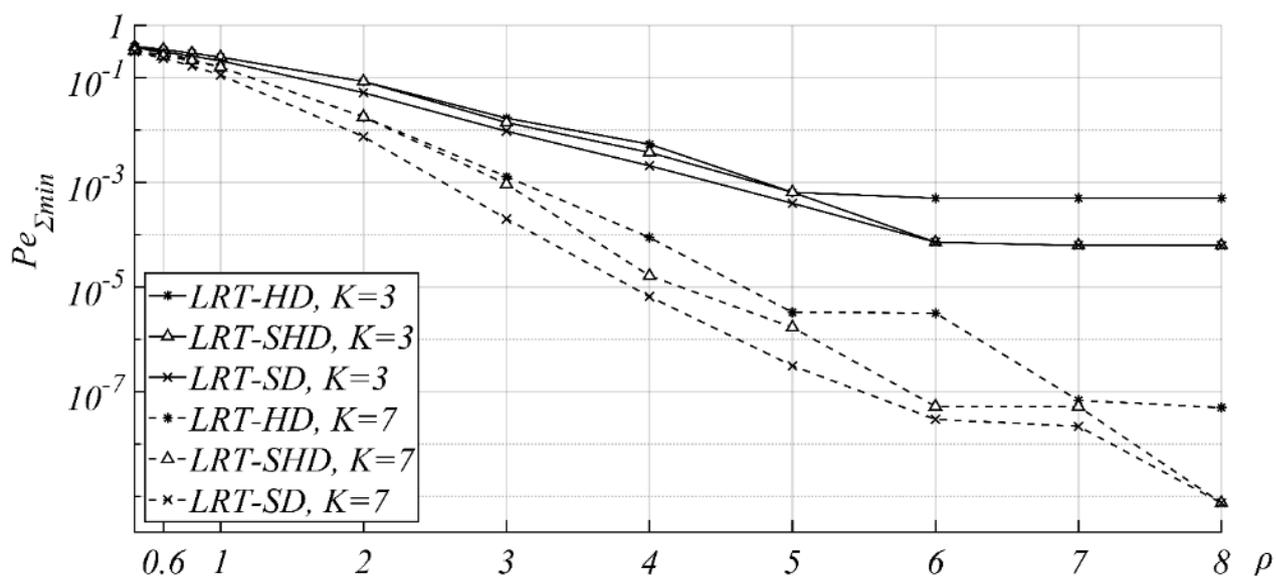


Рисунок 4.2 Зависимости вероятностей полной ошибки от локального ОСШ ρ для алгоритмов LRT-SD, LRT-SHD и LRT-HD при количестве сенсоров $K=3$ и $K=7$

Из анализа рисунка 4.2 следует, что в рассматриваемых условиях алгоритм LRT-SD имеет определенный выигрыш в эффективности относительно алгоритмов LRT-SHD и LRT-HD. Действительно, вероятность полной ошибки для алгоритма LRT-SD (изображена кривыми с крестиками) всегда меньше, чем в случаях применения алгоритмов LRT-SHD и LRT-HD (изображены кривыми с

треугольниками и кривыми со звездочками соответственно). При одном и том же количестве сенсоров эффективность всех приведенных алгоритмов увеличивается с ростом ОСШ ρ на уровне локальных сенсоров и стремится к некоторому предельному значению. Кроме того, при больших значениях ОСШ ρ эффективности алгоритмов LRT-SD и LRT-SHD практически совпадают. В тоже время эти алгоритмы намного эффективнее по сравнению с алгоритмом LRT-HD. Особенно этот выигрыш значителен при достаточно больших значениях ОСШ, превышающих 6-7.

С целью анализа влияния помех в канале связи сенсор-ЦУ на эффективность принятия решения системой на рисунке 4.3 приведена зависимость вероятностей полной ошибки от локального ОСШ ρ для приведенных алгоритмов, как в случае неидеального канала (при $q=2$), так и в случае идеального канала связи (сплошные и пунктирные линии соответственно) при $K=5$. В тоже время на рисунке 4.4 приведена зависимость вероятности полной ошибки от ОСШ q при $\rho=3$ и разном количестве сенсоров.

Анализ рисунков 4.3 и 4.4 свидетельствует о том, что наличие помех в канале связи оказывает существенное влияние на эффективность всей распределенной системы. Действительно, при малых значениях q вероятность полной ошибки всей системы может стать неудовлетворительной, особенно для случая небольшого количества сенсоров. При одном и том же количестве сенсоров с увеличением ОСШ в канале связи q (до определенного уровня) эффективность системы улучшается и стремится к предельному значению. Кроме того, очевидно, эффективность обнаружения также можно повысить путем увеличения количества сенсоров.

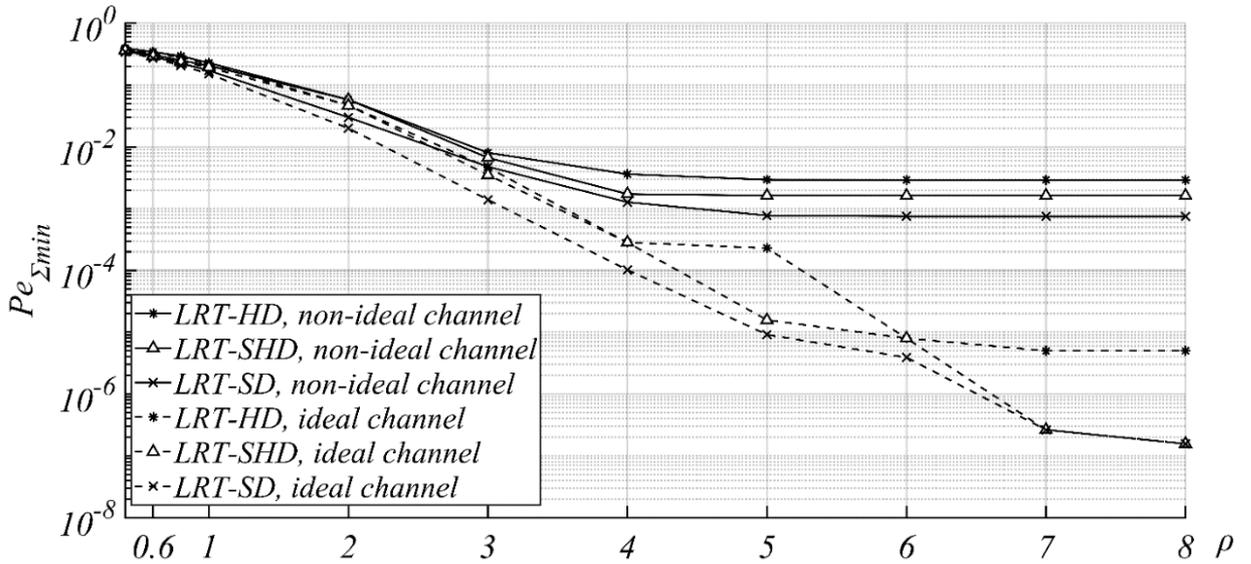


Рисунок 4.3 Зависимости вероятностей полной ошибки от локального ОСШ ρ для алгоритмов LRT-SD, LRT-SHD и LRT-HD для идеального и неидеального канала

СВЯЗИ

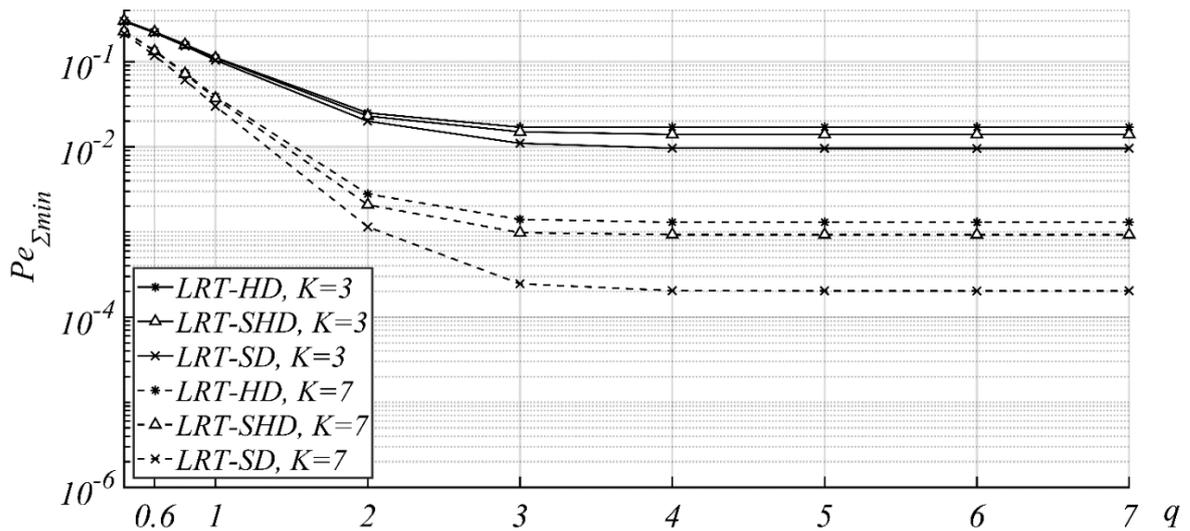


Рисунок 4.4 Зависимости полной вероятности ошибки от ОСШ в канале q для алгоритмов LRT-SD, LRT-SHD и LRT-HD при количестве сенсоров $K=3$ и $K=7$

4.2 Алгоритм распределённого обнаружения на основе применения декодирования мягких решений в центральном узле

В предыдущем параграфе показана возможность повышения эффективности принятия решения системой на основе применения схемы вынесения мягких

решений в локальных сенсорах. Однако для повышения эффективности приема в условиях воздействия помех в канале связи при приеме локальных решений в ЦУ также целесообразно применять мягкую схему принятия решений с целью обеспечения ЦУ большим количеством информации о передаваемых данных. Следовательно, аналогично предыдущему можно перейти к синтезу и анализу алгоритма распределённого обнаружения на основе применения мягкой схемы вынесения решений в ЦУ.

Предположим, что условия функционирования локальных сенсоров аналогичны условиям в случае применения в них традиционного жесткого алгоритма обнаружения. При этом как показано в главах 1 и 2, выносимые локальными сенсорами решения могут принимать одно из двух значений: $u_i = 1$ либо -1 , в соответствии с решением о наличии или отсутствии проникновения на охраняемый объект. Характеристики эффективности обнаружения проникновения сенсором описываются вероятностями ложной тревоги α_i и пропуска цели β_i .

Информацию о локальных решениях в ЦУ можно передавать с помощью сигналов с различными методами модуляции [43], например, BFSK или BPSK, через симметричный двоичный канал связи. Если в ЦУ применяется жесткое декодирование, то при приеме сигнала, пришедшего от i -ого сенсора, выход демодулятора квантуется на 2 уровня, нулевой и единичный, и соединяется с декодером. Далее декодер выносит одно из двух решений: обнаружил сенсор или не обнаружил проникновение. Аналогично, выход демодулятора можно квантовать не на 2, а на 2^m уровней, причем m – это количество информационных битов. Такая схема обеспечивает декодер большим количеством информации, чем жесткая схема принятия решений [43]; в этом случае декодирование называется мягким. В результате, на вход декодера поступают также некоторые меры достоверности вместе с битовым решением о наличии или отсутствии проникновения на уровне локального сенсора. Если обозначить через U_i решение, выносимое декодером в результате обработки сигнала, пришедшего от i -ого

сенсора, то, в частности, при $m=2$ решение U_i может принимать одно из 4 значений (рисунок 4.5).

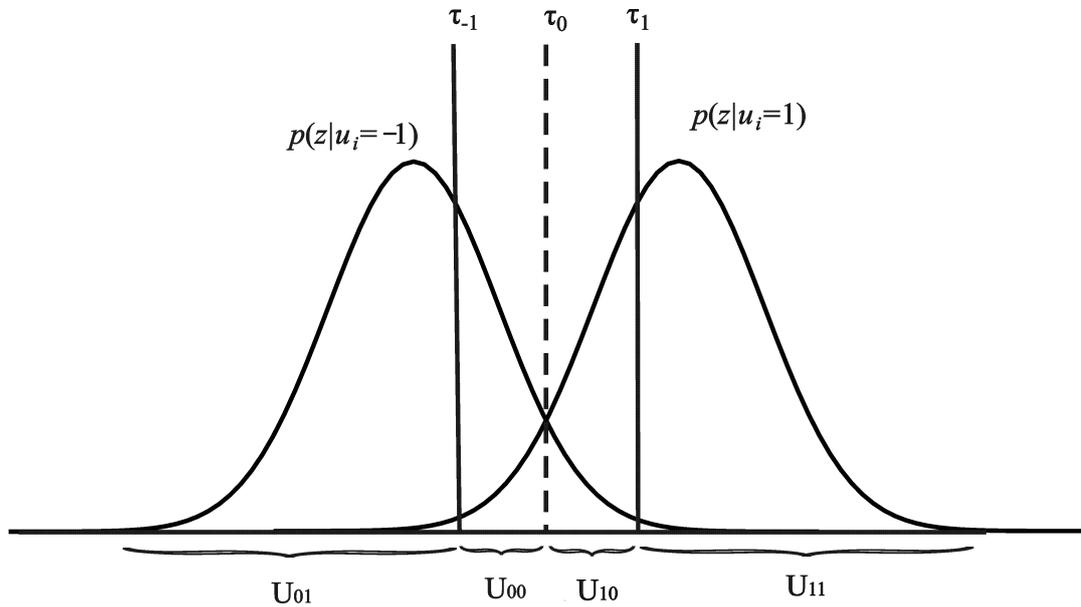


Рисунок 4.5. Четырехуровневая схема мягкого декодирования

На рисунке 4.5 обозначено: τ_0 , τ_1 и τ_{-1} – уровневые метрики квантования, $(-\infty; \tau_{-1})$ и $(\tau_1; +\infty)$ – интервалы областей надежных решений, $(\tau_{-1}; \tau_1)$ – интервал области для ненадежных решений. Через U_{11} , U_{10} обозначены надежные и ненадежные решения о наличии объекта проникновения. Аналогично U_{00} , U_{01} , – надежные и ненадежные решения об отсутствии объекта. Функции $p(z|u_i = -1)$ и $p(z|u_i = 1)$ представляют собой плотности распределения вероятностей решающей статистики. Для характеристики эффективности такого алгоритма обозначим через $P_{11i}^{(1)} = P(U_i = U_{11} | u_i = 1)$ условную вероятность вынесения декодером надежного решения о том, что в i -ом локальном сенсоре вынесено решение о наличии объекта при условии, что на самом деле это произошло; через $P_{10i}^{(1)} = P(U_i = U_{10} | u_i = 1)$ – условную вероятность вынесения декодером ненадежного решения о наличии объекта при условии, что сенсор обнаружил его. Кроме того, обозначим через $P_{01i}^{(1)} = P(U_i = U_{01} | u_i = 1)$ – условную вероятность

вынесения декодером надежного решения об отсутствии объекта, при условии, что сенсор обнаружил его; и $P_{00i}^{(1)} = P(U_i = U_{00} | u_i = 1)$ – условную вероятность вынесения декодером ненадежного решения об отсутствии объекта при условии, что сенсор обнаружил его. Аналогично, при условии, что сенсор не обнаружил объект, введем в рассмотрение следующие обозначения для условных вероятностей возможных локальных решений сенсора:

$$\begin{aligned}
 P_{11i}^{(0)} &= P(U_i = U_{11} | u_i = -1), \\
 P_{10i}^{(0)} &= P(U_i = U_{10} | u_i = -1), \\
 P_{01i}^{(0)} &= P(U_i = U_{01} | u_i = -1), \\
 P_{00i}^{(0)} &= P(U_i = U_{00} | u_i = -1)
 \end{aligned} \tag{4.26}$$

Поскольку локальные решения передаются через симметричный двоичный канал связи, следует выбирать значения τ_1 и τ_{-1} так, чтобы они были симметричны относительно положения τ_0 , а значение τ_0 остается таким же, как в случае вынесения жестких решений. В результате, несложно показать, что выполняются следующие соотношения:

$$\begin{aligned}
 P_{10i}^{(1)} = P_{00i}^{(0)} &= \int_{\tau_{-1}}^{\tau_0} p(z | u_i = -1) dz = \int_{\tau_0}^{\tau_1} p(z | u_i = 1) dz, \\
 P_{11i}^{(1)} = P_{01i}^{(0)} &= \int_{-\infty}^{\tau_{-1}} p(z | u_i = -1) dz = \int_{\tau_1}^{+\infty} p(z | u_i = 1) dz, \\
 P_{00i}^{(1)} = P_{10i}^{(0)} &= \int_{\tau_0}^{\tau_1} p(z | u_i = -1) dz = \int_{\tau_{-1}}^{\tau_0} p(z | u_i = 1) dz, \\
 P_{01i}^{(1)} = P_{11i}^{(0)} &= \int_{\tau_1}^{+\infty} p(z | u_i = -1) dz = \int_{-\infty}^{\tau_{-1}} p(z | u_i = 1) dz.
 \end{aligned} \tag{4.27}$$

Учитывая наличие в канале связи лишь аддитивного гауссовского шума, с использованием (2.16) эти условные вероятности можно определить, как [43, 86, 87]:

$$\begin{aligned}
P_{10i}^{(1)} &= P_{00i}^{(0)} = \Phi[\tau_1/q_{\text{сф}} - q_{\text{сф}}/2] - \Phi[\tau_0/q_{\text{сф}} - q_{\text{сф}}/2], \\
P_{11i}^{(1)} &= P_{01i}^{(0)} = 1 - \Phi[\tau_1/q_{\text{сф}} - q_{\text{сф}}/2], \\
P_{00i}^{(1)} &= P_{10i}^{(0)} = \Phi[\tau_0/q_{\text{сф}} - q_{\text{сф}}/2] - \Phi[\tau_{-1}/q_{\text{сф}} - q_{\text{сф}}/2], \\
P_{01i}^{(1)} &= P_{11i}^{(0)} = \Phi[\tau_{-1}/q_{\text{сф}} - q_{\text{сф}}/2],
\end{aligned} \tag{4.28}$$

где $q_{\text{сф}}$ – ОСШ на выходе фильтра, согласованного с разностным сигналом.

В общем случае (для любых m) решение U_i может принимать одно из 2^m значений: $\{U_{00}, U_{01}, \dots, U_{0M}, U_{10}, U_{11}, \dots, U_{1M}\}$, причем $M = 2^{m-1} - 1$. Кроме того, обозначим в этом случае уровневые метрики квантования, как $\tau_{-M}, \dots, \tau_{-2}, \tau_{-1}, \tau_0, \tau_1, \dots, \tau_M$. Будем считать их также симметричными относительно положения τ_0 и интервалы между ними полагать одинаковыми и равными τ . Для характеристики эффективности такого алгоритма введем в рассмотрение следующие условные вероятности вынесения решения U_i при условии, что в i -ом локальном сенсоре вынесено решение о наличии объекта:

$$\begin{aligned}
P_{1ki}^{(1)} &= P(U_i = U_{1k} | u_i = 1), \\
P_{0ki}^{(1)} &= P(U_i = U_{0k} | u_i = 1),
\end{aligned} \tag{4.29}$$

где $k = 0, \dots, M$.

Аналогично, при условии, что в i -ом локальном сенсоре вынесено решение об отсутствии объекта, имеем:

$$\begin{aligned}
P_{1ki}^{(0)} &= P(U_i = U_{1k} | u_i = -1), \\
P_{0ki}^{(0)} &= P(U_i = U_{0k} | u_i = -1),
\end{aligned} \tag{4.30}$$

где $k = 0, \dots, M$

Аналогично предыдущему с учетом (4.27) и (4.28) можно определить эти условные вероятности как

$$\begin{aligned}
P_{1ki}^{(1)} &= P_{0ki}^{(0)} = \Phi[\tau_{k+1}/q_{\text{сф}} - q_{\text{сф}}/2] - \Phi[\tau_k/q_{\text{сф}} - q_{\text{сф}}/2], \\
P_{1Mi}^{(1)} &= P_{0Mi}^{(0)} = 1 - \Phi[\tau_M/q_{\text{сф}} - q_{\text{сф}}/2], \\
P_{0ki}^{(1)} &= P_{1ki}^{(0)} = \Phi[\tau_{-k}/q_{\text{сф}} - q_{\text{сф}}/2] - \Phi[\tau_{-(k+1)}/q_{\text{сф}} - q_{\text{сф}}/2], \\
P_{0Mi}^{(1)} &= P_{0Mi}^{(0)} = \Phi[\tau_{-M}/q_{\text{сф}} - q_{\text{сф}}/2],
\end{aligned} \tag{4.31}$$

где $k = 0, \dots, M-1$.

При условии выполнения гипотезы H_i запишем выражения для плотностей вероятностей случайных величин U_i в виде

$$\begin{aligned} p(U_i|H_1) &= \sum_{u_i \in S} P[u_i|H_1] \sum_{k=0}^M \left[p(U_i = U_{1k} | u_i, H_1) + p(U_i = U_{0k} | u_i, H_1) \right] \\ &= \sum_{u_i \in S} P[u_i|H_1] \sum_{k=0}^M \left[P(U_i = U_{1k} | u_i) \delta(U_i - U_{1k}) + P(U_i = U_{0k} | u_i) \delta(U_i - U_{0k}) \right], \end{aligned} \quad (4.32)$$

где $S = \{1; -1\}$, $i = 1, \dots, K$.

На основе формулы (4.32) с учетом вышеприведенных обозначений перепишем выражения для плотностей вероятностей случайных величин U_i при выполнении гипотезы H_i в следующем виде:

$$p(U_i|H_1) = \sum_{k=0}^M \left[\varphi_{1ki}^{(1)} \cdot \delta(U_i - U_{1k}) + \varphi_{0ki}^{(1)} \cdot \delta(U_i - U_{0k}) \right], \quad (4.33)$$

где $\varphi_{1ki}^{(1)} = (1 - \beta_i) \cdot P_{1ki}^{(1)} + \beta_i \cdot P_{1ki}^{(0)}$, $\varphi_{0ki}^{(1)} = (1 - \beta_i) \cdot P_{0ki}^{(1)} + \beta_i \cdot P_{0ki}^{(0)}$

Аналогично можно записать выражение для плотностей вероятностей случайных величин U_i при выполнении гипотезы H_0 :

$$p(U_i|H_0) = \sum_{k=0}^M \left[\varphi_{1ki}^{(0)} \cdot \delta(U_i - U_{1k}) + \varphi_{0ki}^{(0)} \cdot \delta(U_i - U_{0k}) \right], \quad (4.34)$$

где $\varphi_{1ki}^{(0)} = (1 - \alpha_i) \cdot P_{1ki}^{(0)} + \alpha_i \cdot P_{1ki}^{(1)}$, $\varphi_{0ki}^{(0)} = (1 - \alpha_i) \cdot P_{0ki}^{(0)} + \alpha_i \cdot P_{0ki}^{(1)}$

Алгоритм принятия решения основывается на нахождении отношения правдоподобия (ОП). С учетом (4.33) и (4.34) можно записать выражение для ОП в виде

$$\Lambda = \frac{\prod_{i=1}^K p(U_i|H_1)}{\prod_{i=1}^K p(U_i|H_0)} = \frac{\prod_{i=1}^K \sum_{k=0}^M \left[\varphi_{1ki}^{(1)} \cdot \delta(U_i - U_{1k}) + \varphi_{0ki}^{(1)} \cdot \delta(U_i - U_{0k}) \right]}{\prod_{i=1}^K \sum_{k=0}^M \left[\varphi_{1ki}^{(0)} \cdot \delta(U_i - U_{1k}) + \varphi_{0ki}^{(0)} \cdot \delta(U_i - U_{0k}) \right]}. \quad (4.35)$$

Обозначим через I_{1k} множество всех возможных индексов i , определяющих номера тех сенсоров, которые выносят решения U_{1k} ; I_{0k} – множество всех возможных индексов i , определяющих номера тех сенсоров, которые выносят

решения U_{0k} ($k=0, \dots, M$). В результате, можно записать следующее выражение для логарифма ОП:

$$L = \ln(\Lambda) = \sum_{k=0}^M \left[\sum_{i \in I_{1k}} \ln(\varphi_{1ki}^{(1)} / \varphi_{1ki}^{(0)}) + \sum_{i \in I_{0k}} \ln(\varphi_{0ki}^{(1)} / \varphi_{0ki}^{(0)}) \right]. \quad (4.36)$$

В свою очередь решающее правило тогда можно представить в виде

$$L = \ln(\Lambda) = \sum_{i=1}^K C_i(U_i) = \sum_{i=1}^K X_i \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} H_1 \\ H_0 \end{matrix} h, \quad (4.37)$$

$$C_i(U_i) = \begin{cases} C1_{ki} = \ln(\varphi_{1ki}^{(1)} / \varphi_{1ki}^{(0)}), & U_i = U_{1k}, \\ C0_{ki} = \ln(\varphi_{0ki}^{(1)} / \varphi_{0ki}^{(0)}), & U_i = U_{0k}, \end{cases}$$

где $k=0, \dots, M$, $X_i = C_i(U_i)$ и пороговое значение h определяется, исходя из выбранного критерия оптимальности.

В дальнейшем для того, чтобы отличать синтезированный алгоритм от алгоритмов LRT-SD, LRT-SHD, приведенных в предыдущем параграфе, будем называть этот алгоритм (4.37) как LRT-SD*. Отметим, что если в (4.37) положить $M=0$ (т.е. $m=1$), то мы приходим к жесткому решающему правилу LRT-HD (1.14).

Для нахождения характеристик приема алгоритма LRT-SD* (4.37) необходимо определить плотности распределения вероятностей случайной величины X_i . Действительно, нетрудно заметить, что их можно представить в следующем виде:

$$p(X_i | H_1) = \sum_{k=0}^M \left[\varphi_{1ki}^{(1)} \cdot \delta(X_i - C1_{ki}) + \varphi_{0ki}^{(1)} \cdot \delta(X_i - C0_{ki}) \right], \quad (4.38)$$

$$p(X_i | H_0) = \sum_{k=0}^M \left[\varphi_{1ki}^{(0)} \cdot \delta(X_i - C1_{ki}) + \varphi_{0ki}^{(0)} \cdot \delta(X_i - C0_{ki}) \right].$$

Далее, используя формулы (4.38) и фильтрующее свойство дельта-функции Дирака $\delta(t)$, можно показать, что плотность распределения вероятностей величины L удовлетворяет следующему рекуррентному соотношению:

$$p_i(L | H_j) = \sum_{k=0}^M \left[\varphi_{1ki}^{(j)} \cdot p_{i-1}(L - C1_{ki} | H_j) + \varphi_{0ki}^{(j)} \cdot p_{i-1}(L - C0_{ki} | H_j) \right]. \quad (4.39)$$

где $j = 0$ или 1 ; $i = 1, \dots, K$, причем $p_0(L | H_j) = \delta(L)$.

Следовательно, суммарные вероятности ошибок принятия решения алгоритмом обнаружения LRT-SD* (4.37) могут быть определены с использованием (4.39), как

$$A_\Sigma = \int_h^{+\infty} p_K(L | H_0) dL, \quad B_\Sigma = \int_{-\infty}^h p_K(L | H_1) dL. \quad (4.40)$$

Несложно показать, что окончательные выражения для этих вероятностей ошибок имеют следующий вид:

$$A_\Sigma = 1 - \Psi_K^{(0)}(h), \quad B_\Sigma = \Psi_K^{(1)}(h), \quad (4.41)$$

где $\Psi_i^{(j)}(h) = \sum_{k=0}^M \varphi_{1ki}^{(j)} \cdot \Psi_{i-1}^{(j)}(h - C1_{ki}) + \varphi_{0ki}^{(j)} \cdot \Psi_{i-1}^{(j)}(h - C0_{ki})$, причем $j=0$ или 1 , $i = 1, \dots, K$, $\Psi_0^{(j)}(h) = \sigma(h)$.

Эффективность принятия решения синтезированным алгоритмом LRT-SD* (4.2.7) будем описывать минимумом вероятности полной ошибки $Pe_{\Sigma \min} = (A_\Sigma + B_\Sigma) / 2$, достигаемым при определённом значении порога h^* . Предполагалось, что эффективность самих сенсоров известна и постоянна, а именно, вероятности ошибок как первого, так и второго рода для всех сенсоров одинаковы и равны $\alpha_i = 10^{-2}$, $\beta_i = 10^{-3}$.

С учетом (4.31) и (4.41) можно сказать, что эффективность принятия решения алгоритмом (4.37) существенно зависит от выбора уровневых метрик для мягкого декодирования в ЦУ. При небольших значениях ОСШ в канале связи для мягкого декодирования с большим интервалом между уровневыми метриками τ в ЦУ крайние метрики могут находиться в очень маловероятной области случайной величины z (см. рисунок 4.5). В этом случае количество информации, поступающей на декодер лишь незначительно больше, чем в случае жесткой схемы декодирования. Учитывая миниатюрный характер локальных сенсоров и небольшую мощность передатчика, следует выбирать небольшие значения интервала между уровневыми метриками τ . В дальнейшем для анализа влияния количества информационных бит m на эффективность принятия решения

системой предполагалось, что интервал между уровневыми метриками равен $\tau = 2$, при этом значение τ_0 полагалось равным нулю. Полученные результаты расчетов представлены на рисунках 4.6 и 4.7.

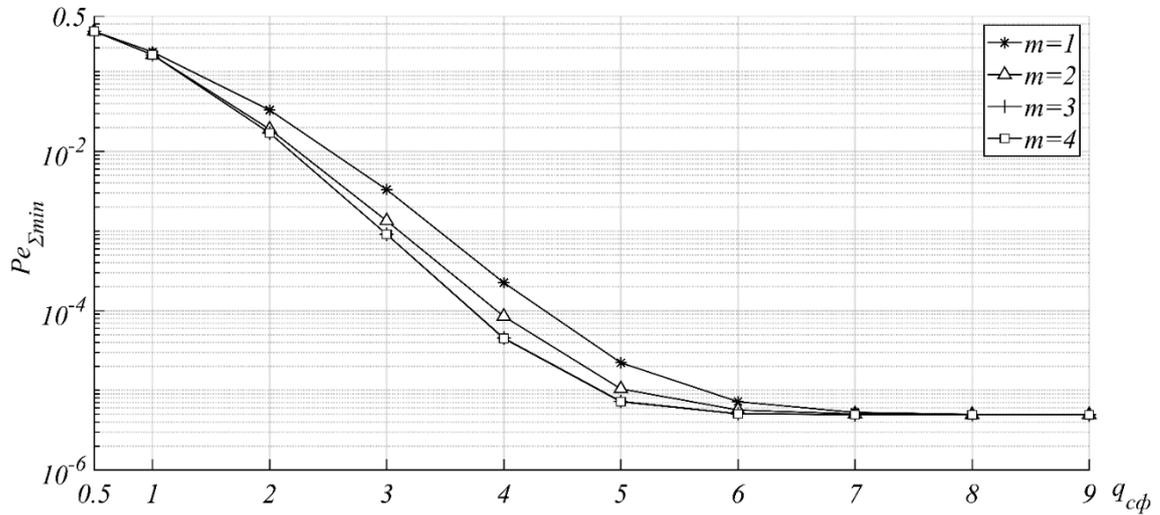


Рисунок 4.6 Зависимость вероятности полной ошибки от ОСШ в канале связи q_{cf} для разных значений m (при $K=5$)

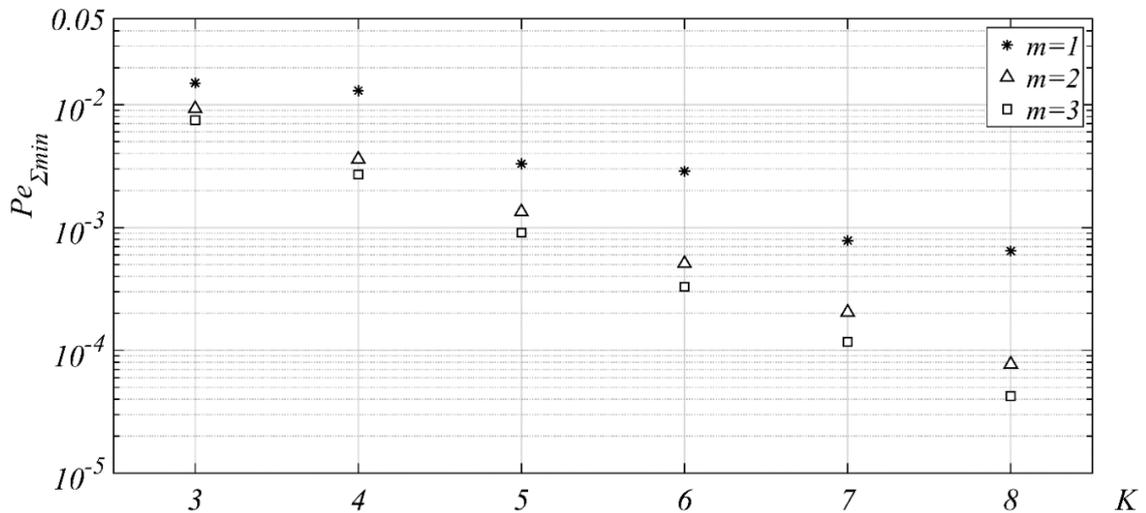


Рисунок 4.7 Зависимость вероятности полной ошибки от количества сенсоров K для разных значений m (при ОСШ $q_{cf} = 3$)

На рисунке 4.6 приведены зависимости вероятности полной ошибки от ОСШ q_{cf} для разных значений m при количестве сенсоров $K=5$. На рисунке 4.7 приведены зависимости вероятности полной ошибки от количества сенсоров K

для разных значений m при ОСШ в канале связи $q_{сф}=3$. Из анализа рисунка 4.6 следует, что алгоритм обнаружения на основе применения мягкой схемы принятия решений имеет определенный выигрыш по сравнению с жестким алгоритмом. Действительно, вероятность полной ошибки для алгоритма на основе мягких решений (на рисунке 4.6 изображены кривыми с треугольниками, плюсиками и квадратиками) всегда меньше, чем в случае использования алгоритма на основе применения жестких решений (на рисунке 4.6 изображена кривой со звездочками ($m=1$)). При одном и том же количестве сенсоров эффективность принятия системой решения увеличивается с ростом числа битов мягких решений m ; в то же время увеличение количества бит, больших трех ($m \geq 3$), нецелесообразно, т.к. не приводит к заметному улучшению в эффективности обнаружения. Действительно, кривые на рисунке 4.6, построенные при $m=3$ и $m=4$ практически совпадают. Кроме того, что достаточно очевидно, с ростом ОСШ в канале связи вероятность полной ошибки для приведенных алгоритмов также увеличивается и стремится к некоторому предельному значению.

Анализ рисунка 4.7 свидетельствует, что эффективность принятия решения системой для алгоритмов, основанных как на использовании жестких решений, так и мягких решений, может быть повышена путем увеличения количества сенсоров. При этом, как свидетельствует анализ, алгоритмы на основе мягких решений обеспечивают значительно меньшие вероятности ошибок по сравнению с алгоритмами, основанными на применении жестких решений. Причем, чем больше используемых в системе сенсоров, тем выше эффективность. Так, например, уже при $K=8$ и $m=3$ вероятность полной ошибки более чем на порядок становится меньше по сравнению со случаем, когда применяется жесткое правило ($m=1$) вынесения решений.

4.3 Алгоритм распределенного обнаружения на основе применения мягких схем вынесения решений как в локальных сенсорах, так и в центральном узле

В предыдущих параграфах исследованы алгоритмы распределенного обнаружения на основе применения мягкой схемы вынесения решений в отдельных звеньях системы: на уровне локальных сенсоров и в ЦУ. Полученные результаты показывают, что эффективность обнаружения системой действительно может быть повышена за счет использования мягких решений. С точки зрения энергетической эффективности актуальным также является синтез алгоритмов совместной обработки информации в БСС при комплексном применении мягких схем вынесения решений в обоих таких звеньях системы. В данном параграфе будем рассматривать задачу распределенного обнаружения на основе применения мягких схем вынесения решений, как в локальных сенсорах, так и в ЦУ.

Рассмотрим следующие общие условия функционирования БСС. На уровне локальных сенсоров для вынесения мягких решений о наличии или отсутствии проникновения применяется 4-х уровневая схема принятия мягких решений (см. рисунок 4.1). При этом каждое локальное решение может принимать одно из четырех дискретных значений. Аналогично, характеристики эффективности подобного алгоритма можно определить в соответствии с (4.2) и (4.3).

Основной задачей ЦУ является принятие окончательного решения о наличии или отсутствии объекта на основе принятых данных о локальных решениях от сенсоров. Информацию о таких дискретных решениях можно передавать в ЦУ с помощью сигналов с многопозиционными методами модуляции [43, 86]. Поскольку в нашем случае локальное решение может принимать одно из четырех дискретных значений, целесообразно применять сигналы с QPSK. Очевидно, в этом случае информацию о локальных решениях несут фазовые компоненты передаваемого сигнала. Следовательно, правило принятия решения детектором ЦУ может быть основано на том, что вычисленная

фаза принятого сигнала сравнивается с каждой фазой-прототипом, далее демодулятор выбирает фазу, ближайшую к фазе принятого сигнала, и выносит соответствующее для этой фазы решение о переданной информации [43] (такой подход представляет собой образец жесткой схемы вынесения решения).

Аналогично рассмотренному выше принципу вынесения мягких решений в локальных сенсорах, для обеспечения ЦУ большим количеством информации при приеме данных от сенсоров, в ЦУ также можно применять мягкую схему принятия решений. Для подробного описания такого принципа на рисунке 4.8 показаны сигнальное пространство для QPSK, а также соответствующие области выносимых решений.

На рисунке 4.8 обозначено: D_{j1} – области надежных решений, D_{j0} – области ненадежных решений детектора; аналогично [85], сигнал будем представлять вектором \mathbf{m}_j с компонентами:

$$\mathbf{m}_j = \left(\sqrt{E_s} \cdot \cos(\pi(j-1)/2), \sqrt{E_s} \cdot \sin(\pi(j-1)/2) \right), \quad (4.42)$$

где E_s – энергия передаваемого сигнала, $j = 1, \dots, 4$.

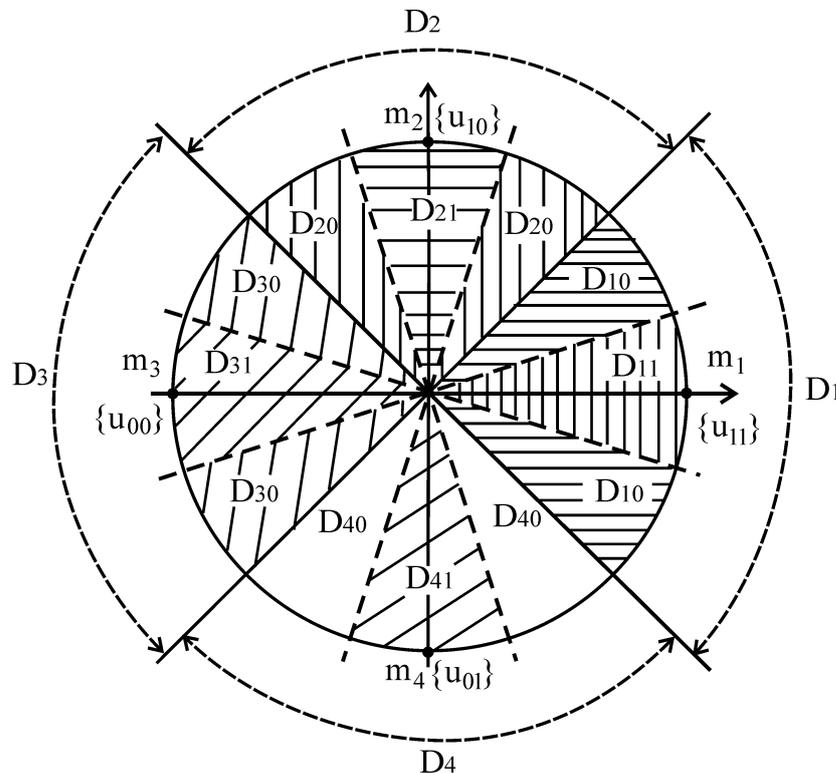


Рисунок 4.8 Сигнальное пространство для QPSK и области решений

Отметим, что при жестком правиле принятия решений сигнальное пространство разделяется на 4 области D_j . Принцип принятия мягких решений для детектора ЦУ заключается в разделении каждой области решений D_j на две подобласти мягких решений D_{j1} и D_{j0} . Причем, если вектор принятого сигнала попадает в область D_{j1} , то детектор выносит надежное решение о том, что от локального сенсора передан сигнал m_j ; если вектор принятого сигнала попадает в область D_{j0} , то выносится ненадежное решение о том, что от локального сенсора передан сигнал m_j . При этом в связи с симметрией созвездия сигналов с QPSK предполагается, что границы этих подобластей также симметричны относительно центра сигнального пространства (см. рисунок 4.8). Несложно заметить, что отношение угла, ограничивающего каждую из подобластей надежного решения D_{j1} , к углу, ограничивающему соответствующую область решений D_j , одинаково и равно τ , причем $0 < \tau < 1$.

Сигнал, принятый в ЦУ, также будем представлять вектором \mathbf{R}_j . С использованием (4.42), учитывая наличие аддитивного гауссовского шума в канале связи, \mathbf{R}_j можно представить в следующем вид:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_1 &= (r_1, r'_1) = (\sqrt{E_s} + \eta_1, \eta'_1), \quad \mathbf{R}_2 = (r_2, r'_2) = (\eta_2, \sqrt{E_s} + \eta'_2), \\ \mathbf{R}_3 &= (r_3, r'_3) = (-\sqrt{E_s} + \eta_3, \eta'_3), \quad \mathbf{R}_4 = (r_4, r'_4) = (\eta_4, -\sqrt{E_s} + \eta'_4), \end{aligned} \quad (4.43)$$

где r_j, r'_j – синфазные и квадратурные компоненты принятого сигнала соответственно; η_j, η'_j – независимые гауссовские случайные величины с дисперсией $\xi_j = N_0 / 2$ и нулевым средним значением, причем $j = 1, \dots, 4$ и N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности шума.

С учетом (4.43) несложно показать, что совместную плотность распределения вероятностей для каждой пары случайных независимых величин r_j и r'_j можно представить, как

$$p_j(r_j, r'_j) = \frac{1}{\pi N_0} \exp \left(-\frac{(r_j - \sqrt{E_s})^2 + r_j'^2}{N_0} \right). \quad (4.44)$$

Сигнальное пространство для QPSK можно также представить в полярной системе координат. Следовательно, и векторные сигналы \mathbf{m}_j также можно представить в полярной форме с помощью соответствующих переходных преобразований:

$$\nu_j = \sqrt{r_j^2 + r_j'^2}, \quad \theta_j = \arctan \frac{r_j'}{r_j}, \quad (4.45)$$

где $j=1, \dots, 4$.

В частности, при передаче сигнала \mathbf{m}_1 в ЦУ выражение для одномерной плотности распределения вероятностей случайной величины θ_1 имеет следующий вид [85]:

$$p_1(\theta_1) = \frac{1}{2\pi} e^{-\gamma_s \sin^2 \theta_1} \int_0^{+\infty} z e^{-\frac{(z - \sqrt{2\gamma_s} \cos \theta_1)^2}{2}} dz, \quad (4.46)$$

где $\gamma_s = q^2 = E_s/N_0$ – энергетическое отношение сигнал-шум, а q – ОСШ для одного бита [WU1] СИМВОЛА.

Обозначим через U_i решение, выносимое детектором ЦУ в результате обработки сигнала, пришедшего от i -ого сенсора. В соответствии с изображенными на рисунке 4.8 подобластями решений, это решение может принимать одно из следующих восьми дискретных значений: $U_i = c_1$ – надежное решение, что в i -ом локальном сенсоре вынесено надежное решение о наличии объекта; $U_i = c_2$ – ненадежное решение, что в i -ом локальном сенсоре вынесено надежное решение о наличии объекта; $U_i = c_3$ – надежное решение, что в i -ом локальном сенсоре вынесено ненадежное решение о наличии объекта; $U_i = c_4$ – ненадежное решение, что в i -ом локальном сенсоре вынесено ненадежное решение о наличии объекта; $U_i = c_5$ – надежное решение, что в i -ом локальном сенсоре вынесено ненадежное решение об отсутствии объекта; $U_i = c_6$ – ненадежное решение, что в i -ом локальном сенсоре вынесено ненадежное решение об отсутствии объекта; $U_i = c_7$ – надежное решение, что в i -ом локальном сенсоре вынесено надежное решение об отсутствии объекта; $U_i = c_8$ – ненадежное

решение, что в i -ом локальном сенсоре вынесено надежное решение об отсутствии объекта. Следовательно, в результате приема мягких локальных решений в ЦУ выносимые детектором решения будем называть мягко-мягкими решениями (Soft Soft-SSD).

Далее найдем характеристики эффективности вынесения детектором этих решений в ЦУ. Для этого введем в рассмотрение следующие условные вероятности вынесения решений U_i при условии передачи сигнала \mathbf{m}_j в ЦУ:

$$P_{ij}^{(l)} = P(U_i = c_l | \mathbf{m}_j), \quad (4.47)$$

где $i = 1, \dots, K$; $j = 1, \dots, 4$ и $l = 1, \dots, 8$.

В связи с симметрией созвездия сигналов с QPSK и подобластей решений нетрудно показать, что для условных вероятностей вынесения решения U_i (4.47) должны выполняться следующие соотношения:

$$\begin{aligned} P_{i1}^{(1)} &= P_{i2}^{(3)} = P_{i3}^{(5)} = P_{i4}^{(7)}, & P_{i1}^{(2)} &= P_{i2}^{(4)} = P_{i3}^{(6)} = P_{i4}^{(8)}, \\ P_{i1}^{(5)} &= P_{i3}^{(1)} = P_{i4}^{(3)} = P_{i2}^{(7)}, & P_{i1}^{(6)} &= P_{i3}^{(2)} = P_{i2}^{(8)} = P_{i4}^{(4)}, \\ P_{i1}^{(3)} &= P_{i1}^{(7)} = P_{i2}^{(1)} = P_{i2}^{(5)} = P_{i3}^{(3)} = P_{i3}^{(7)} = P_{i4}^{(5)} = P_{i4}^{(1)}, \\ P_{i1}^{(4)} &= P_{i1}^{(8)} = P_{i2}^{(2)} = P_{i2}^{(6)} = P_{i3}^{(4)} = P_{i3}^{(8)} = P_{i4}^{(6)} = P_{i4}^{(2)}, \end{aligned} \quad (4.48)$$

Для нахождения условных вероятностей (4.47) рассмотрим случай, когда от локального сенсора передается сигнал \mathbf{m}_1 в ЦУ. Очевидно, что условные вероятности вынесения решения U_i при условии передачи сигнала \mathbf{m}_1 можно определить в соответствии со следующими выражениями:

$$\begin{aligned} P_{i1}^{(1)} &= \int_{D_{11}} p_1(\theta_1) d\theta_1, & P_{i1}^{(2)} &= \int_{D_{10}} p_1(\theta_1) d\theta_1, \\ P_{i1}^{(5)} &= \int_{D_{31}} p_1(\theta_1) d\theta_1, & P_{i1}^{(6)} &= \int_{D_{30}} p_1(\theta_1) d\theta_1, \\ P_{i1}^{(4)} &= P_{i1}^{(8)} = \int_{D_{20}} p_1(\theta_1) d\theta_1, & P_{i1}^{(3)} &= P_{i1}^{(7)} = \int_{D_{21}} p_1(\theta_1) d\theta_1. \end{aligned} \quad (4.49)$$

Учтем, что с учетом вышеприведенных обозначений подобласти решений можно описать как:

$$\begin{aligned}
D_{11} &= \left\{ \theta_1 : \frac{-\pi}{4} \tau < \theta_1 \leq \frac{\pi}{4} \tau \right\}, \quad D_{10} = \left\{ \theta_1 : \frac{-\pi}{4} < \theta_1 \leq \frac{-\pi}{4} \tau \vee \frac{\pi}{4} \tau < \theta_1 \leq \frac{\pi}{4} \right\}, \\
D_{21} &= \left\{ \theta_1 : \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{4} \tau < \theta_1 \leq \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{4} \tau \right\}, \\
D_{20} &= \left\{ \theta_1 : \frac{\pi}{4} < \theta_1 \leq \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{4} \tau \quad \vee \quad \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{4} \tau < \theta_1 \leq \frac{3\pi}{4} \right\}, \\
D_{31} &= \left\{ \theta_1 : \pi - \frac{\pi}{4} \tau < \theta_1 \leq \pi \quad \vee \quad -\pi < \theta_1 \leq -\pi + \frac{\pi}{4} \tau \right\}, \\
D_{30} &= \left\{ \theta_1 : \frac{3\pi}{4} < \theta_1 \leq \pi - \frac{\pi}{4} \tau \quad \vee \quad -\pi + \frac{\pi}{4} \tau < \theta_1 \leq \frac{-3\pi}{4} \right\}.
\end{aligned} \tag{4.50}$$

Из анализа выражения для плотности распределения вероятностей случайной величины θ_1 (4.46) с учетом формул (4.48), (4.49), (4.50) следует, что для мягкой схемы приема в ЦУ со значениями τ , которые выбираются близкими к единице, подобласти надежных мягких решений сужаются и вероятность вынесения надежных решений в этом случае становится очень мала. Аналогично, для случая, когда значения τ выбираются, близкими к нулю, вероятность вынесения ненадежных решений также стремится к нулю. В этих условиях принцип вынесения детектором решений аналогичен тому, который используется при жесткой схеме приема. В связи с вышеизложенным для дальнейшего исследования целесообразно выбрать значение τ , близкое к середине интервала $[0; 1]$.

При условии выполнения гипотезы H_1 запишем выражения для плотностей вероятностей случайных величин U_i в виде

$$\begin{aligned}
p(U_i | H_1) &= \sum_{u_i \in S} P(u_i | H_1) \cdot \sum_{j=1}^8 p(U_i = c_j | u_i, H_1) \\
&= \sum_{u_i \in S} P(u_i | H_1) \cdot \sum_{j=1}^8 p(U_i = c_j | \mathbf{m}_i, H_1) \\
&= \sum_{u_i \in S} P(u_i | H_1) \cdot \sum_{j=1}^8 \left[P(U_i = c_j | \mathbf{m}_i) \delta(U_i - c_j) \right],
\end{aligned} \tag{4.51}$$

где $S = \{u_{11}, u_{10}, u_{01}, u_{00}\}$, $i = 1, \dots, K$.

На основе формулы (4.51), с учетом характеристик эффективности обнаружения локальными сенсорами (4.2) и (4.3), перепишем выражения для плотностей вероятностей случайных величин U_i при выполнении гипотезы H_1 в следующем виде:

$$p(U_i|H_1) = \sum_{j=1}^8 [\varphi_{ij}^{(1)} \delta(U_i - c_j)], \quad (4.52)$$

где $\varphi_{ij}^{(1)} = p_{11i}^{(1)} \cdot P_{i1}^{(j)} + p_{01i}^{(1)} \cdot P_{i2}^{(j)} + p_{00i}^{(1)} \cdot P_{i3}^{(j)} + p_{10i}^{(1)} \cdot P_{i4}^{(j)}$.

Аналогично можно записать выражение для плотностей вероятностей случайных величин U_i при выполнении гипотезы H_0 :

$$p(U_i|H_0) = \sum_{j=1}^8 [\varphi_{ij}^{(0)} \delta(U_i - c_j)], \quad (4.53)$$

где $\varphi_{ij}^{(0)} = p_{11i}^{(0)} \cdot P_{i1}^{(j)} + p_{01i}^{(0)} \cdot P_{i2}^{(j)} + p_{00i}^{(0)} \cdot P_{i3}^{(j)} + p_{10i}^{(0)} \cdot P_{i4}^{(j)}$.

Алгоритм принятия окончательного решения в ЦУ основывается на нахождении ОП. С учетом (4.52) и (4.53) можно записать выражение для ОП в виде

$$\Lambda = \frac{\prod_{i=1}^K p(U_i|H_1)}{\prod_{i=1}^K p(U_i|H_0)} = \frac{\prod_{i=1}^K \sum_{j=1}^8 [\varphi_{ij}^{(1)} \delta(U_i - c_j)]}{\prod_{i=1}^K \sum_{j=1}^8 [\varphi_{ij}^{(0)} \delta(U_i - c_j)]}. \quad (4.54)$$

Обозначим через I_j множество всех возможных индексов i , определяющих номера тех сенсоров, при приеме данных от которых детектор выносит решения c_j . Следовательно, учитывая свойства дельта-функции, можно записать следующее выражение для логарифма ОП (4.54):

$$M_1 = \ln(\Lambda) = \sum_{j=1}^8 \sum_{i \in I_j} \ln \left(\frac{\varphi_{ij}^{(1)}}{\varphi_{ij}^{(0)}} \right). \quad (4.55)$$

В результате решающее правило на основе критерия ОП можно представить в виде

$$M_1 = \ln(\Lambda) = \sum_{i=1}^K L_i(U_i) = \sum_{i=1}^K X_i \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} H_1 \\ H_0 \end{matrix} \zeta, \quad (4.56)$$

$$L_i(U_i) = C_{ij} = \ln(\varphi_{ij}^{(1)} / \varphi_{ij}^{(0)}), \text{ если } U_i = c_j,$$

где $j=1, \dots, 8$, $X_i = L_i(U_i)$ и пороговое значение ζ определяется, исходя из выбранного критерия оптимальности.

Поскольку алгоритм (4.56) синтезирован на основе использования мягко-мягких решений (SSD), в дальнейшем назовем его как LRT-SSD. Для нахождения характеристик приема синтезированного алгоритма LRT-SSD (4.56) необходимо определить плотность распределения вероятностей случайной величины X_i . Действительно, нетрудно заметить, что ее можно представить в следующем виде:

$$p(X_i | H_k) = \sum_{j=1}^8 \left[\varphi_{ij}^{(k)} \delta(X_i - C_{ij}) \right], \quad (4.57)$$

где $k=0$ или 1 .

Далее, используя формулы (4.57) и фильтрующее свойство дельта-функции Дирака $\delta(t)$, можно показать, что плотность распределения вероятностей величины M удовлетворяет следующему рекуррентному соотношению:

$$p_i(M_1 | H_k) = \sum_{j=1}^8 \left[\varphi_{ij}^{(k)} p_{i-1}(M_1 - C_{ij} | H_k) \right], \quad (4.58)$$

где $k=0$ или 1 ; $i=1, \dots, K$, причем $p_0(M_1 | H_k) = \delta(M_1)$.

Следовательно, суммарные вероятности ошибок принятия решения алгоритмом обнаружения (4.56) могут быть определены с использованием (4.58), как

$$A_\Sigma = \int_{\zeta}^{+\infty} p_K(M_1 | H_0) dM_1, \quad B_\Sigma = \int_{-\infty}^{\zeta} p_K(M_1 | H_1) dM_1. \quad (4.59)$$

Несложно показать, что окончательные выражения для этих вероятностей ошибок имеют следующий вид:

$$A_\Sigma = 1 - \Psi_K^{(0)}(\zeta), \quad B_\Sigma = \Psi_K^{(1)}(\zeta), \quad (4.60)$$

где $\Psi_i^{(k)}(\zeta) = \sum_{j=1}^8 \varphi_{ij}^{(k)} \cdot \Psi_{i-1}^{(k)}(\zeta - C_{ij})$, причем $k=0$ или 1 , $i=1, \dots, K$, $\Psi_0^{(k)}(\zeta) = \sigma(\zeta)$.

Эффективность принятия решения алгоритмом LRT-SSD (4.56) будем описывать минимумом вероятности полной ошибки $Pe_{\Sigma \min}$, достигаемым при определенном значении порога. В дальнейшем, в частности, предполагалось, что для всех локальных сенсоров известны следующие условные вероятности: $p_{11i}^{(0)} = p_{10i}^{(0)} = 0.05$; $p_{00i}^{(0)} = p_{01i}^{(0)} = 0.45$. Параметр τ , в соответствии с вышеизложенным, полагался равным 0.5. Кроме того, все результаты расчетов эффективности алгоритма LR-SSD (4.56) были сопоставлены с эффективностью жесткого алгоритма LRT-HD (1.14), функционирующего на основе жестких правил вынесения решений в аналогичных условиях. Полученные результаты расчетов представлены на рисунках 4.9 и 4.10.

На рисунке 4.9 приведены зависимости вероятности полной ошибки от ОСШ на уровне локальных сенсоров ρ для алгоритмов LRT-SSD и LRT-HD при ОСШ в канале связи $q=3$ и разном количестве сенсоров K . В тоже время на рисунке 4.10 приведены зависимости вероятности полной ошибки от ОСШ в канале связи q для разного количества сенсоров K при локальном ОСШ $\rho=4$.

Из анализа рисунков 4.9 и 4.10 следует, что алгоритм обнаружения LRT-SSD на основе применения мягких правил вынесения решений, как в локальных сенсорах, так и в ЦУ, имеет существенный выигрыш в эффективности по сравнению с алгоритмом, функционирующим на основе только жестких правил вынесения решений. Действительно, вероятность полной ошибки для алгоритма LRT-SSD (изображены сплошными кривыми на этих рисунках) всегда меньше, чем в случае использования жесткого алгоритма LRT-HD (изображены пунктирными кривыми). При этом очевидно, что этот выигрыш возрастает при увеличении ОСШ и количества используемых сенсоров.

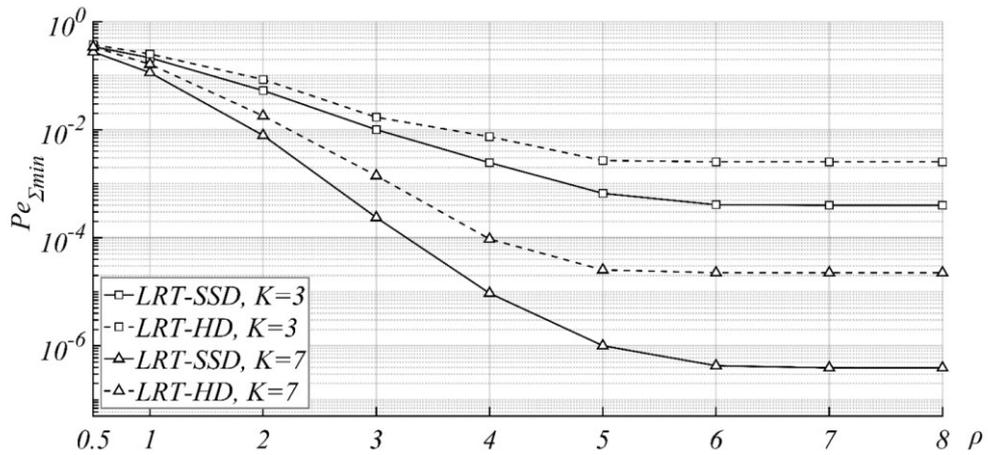


Рисунок 4.9 Зависимости вероятности полной ошибки от локального ОСШ ρ для алгоритмов LR-SSD и LR-HD при количестве сенсоров $K=3$ и $K=7$

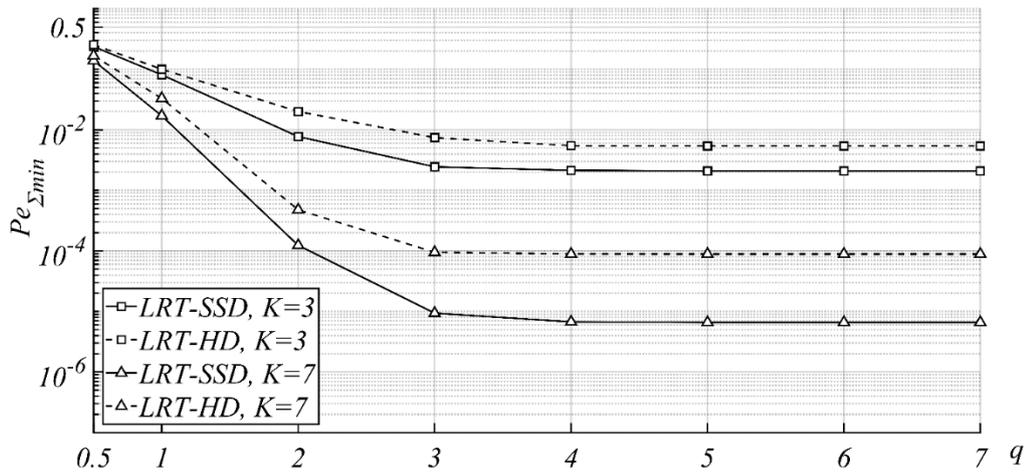


Рисунок 4.10 Зависимости вероятности полной ошибки от ОСШ в канале связи q для разного количества сенсоров K при локальном ОСШ $\rho=4$

Кроме того, результаты эффективности алгоритма LRT-SSD сопоставлены с алгоритмами LRT-SD, LRT-SHD, LRT-SD*, для которых также рассчитывались минимальные вероятности полной ошибки в аналогичных условиях. При этом, полагалось, что для передачи локальных решений используется BPSK с такой же энергией сигнала, как и в случае применения QPSK. В результате, на рисунке 4.11 показаны зависимости вероятности полной ошибки от локального ОСШ ρ для этих алгоритмов при ОСШ $q=2$ и количестве сенсоров $K=5$, а на рисунке 4.12 показаны зависимости вероятности полной ошибки от ОСШ в канале связи q при локальном ОСШ $\rho=3$ и $K=5$. Для алгоритма LRT-SD* при расчетах были выбраны

следующие параметры: интервал между уровневými метриками равным $\tau=2$ и количество информационных битов $m=2$.

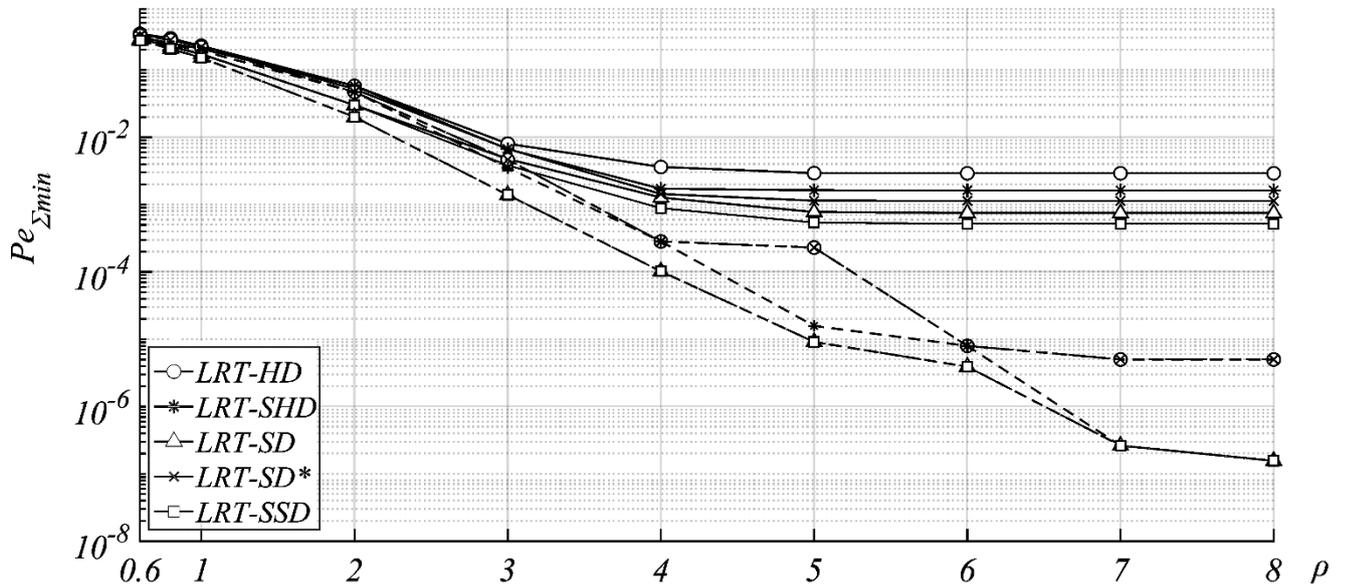


Рисунок 4.11 Зависимость вероятности полной ошибки от локального ОСШ ρ для различных мягких алгоритмов распределенного обнаружения при ОСШ $q=2$ и количестве сенсоров $K=5$

Из анализа рисунков 4.11 и 4.12 следует, что применение мягкой схемы принятия решений при синтезе алгоритма распределенного обнаружения позволяет повысить эффективность принятия решения системой по сравнению с жестким алгоритмом. При этом алгоритм LRT-SSD, основанный на применении мягких схем, как в локальных сенсорах, так и в ЦУ, имеет определенный выигрыш относительно остальных алгоритмов. В случае идеального канала связи или при больших ОСШ в канале связи эффективности обнаружения алгоритмами LRT-SSD и LRT-SD совпадают. Аналогичные выводы также можно сделать для алгоритмов LRT-HD и LRT-SD*. Подобное поведение объясняется тем, что в идеальном канале связи или при больших ОСШ применение мягкой схемы в ЦУ для приема локальных решений принципиально не обеспечивает в ЦУ большего количества информации о локальных решениях, чем в случае применения жесткой схемы в ЦУ. В рассматриваемых условиях незначительные выигрыши

алгоритма LRT-SD* над другими можно наблюдать при относительно небольших ОСШ $0.8 < q < 2$ (см. рисунок 4.12), а при больших ОСШ эффективность обнаружения алгоритмом LRT-SD* оказывается меньше, чем эффективность других мягких алгоритмов.

Кроме того, при одном и том же количестве сенсоров с увеличением ОСШ, как на уровне локальных сенсоров, так и в канале связи, эффективность обнаружения для всех приведенных алгоритмов улучшается и стремится к некоторому предельному значению.

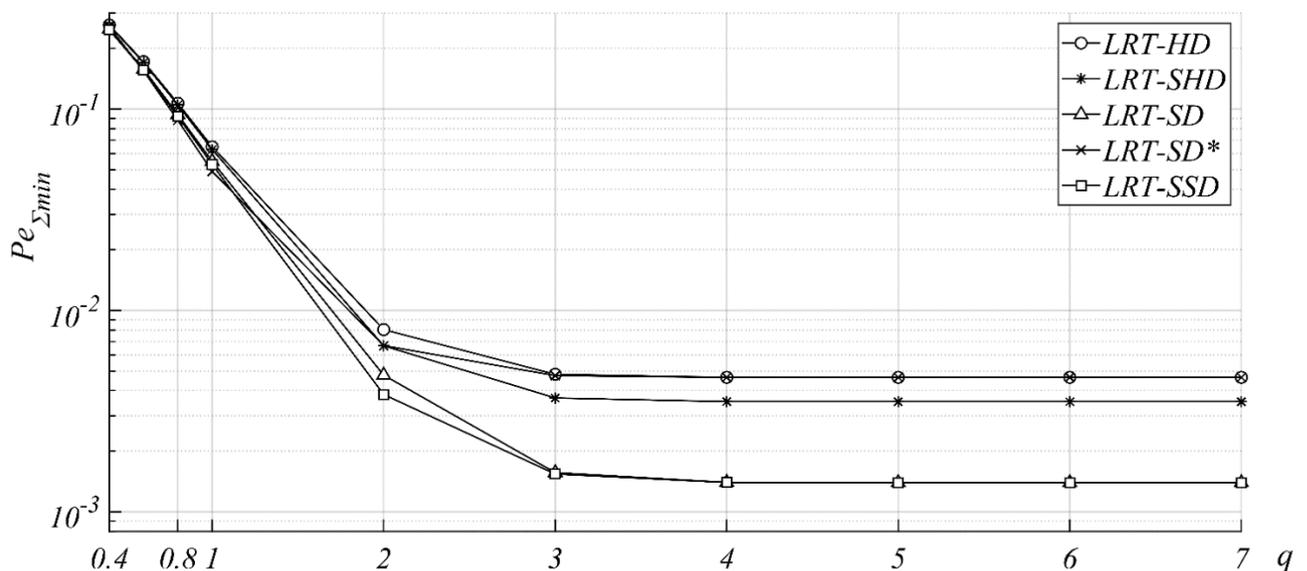


Рисунок 4.12 Зависимость вероятности полной ошибки от ОСШ в канале связи q при локальном ОСШ $\rho=3$ и $K=5$

4.4 Выводы к главе 4

1. При синтезе алгоритма распределенного обнаружения использование мягких решений позволяет улучшить эффективность принятия решения системой за счет обеспечения системы большим количеством информации о локальных решениях, как на уровне сенсора, так и в ЦУ при приеме таких решений.

2. В отличие от известных в настоящее время мягких алгоритмов обнаружения, разработанные алгоритмы типа LRT-SHD, LRT-SD, LRT-SD* и

LRT-SSD учитывают все возможные ошибочные решения в системе, как на уровне локальных сенсоров, так и в канале связи «сенсор-ЦУ». Полученные теоретические рекуррентные соотношения позволяют точно находить показатели эффективности обнаружения системой.

3. Показано, что при ограниченной пропускной способности канала связи для решения задачи распределённого обнаружения целесообразно использовать алгоритмы LRT-SHD или LRT-SD*, так как при этом в ЦУ от сенсоров передаются лишь жесткие локальные решения в виде бинарной формы. В тоже время эффективность принятия решения такими алгоритмами повышается по сравнению с эффективностью жесткого решающего правила. Полученные результаты позволяют использовать в ЦУ синтезированный алгоритм LRT-SD* с целесообразным выбором количества уровней квантования m для обеспечения требуемой эффективности, избегая избыточности затрат системных ресурсов.

4. Использование алгоритма LRT-SSD, основанного на двухэтапном применении мягкой схемы вынесения решений, и алгоритма LRT-SD, основанного на применении мягкой схемы только в локальных сенсорах, позволяет значительно повысить эффективность обнаружения системой по сравнению с эффективностью алгоритмов, функционирующих на основе жестких правил вынесения решений. Причем этот выигрыш тем больше, чем большее количество сенсоров используется в системе.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Диссертационная работа посвящена статистическому синтезу и анализу алгоритмов совместной обработки информации в БСС при решении задачи распределенного обнаружения в различных условиях функционирования системы. На основе полученных теоретических и экспериментальных результатов, в конечном итоге, можно сформулировать следующие заключительные **выводы**:

1. Предложенный оптимальный жесткий алгоритм распределенного обнаружения БСС с учетом воздействия помех в канале связи при использовании только жестких решений в системе позволяет существенно повысить эффективность обнаружения относительно известных алгоритмов в аналогичных условиях. Полученные теоретические рекуррентные выражения для вероятностей ошибок первого и второго рода всей системы позволяют точно найти показатели эффективности принятия решений системой.
2. Важным элементом БСС является окружающая среда, свойства которой (тип среды распространения, географические и погодные условия, длина трассы распространения и пр.) непосредственно влияют на эффективность обнаружения, как локальными сенсорами, так и всей системой. Полученные в работе для различных условий наблюдения результаты позволяют предварительно выбирать тип сенсоров и определять рациональные размеры сети БСС при заданной эффективности.
3. Предложены алгоритмы распределенного обнаружения при наличии априорной неопределенности относительно местоположения наблюдаемой цели на контуре объектов в различных условиях функционирования системы: в случае, как идеального, так и неидеального канала связи, а также с учетом вероятности ненадежности сенсоров. Установлено, что наличие неизвестного местоположения цели лишь незначительно ухудшает эффективность принятия решения системой. Применение способа построения контура объектов с использованием составных кривых Безье позволяет существенно упростить решение задачи распределенного

обнаружения цели с неизвестным положением за счет уменьшения размерности обрабатываемых данных.

4. Возможность выхода из строя сенсоров существенно ухудшает эффективность принятия решения системой. Установлено, что при больших значениях вероятностей выхода из строя сенсоров, подобная система может стать неработоспособной даже при большом количестве используемых сенсоров и при большом значении ОСШ в системе. Для повышения эффективности предложен алгоритм обнаружения объекта БСС, учитывающий возможный выход сенсоров из строя. Полученные аналитические формулы и результаты на их основе позволяют оценить эффективность системы при ее эксплуатации и выбрать тип сенсоров (с учетом различия в их эффективности) при заданных характеристиках канала связи и при заданной вероятности выхода сенсоров из строя.

5. Предложенные различные мягкие алгоритмы обнаружения на основе комплексирования мягких решений позволяют повысить эффективность принятия решения системой по сравнению с жесткими алгоритмами. Приведенные теоретические выражения для характеристик эффективности системы позволяют точно найти ее показатели эффективности обнаружения. На основе полученных результатов можно обоснованно выбирать соответствующий алгоритм распределенного обнаружения с учетом требования к пропускной способности канала связи и при заданной требуемой эффективности обнаружения.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

БСС – беспроводная сенсорная система;

ЦУ – центральный узел;

BER – вероятность битовой ошибки;

SHD – мягко-жесткое решение;

HD – жесткое решение;

SD – мягкое решение;

ОП – отношение правдоподобия;

LRT – критерий отношения правдоподобия;

ОСШ – отношение сигнал-шум;

ИК – инфракрасное излучение;

БЛ – береговая линия;

QPSK – квадратурная фазовая манипуляция;

SSD – мягко-мягкое решение.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Урманов, Д.М. Беспроводные сенсорные системы для обеспечения безопасности подвижных и неподвижных объектов / Д.М. Урманов, О.И. Болдова // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2013. – № 3 (125). – С. 128-134.
2. Урманов, Д.М. Применение беспроводных сенсорных систем для обеспечения безопасности различных подвижных и неподвижных объектов / Д.М. Урманов, О.И. Болдова, Е.А. Шульцева // Датчики и системы. – 2013. – № 6 (157). – С. 49–54.
3. Микитюк, Е.И. Беспроводные сенсорные сети / Е.И. Микитюк // Молодой ученый. 2019. – № 23 (261). – С. 19-21.
4. Sohraby, K. Wireless sensor networks: Technology, protocols, and applications / K. Sohraby, D. Minoli, T. Znati. – Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2007. – 236 p.
5. Dargie, W. Fundamentals of wireless sensor networks: Theory and practice / W. Dargie, C. Poellabauer. – John Wiley & Sons, Ltd., 2010. – 330 p.
6. Fadi Al-Turjman. Wireless Sensor Networks: Deployment Strategies for Outdoor Monitoring / Fadi Al-Turjman. – CRC Press, 2018. – 222 p.
7. Yarali, A. Wireless Sensor Networks (WSN): Technology and Applications / A. Yarali. New York, United States: Nova Science Publishers Inc., 2021. – 332 p.
8. Hayes, T. Mobile Wireless Sensor Networks: Applications and Routing Protocols / T. Hayes, F.H. Ali // Handbook of Research on Next Generation Mobile Communications Systems. IGI Global. – 2016. – P. 256-292.
9. Sohraby, K. Wireless sensor networks: technology, protocols and applications / K. Sohraby, D. Minoli, and T. Znati. – New Jersey: John Wiley, 2007. – 328 p.
10. Arampatzis, Th. A Survey of Applications of Wireless Sensors and Wireless Sensor Networks / Th. Arampatzis, J. Lygeros, and S. Manesis // IEEE, Proceedings of the 13th Mediterranean Conference on Control and Automation Limassol, Cyprus. – 2005. – P. 27-29.

11. Logambal, M. Applications of wireless sensor networks: an overview / M. Logambal, Dr.V. Thiagarasu // International journal of engineering sciences & research technology. – 2017. – Vol. 6. No. 3. – P. 35-41.
12. Moreira, N. @Sensor - Mobile application to monitor a WSN / N. Moreira, M. Venda, C. Silva, L. Marcelino and A. Pereira // 6th Iberian Conference on Information Systems and Technologies (CISTI 2011). – 2011. – P. 1-6.
13. Когельман, Л.Г. Обзор применения беспроводных сенсорных сетей / Л.Г. Когельман // Современные информационные технологии. – 2020. – № 31 (31). – С. 65-75.
14. Thomopoulos, S.C.A. Optimal decision fusion in multiple sensor systems / S. C.A. Thomopoulos, R. Viswanathan, D. Bougoulas // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 1987. – Vol. 23. No. 5. – P. 644-653.
15. Chair, Z. Optimal data fusion in multiple sensor detection systems / Z. Chair, P.K. Varshney // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 1986. – Vol. 22. No. 1. – P. 98-101.
16. Thomopoulos, S.C.A. Distributed decision fusion with networking delays and channel errors / S.C.A. Thomopoulos, L. Zhang // Inform. Sci. – 1992. – Vol. 66. – P. 91-118.
17. Varshney, P.K. Distributed Detection and Data Fusion / P.K. Varshney. – New York: Springer, 1997. – 276 p.
18. Viswanathan, R. Distributed detection with multiple sensors I. Fundamentals / R. Viswanathan, P.K. Varshney // Proceedings of the IEEE. – 1997. – Vol. 85. No. 1. – P. 54-63.
19. Niu, R. Decision fusion in a wireless sensor network with a large number of sensors / R. Niu, P.K. Varshney, M. H. Moore, D. Klammer // Electrical Engineering and Computer Science. – 2004. – No. 82. P. 1-8.
20. Niu, R. Decision fusion in a wireless sensor network with a random number of sensors / R. Niu, P.K. Varshney // IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. – 2005. – Vol. 4. – P. 861-864.

21. Niu, R. Distributed detection and fusion in a large wireless sensor network of random size / R. Niu, P.K. Varshney // *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*. – 2005. – No. 4. – P. 462-472.
22. Niu, R. Distributed detection in a large wireless sensor network / R. Niu, P.K. Varshney, Q. Cheng // *International Journal on Information Fusion*. – 2006. – Vol. 7. – P. 380-394.
23. Niu, R. Performance evaluation of decision fusion in wireless sensor networks / R. Niu, P.K. Varshney // in *Proceedings of the 40th Annual Conference on Information Science and Systems*. – 2006. – P. 69-74.
24. Niu, R. Performance analysis of distributed detection in a random sensor field / R. Niu, P.K. Varshney // *IEEE Trans. Signal Process.* – 2008. – Vol. 56. No. 1. – P. 339-349.
25. Ray, P. Distributed detection in wireless sensor networks using dynamic sensor thresholds / P. Ray, P.K. Varshney // *International journal of distributed sensor networks*. – 2008. Vol. 4. No. 1. – P. 4-11.
26. Guerriero, M. Bayesian data fusion for distributed target detection in sensor networks / M. Guerriero, L. Svensson, P. Willett // *IEEE Transactions on Signal Processing*. – 2010. – Vol. 58. No. 6. – P. 3417-3421.
27. Sriranga N. Energy-efficient decision fusion for distributed detection in wireless sensor networks / N. Sriranga, K.G. Nagananda, R.S. Blum, A. Saucan, P.K. Varshney // *In Proc. IEEE Conf. Inf. Fusion*. – 2018. – P. 1541-1547.
28. Goel, A. Robustness of the Counting Rule for Distributed Detection in Wireless Sensor Networks / A. Goel, A. Patel, K.G. Nagananda, P.K. Varshney // *IEEE Signal Processing Letters*. – 2018. – Vol. 25. No. 8. – P. 1191-1195
29. Chen, B. Fusion of decisions transmitted over fading channels in wireless sensor network / B. Chen, R. Jiang, T. Kasetkasem, P.K. Varshney // *Proceedings of the Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*. – 2002. – Vol. 2. – P. 1184-1188.

30. Niu, R. Decision Fusion Rules in Wireless Sensor Networks Using Fading Channel Statistics / R. Niu, B. Chen, P.K. Varshney // Proceedings of the 37th Conference on Information Sciences and Systems (CISS). – 2003. – P. 1-6.
31. Chen, B. Channel aware decision fusion in wireless sensor networks / B. Chen, R. Jiang, T. Kasetkasem, P. K. Varshney // IEEE Trans. Signal Process. – 2004. – Vol. 52. No. 12. – P. 3454-3458.
32. Lin, Y. Decision fusion rules in multi-hop wireless sensor networks / Y. Lin, B. Chen, P.K. Varshney // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2005. – Vol. 41. No. 2. – P. 475-488.
33. Niu, R. Fusion of decisions transmitted over Rayleigh fading channels in wireless sensor networks / R. Niu, B. Chen, P.K. Varshney // IEEE Trans. Signal Process. – 2006. – Vol. 54. – P. 1018-1027.
34. Jiang, R. Fusion of censored decisions in wireless sensor networks / R. Jiang, B. Chen // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2005. – Vol. 4. No. 6. – P. 2668-2673.
35. Jamoos, A. Improved decision fusion model for wireless sensor networks over Rayleigh fading channels / A. Jamoos // Technologies. – 2017. – Vol. 5. No. 1. – P. 1-12.
36. Yongsheng, Yan. Decision Fusion with Channel Errors in Distributed Decode-Then-Fuse Sensor Networks / Yongsheng Yan, Haiyan Wang, Xiaohong Shen, Xionghu Zhong // Sensors (Basel). – 2015. – Vol. 15(8). – P. 19157-19180.
37. Niu, R. Joint detection and localization in sensor networks based on local decisions. / R. Niu, P.K. Varshney // In Proceedings of the ACSSC '06. Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. – 2006. – P. 525-529.
38. Liang, J. Fuzzy clustering in radar sensor networks for target detection / J. Liang, Y. Hu, H. Liu, C. Mao // Ad Hoc Netw. – 2017. – Vol. 58. – P. 150–159.
39. Lee, C.C. Optimum Local Decision Space Partitioning for Distributed Detection / C.C. Lee, J.J. Chao // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. – 1989. – Vol. 25. No. 4. – P. 536-544.

40. Aziz, A. M. A simple and efficient suboptimal multilevel quantization approach in geographically distributed sensor systems / A. M. Aziz // *Signal Process.* – 2008. – Vol. 88. – P. 1698-1714.
41. Junhai Luo. A Soft–Hard Combination Decision Fusion Scheme for a Clustered Distributed Detection System with Multiple Sensors / Junhai Luo, Xiaoting He // *Sensors.* – 2018. – Vol. 18. No. 12: 4370. – P. 1-18.
42. Ван Трис, Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции / Г. Ван Трис. – М.: Сов. радио, 1972. – Т. 1. – 742 с.
43. Скляр, Б. Цифровая связь: Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
44. Goldsmith, A. *Wireless Communications* / A. Goldsmith. – Cambridge, UK.: Cambridge University Press, 2005. – 674 p.
45. Бергман, Л. Ультразвук и его применение в науке и технике / Пер. с нем. под ред. В.С. Григорьева, Л.Д. Розенберга. – М.: Изд-во иностр. лит., 1957. – 726с.
46. Иванов, Н. И. Инженерная акустика. Теория и практика борьбы с шумом / Н. И. Иванов. – М.: Логос, 2013. – 432 с.
47. Тихонов, В.И. Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
48. Тихонов, В. И. Оптимальный прием сигналов. В. И Тихонов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
49. Акимов, П.С. Теория обнаружения сигналов / П.С. Акимов, П.А. Бакут, В.А. Богданович и др.; под ред. П.А. Бакута. – М.: Радио и связь, 1984. – 440 с.
50. Петров, А. И. Статистическая теория радиотехнических систем // А. И. Петров. – М.: Радиотехника, 2003. – 398 с.
51. Тихонов, В.И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: Учеб. пособие для вузов / В.И. Тихонов, В.Н. Харисов. – М.: Радио и связь, 2004. – 608 с.
52. Андреева, М.М. Обзор современного рынка датчиков температуры в нефтяной и газовой промышленности / М.М. Андреева, Н.А. Староверова, Е.Н.

- Заболотских, А.Н. Габитов, Р.Р. Хабибуллин // Вестник Казанского технологического университета. – 2015. – Т. 18. – № 9. – Р. 153-156.
53. Белоусов, Ю.И. Инфракрасная фотоника. Часть I. Особенности формирования и распространения ИК излучения: Учебное пособие / Ю.И. Белоусов, Е.С. Постников. – СПб.: Университет ИТМО, 2019. – 82 с.
54. Тимофеев Ю.М. Теоретические основы атмосферной оптики / Ю.М. Тимофеев, А.В. Васильев. – СПб.: Наука, 2003. – 474 с.
55. Хадсон, Р. Инфракрасные системы / Пер. с англ. Я.Б. Герчикова, Ю.Е. Голубчина, С.Г. Кина; Под ред. Н.В. Васильченко. – Мир. М: 1972. 253 с.
56. Госсорг, Ж. Инфракрасная термография. Основы, техника, применение / Пер. с французского Н.В. Васильченко; Под ред. Л.Н. Курбатова – М.: Мир, 1988. – 416 с.
57. Смирнов, Б.М. Инфракрасное излучение в энергетике атмосферы / Б.М. Смирнов // Теплофизика высоких температур. – 2019. – Т. 57, № 4. – С. 609–633.
58. Тимофеев, Ю.М. Основы теоретической атмосферной оптики: Учебно-методическое пособие / Ю.М. Тимофеев, А.В. Васильев. – СПб.: Физический ф-т СПбГУ, 2007. – 152 с.
59. Справочник по основам инфракрасной техники / Под ред. Л.З. Криксунова. – М.: Советское радио, 1978. – 400 с.
60. Алёхин, С.Г. Метод расчета коэффициента прозрачности атмосферы для тепловизионных систем в спектральном диапазоне 8-12 мкм / С.Г. Алёхин, И.А. Готюр, В.В. Семенов. // Труды Военно-космической академии имени А.Ф.Можайского. – 2019. – № 668. – С. 117-128.
61. Борен, К. Поглощение и рассеяние света малыми частицами / К. Борен, Д.М. Хафман. – Мир, 1986. – 660 с.
62. Дикрин, Д.Е. Сети и системы телекоммуникации: курс лекций / Д.Е. Дикрин. – Казань: Казанский университет, 2013. – 146 с.
63. Сидельников, Г.М. Статистическая теория радиотехнических систем: учебное пособие / Г.М. Сидельников, А.А. Макаров. – Новосибирск: Сибирский государственный университет телекоммуникации и информатики, 2015. – 194 с.

64. Савищенко, Н.В. Применение разнесенного приема в каналах связи с замираниями для повышения помехоустойчивости / Н.В. Савищенко, О.А. Остроумов, Е. В. Лебеда // Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции. Радиолокация, Навигация, Связь. – 2018. – Т. 1. – С. 279-283.
65. Лебеда, Е.В. Остроумов М.А. Остроумов О.А. Вероятность ошибки в канале с замираниями и разнесенным приемом многопозиционных сигналов / Е.В. Лебеда, М.А. Остроумов, О.А. Остроумов // Труды учебных заведений связи. – 2017. – Т. 3. № 1. – С.75-79.
66. Владимиров, В.М. Оптическая система для дистанционного зондирования в УФ-, видимом и ближнем ИК-диапазонах / В.М. Владимиров, В.А. Юксеев, Е.Г. Лапухин // Компьютерная оптика. – 2020. – Т. 44. № 2. – С. 195-202.
67. Спектроскопия атмосферных газов [Электронный ресурс]. – URL: <http://spectra.iao.ru/home.overview>.
68. Михайленко, С.Н. Информационно-вычислительная система «Спектроскопия атмосферных газов». Структура и основные функции / С.Н. Михайленко, Ю.Л. Бабилов, В.Ф. Головки // Оптика атмосферы и океана. – 2005. – Т. 18. № 9. – С. 765-776.
69. Clough, S.A. Atmospheric radiative transfer modeling: a summary of the AER codes / S.A. Clough, M.W. Shephard, E.J. Mlawer, J.S. Delamere, M.J. Iacono, K. Cady-Pereira, S. Boukabara, P.D. Brown // Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer. – 2005. – Vol. 91. No. 2. – P. 233-244.
70. Mlawer, E.J. Development and recent evaluation of the MT_CKD model of continuum absorption / E.J. Mlawer, V.H. Payne, J.-L. Moncet, J.S. Delamere, M.J. Alvarado, D.D. Tobin // Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences. – 2012. – Vol. 370. No. 1668. – P. 2520-2556.
71. Akima, H.A. New method of interpolation and smooth curve fitting based on local procedures / H.A. Akima // J. ACM. –1970. – Vol.17. – No. 4. – P. 589-602.

72. Шикин, Е.В. Кривые и поверхности на экране компьютера. Руководство по сплайнам для пользователей / Е.В. Шикин, Л.И. Плис. – М.: Диалог-МИФИ, 1996. – 223 с.
73. Голованов, Н.Н. Геометрическое моделирование / Н.Н. Голованов. – М.: издательство Физико-математической литературы, 2002. – 472 с.
74. Борисенко, В.В. Построение оптимального сплайна Безье / В.В. Борисенко // *Фундамент. и прикл. матем.* – 2016. – Т. 21. № 3. – P. 57-72.
75. Borisenko, V.V. Construction of optimal Bézier splines / V.V. Borisenko // *Journal of Mathematical Sciences.* – 2019. – Vol. 237. No. 3. – P. 375-386.
76. Urkowitz, H. Energy Detection of Unknown Deterministic Signals / H. Urkowitz // *Proc. IEEE.* – 1967. – Vol. 55. – P. 523-531.
77. Kostylev, V.I. Energy detection of a signal with random amplitude / V.I. Kostylev // *Proc. IEEE Int. Conf. Communications (ICC'02).* – 2002. – P. 1606-1610.
78. Digham, F.F. On the Energy Detection of Unknown Signals Over Fading Channels / F.F. Digham, M. Alouini, M.K. Simon // *In IEEE Transactions on Communications.* – 2007. – Vol. 55. No. 1. – P. 21-24.
79. Digham, F.F. On the Energy Detection of Unknown Signals over Fading Channels / F.F. Digham, M.-S. Alouini and M.K. Simon // *Proc. of IEEE International Conference on Conference on Communications (ICC'03).* – 2003. – Vol.5. –P. 3575-3579.
80. Костылев, В.И. Обобщённые энергетические обнаружители первого и второго родов / В.И. Костылев // *Вестник ВГУ. серия: Физика. Математика.* – 2015. – № 3. – P. 102-111.
81. Лимарев, А.Е. Предельные характеристики энергетического обнаружения детерминированных и стохастических сигналов / А.Е. Лимарев, Т.Ф. Капаева, Ю.Н. Максютя, В.И. Шестопапов // *Теория и техника радиосвязи.* – 2014. – № 2. – P. 37-46.
82. Shazly, H.O. Performance of Analysis Cognitive Radio with Cooperative Sensing under Malicious Attacks over Nakagami Faded Channels / H.O. Shazly, A. Saafan, H.

- El Badawy and H.M. El Hennawy // *Wireless Engineering and Technology*. – 2016. – Vol. 7. – P. 67-74.
83. Ranjeeth, M. Performance of Fading Channels on Energy Detection Based Spectrum Sensing / M. Ranjeeth, S. Anuradha // *Procedia Materials Science*. – 2015. – Vol. 10. – P. 361-370.
84. Papoulis, A. Probability, Random Variables, and Stochastic Processes / A. Papoulis. – 3rd ed. – New York: McGraw-Hill, Inc., 1991. – 666 p.
85. Proakis, J.G. Digital Communications / J.G. Proakis, M. Salehi. – 5th ed. – New York: McGraw-Hill High Education, 2008. – 1170 p.
86. Исаков, В.Н. Курс лекций по дисциплине «Статистическая теория радиотехнических систем» [электронный ресурс] / В.Н. Исаков. М.: Изд-во МИРЭА, 2010. – 170 с. URL: <http://strts-online.narod.rul/>.
87. Парфенов, В.И. Анализ показателей эффективности алгоритмов обработки информации в беспроводных сенсорных сетях / В.И. Парфенов, **В.Д. Ле** // Сборник докладов XXV Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2019. – Т. 1. – С. 63-70.
88. Парфенов, В.И. Алгоритмы комплексирования информации в беспроводных сенсорных сетях с учетом вероятности выхода сенсоров из строя / В.И. Парфенов, **В.Д. Ле** // *Радиотехника*. – 2019. – № 12(19). – С. 53-59.
89. Парфенов, В.И. Оптимальный алгоритм комплексирования информации в беспроводных сенсорных сетях с учетом влияния помех в канале радиосвязи / В.И. Парфенов, **В.Д. Ле** // *Телекоммуникации*. – 2020. – № 2. – С. 12-17.
90. Парфенов, В.И. Анализ влияния окружающей среды на эффективность алгоритма обработки информации в беспроводных сенсорных сетях / В.И. Парфенов, **В.Д. Ле** // *Физика волновых процессов и радиотехнические системы*. – 2020. – Т. 23. – № 2. – С. 49-54.
91. Парфенов, В.И. Применение беспроводных сенсорных систем для охраны береговой линии / В.И. Парфенов, **В.Д. Ле** // Сборник докладов XXVI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2020. – Т. 1. – С. 374-381.

92. Парфенов, В.И. Комплексная обработка информации, поступающей от пространственно-разнесенных охранных извещателей, при обнаружении объекта с неизвестным местоположением / В.И. Парфенов, **В.Д. Ле** // Охрана, безопасность, связь. – 2020. – № 5-2. – С. 178-185.
93. Парфенов, В.И. Применение беспроводной сенсорной системы для охраны объектов с использованием датчиков инфракрасного излучения / В.И. Парфенов, **В.Д. Ле** // Компьютерная оптика. – 2021. – Т. 45, № 3. – С. 364-371.
94. **Ле, В.Д.** Анализ эффективности алгоритмов распределенного обнаружения при неидеальном канале связи / **В.Д. Ле**, В.И. Парфенов, // Сборник докладов XXVII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2021. – Т. 1. – С. 85-93.
95. Парфенов, В.И. Распределенное обнаружения на основе применения мягких схем вынесения решений как в локальных сенсорах, так и в центральном узле / В.И. Парфенов, **В.Д. Ле** // Вопросы радиоэлектроники. – 2021, № 3. – С. 49-56.
96. Парфенов, В.И. Распределённое обнаружение на основе применения декодирования мягких решений в центральном узле/ В.И. Парфенов, **В.Д. Ле** // Телекоммуникации. – 2022. – № 1. – С. 2-9.
97. Arduino Nano | Аппаратная платформа Arduino [Электронный ресурс]. URL: <http://arduino.ru/h\Hardware/ArduinoboardNano>.
98. Arduino-ArduinoBoardNano [Электронный ресурс]. URL: <http://www.arduino.cc/en/pmwiki.php?n=Main/ArduinoBoardNano>.
99. Arduino Nano: распиновка, схемы, драйвер [Электронный ресурс]. URL: <https://arduinomaster.ru/platy-arduino/plata-arduino-nano/>.
100. Nordic Semiconductor, nRF24L01+ Single Chip 2.4GHz Transceiver Product Specification v1.0 [Электронный ресурс]. URL: https://infocenter.nordicsemi.com/pdf/nRF24L01P_PS_v1.0.dpf?cp=10_4_0_0.
101. Лихолетова, М.В. Технический обзор микросхемы приемопередатчика nRF24L01+ / М.В. Лихолетова, В.А. Устюгов // Juvenis scientia. – 2016. – № 6. – С. 4-5.

102. Обзор адаптера NRF24L01. [Электронный ресурс]. URL: <https://robotchip.ru/adapter-review-nrf24l01/>.

103. KY-026 Flame Sensor Module – ArduinoModulesInfo. [Электронный ресурс]. URL: <https://arduinomodules.info/ky-026-flame-sensor-module/>.

Приложение А Экспериментальная апробация исследуемого синтезированного алгоритма

А.1 Описание экспериментальной установки

Для проведения экспериментального исследования эффективности обработки информации комплексным алгоритмом в БСС автором был реализован экспериментальный макет (рисунки А.1 и А.2). Данный макет представляет собой программно-аппаратный комплекс, содержащий следующие элементы: три сенсорных узла, центральный узел и наблюдаемая цель.

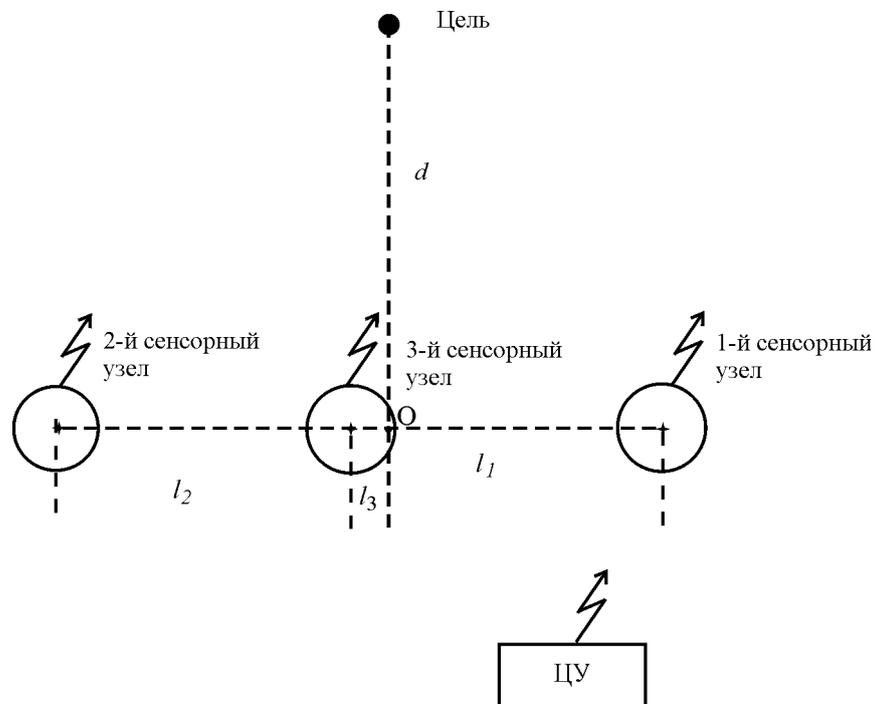
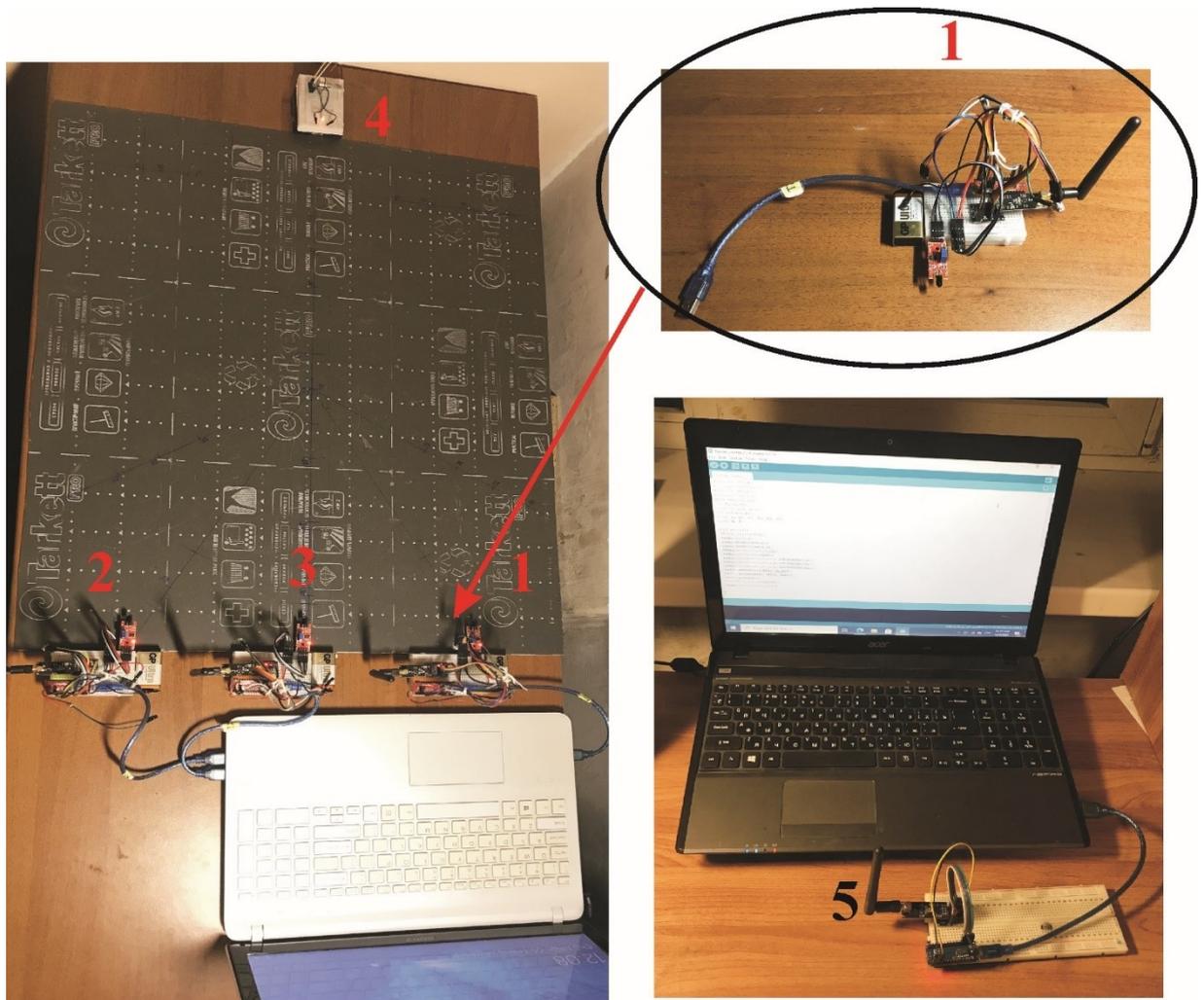


Рисунок А.1 Структурная схема экспериментальной установки

При этом дистанция от цели до линии расположения локальных сенсоров $d=65.5$ см, а l_1 , l_2 и l_3 – это расстояния от 1-го, 2-го и 3-го сенсоров до точки «О» соответственно. В данном эксперименте было выбрано: $l_1=17$ см, $l_2=19$ см, $l_3=2$ см. При проведении исследования в качестве наблюдаемой цели была выбрана лампочка накаливания, напряжение на нее подавалось через переменный резистор.



1 – 1-й сенсорный узел; 2 – 2-й сенсорный узел; 3 – 3-й сенсорный узел; 4 – наблюдаемая цель; 5 – ЦУ

Рисунок А.2 Фотография экспериментального макета

А.2 Методика измерения

Методика экспериментального определения эффективности обнаружения системой заключается в следующем:

1. *Измерение характеристик эффективности локальных сенсоров.* Для каждого из сенсоров выбирался порог обнаружения с учетом разных шумов в них (рисунок А.2). В случае отсутствия цели измерялась средняя вероятность ложной тревоги (путем подсчета количества воспринимаемых сенсором величин напряжения, превышающих порог), а при наличии наблюдаемой цели аналогично измерялась средняя вероятность правильного обнаружения сенсорами. При этом

освещенность, создаваемая лампочкой накаливания (сила излучения), изменялась с помощью переменного резистора путем изменения на нем напряжения.

2. Измерение характеристик эффективности обнаружения всей системой. Полученные характеристики эффективности локальных сенсоров требовались для функционирования синтезированного алгоритма принятия окончательного решения в ЦУ. На основе правила принятия решения в ЦУ при отсутствии цели измерялась средняя вероятность ложной тревоги, а в случае наличия цели (т.е. при горящей лампочке) измерялась средняя вероятность правильного обнаружения. Окончательно, находилась вероятность полной ошибки всей системы, как среднее от двух вышеперечисленных вероятностей.

Эксперимент был проведен в комнатных условиях в ночное время суток. В эксперименте выбирался канал связи, в котором практически отсутствовали помехи (или, по крайней мере, их влияние на качество связи можно считать незначительным). Для этого проводилась проверка состояния каналов связи – «прослушивание эфира». В данном эксперименте был использован приемник на основе модуля nRF24L01+PA+LNA, подключенного к плате Arduino с загруженным скетчем программы для «прослушивания эфира». Кроме того, для обеспечения надежной связи между сенсором и ЦУ была использована функция автоматического подтверждения приема при программировании модуля nRF24L01+. Данная функция позволяет осуществлять контроль за передачей данных. При этом приемник в ЦУ, после успешного получения данных от передатчика сенсорного узла, отправляет ответ подтверждения приема. В случае, если передатчик не получил ответ подтверждения, он повторно передает данные в ЦУ.

А.3 Аппаратная реализация экспериментального макета

А.3.1 Программируемый контроллер Arduino Nano

Программируемый микроконтроллер Arduino Nano (Рисунок А.3) построен на базе микроконтроллера ATmega328P, и имеет небольшие размеры, которые

позволяют удобно создавать компактные устройства. На платформе имеются 14 цифровых входов/выходов (6 из которых могут использоваться в качестве выходов широтно-импульсной модуляции – ШИМ), 8 аналоговых входов, чип ATmega328P, разъём USB, контакт интерфейса ICSP и кнопка перезагрузки [99]. Arduino Nano поддерживает несколько интерфейсов аппаратно, которые позволяют осуществлять быстро и эффективно обмен данными с другими устройствами-модулями. Например, интерфейс UART (цифровые выходы TX и RX), с помощью которого можно подключить Bluetooth, GPS, GSM модули. Кроме того, интерфейс UART также используется для общения между платой Arduino Nano и компьютером через виртуальные последовательные порты, которые соединяются через цифровые пины RX и TX при подключении к компьютеру с помощью USB. Интерфейс SPI (цифровые пины «D10» (SS), «D11» (MOSI), «D12» (MISO), D13 (SCK)). Данный интерфейс обеспечивает высокоскоростной обмен данными и возможность подключения несколько устройств-модулей по одной шине данных. В данном эксперименте использованы оба эти интерфейса для обмена данными между устройствами макета.

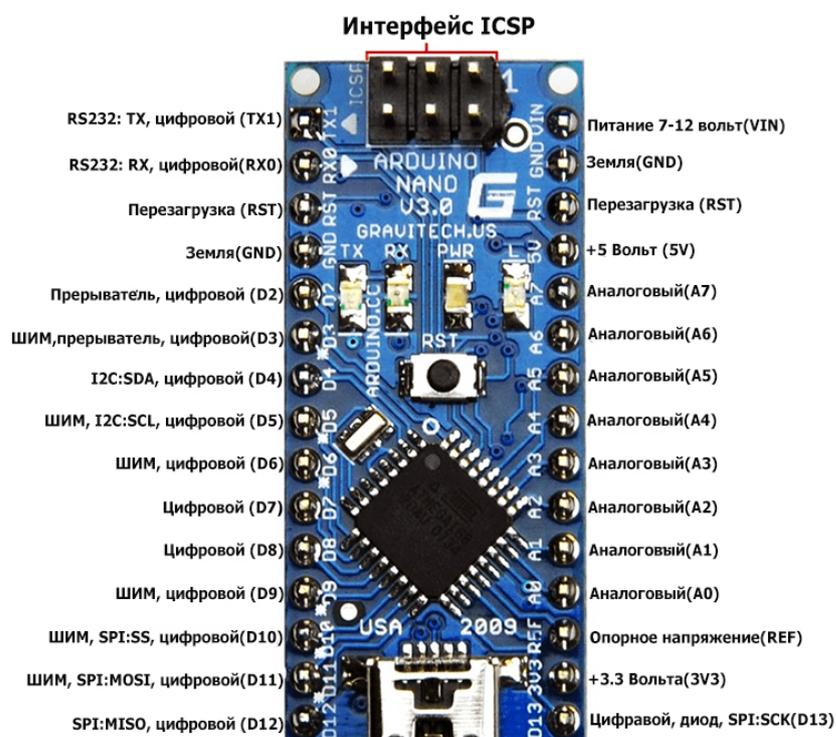


Рисунок А.3 Внешний вид платы Arduino Nano и распиновка

Характеристики платы [100, 101]:

- Микроконтроллер: ATmega328;
- Рабочее напряжение (логический уровень): 5В;
- Входное напряжения питания (рекомендуемое): 7-12В;
- Входное напряжения питания (предельное): 6-20В;
- Цифровые входы/выходы: 14 (из них 6 могут использоваться как выходы ШИМ);
- Аналоговые входы: 8 каналов с 10-битным АЦП;
- Максимальный ток одного вывода: 40мА;
- Максимальный выходной ток вывода: 3.3V – 50мА;
- Flash-память: 32 КБ (ATmega328), из которых 2 КБ используются загрузчиком;
- SRAM-память: 2 КБ (ATmega328);
- EEPROM: 1 КБ (ATmega328);
- Тактовая частота: 16 МГц.

Arduino Nano может быть запитан через кабель USB при подключении к компьютеру (такой способ использован в данном экспериментальном макете), а также от внешнего источника питания с нестабилизированным (рекомендуемое) напряжением 7-12 В (через вывод «VIN») или с стабилизированным напряжением 5 В (через вывод «5V»).

А.3.2 Приемо-передающее устройство – модуль nRF24L01+PA+LNA и адаптер nRF24L01

Модуль nRF24L01+PA+LNA оснащён двумя дополнительными усилителями: «PA» (Power Amplifier) – усилитель мощности передающего тракта и «LNA» (Low-Noise Amplifier) – малошумящий усилитель приемного тракта [102]. Благодаря этим усилителям радио-модуль вместе с антенной позволяет достигнуть дальности передачи до 1 км и улучшить чувствительность приемного тракта.

Модуль подключался к плате Arduino по шине SPI. Внешний вид и распиновка представлены на рисунке А.4. Сначала выводы модуля VCC и GND подключались к выводам питания 3.3 или 5 В и GND на плате Arduino. Выводы CSN и CE подключались к любому цифровому выводу на Arduino (в данном экспериментальном макете они подключались к цифровым выводам 9 и 10). Выводы модуля SCK, MISO и MOSI подключались к одноименным аналогичным выводам интерфейса SPI на плате Arduino (выводы 13, 12 и 11 соответственно).

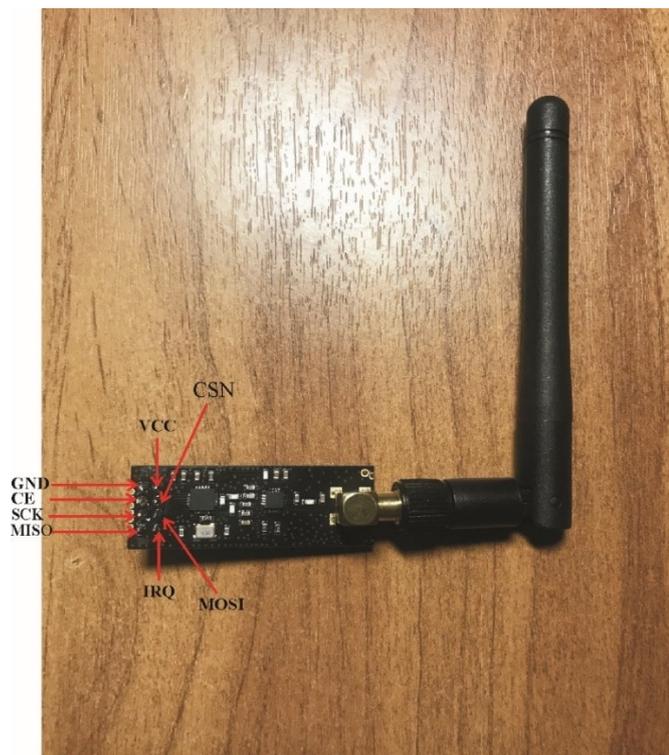


Рисунок А.4 Внешний вид модуля nRF24L01+PA+LNA и распиновка

Характеристики модуля [102, 103]:

- Частотный диапазон: 2.4...2.4835 ГГц;
- Количество каналов: 126;
- Напряжение питания: 3В - 3.6В;
- Потребляемый ток при мощности 0dBm: 45 мА;
- Потребляемый ток при передаче 2 Мбит: 115 мА;
- Выходная мощность передатчика: -18, -12, -6, 0 dBm (задается программно);

- Тип модуляции: GFSP (Gaussian Frequency-Shift Keying);
- Коэффициент усиления антенны (макс.): 2dBm;
- Скорость передачи: 2MB (открытое пространство): 520 м;
- Скорость передачи: 1MB (открытое пространство): 750 м;
- Скорость передачи: 250Kb (открытое пространство): 1100 м;
- Интерфейс: SPI;
- Организация сети на одном канале: 7 модулей (1 приемник и 6 передатчиков).

Радио-модуль может питаться от напряжения 3.3 В через выход 3.3 В на плате Arduino. Для обеспечения стабилизации рабочего напряжения модуля используется адаптер nRF24L01, в котором установлен стабилизатор 3.3 В (чип AMS1117) [104], а также выведены двухразрядные разъёмы для подключения модуля к плате Arduino (см. рисунок. А.5).



Рисунок А.5 Подключение адаптера nRF24L01 к модулю nRF24L01+PA+LNA

Технические параметры [104]:

- Напряжение: 4.8...12 В;
- Выходное напряжение: 3.3 В;
- Максимальный рабочий ток: до 800 мА;

- Рабочая температура: - 40...125 °С;
- Размеры: 27 x 19 x 12 мм

А.3.3 Модуль инфракрасного датчика пламени KY-026 для Arduino

Датчик пламени KY-026 (рисунок А.6) воспринимает инфракрасное излучение и наиболее чувствителен к излучению с длиной волны от 760 нм до 1100 нм. Модуль построен на микросхеме LM393 и имеет 2 вывода – аналоговый «A0» и цифровой «D0», которые легко подключаются к плате Arduino [105]. В данном эксперименте был задействован лишь аналоговый выход.

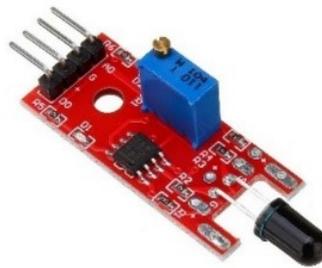


Рисунок А.6 Фотография внешнего вида модуля датчика пламени KY-026

Основные характеристики [105]:

- Напряжение питания: 3-5.5 В;
- Размеры (длина x ширина): 36 x 16 мм;
- Угол обнаружения: 60 град.

Подключение модуля датчика пламени KY-026 к платам Arduino осуществлялась следующим образом: сначала выводы «+» и «G» подключались к выводам Arduino +5V и GND. Аналоговый вывод модуля датчика можно подключать к любому аналоговому выводу на плате Arduino, в этом исследовании он был подключен к аналоговому выводу «A0».

А.4 Программная реализация экспериментального комплекса

А.4.1 Проверка состояния каналов связи – прослушивание эфира

Для проверки состояния каналов связи использован скетч программы для прослушивания эфира. Пример данного скетча можно найти в соответствующей папке библиотеки RF24 при программировании микроконтроллера Arduino с подключенным модулем nRF24L01+PA+LNA. Фрагмент скетча программы прослушивания эфира представлен на рисунок А.7.



```

scanner | Arduino 1.8.14
File Edit Sketch Tools Help
scanner $
#include <SPI.h>
#include "nRF24L01.h"
#include "RF24.h"
#include "printf.h"

RF24 radio(9,10);

const uint8_t num_channels = 126;
uint8_t values[num_channels];

void setup(void)
{
  Serial.begin(9600);
  printf_begin();
  Serial.println(F("\n\rRF24/examples/scanner/"));
  radio.begin();
  radio.setAutoAck(false);
  radio.startListening();
  radio.stopListening();
  radio.printDetails();
  int i = 0;
  while ( i < num_channels )
  {
    printf("%x",i>>4);
    ++i;
  }
  Serial.println();
  i = 0;
  while ( i < num_channels )
  
```

Done compiling.

Рисунок А.7 Фрагмент скетча проверки состояния каналов связи

Запустив этот скетч в плате Arduino с подключенным модулем nRF24L01+PA+LNA, в мониторе порта можно наблюдать текущую настройку модуля nRF24L01+ и ряд каналов связи (2 байта). Далее выводится уровень зашумленности каналов, условно определяемый от цифры ноль (шум отсутствует) до латинской буквы «f» (на канал воздействуют сильные шумы).

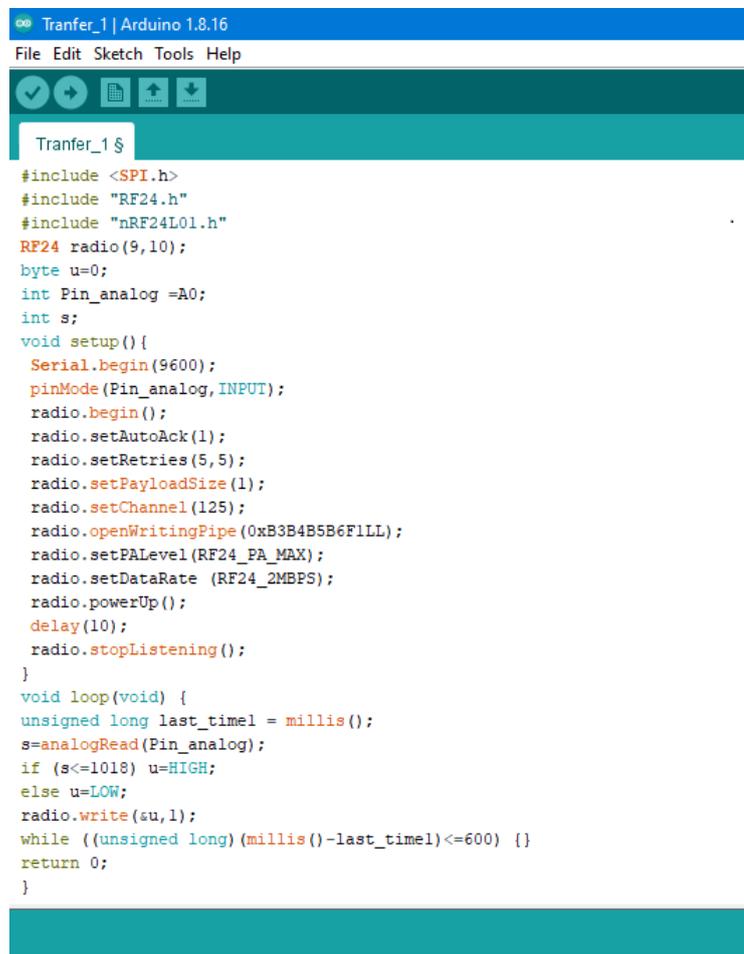
На рисунке А.8 представлен скриншот монитора порта, на котором синей рамкой выделен список каналов, а красной – зашумленные каналы.

Отметим, что для комплексного алгоритма совместной обработки информации в ЦУ требуется одновременный прием данных от всех локальных сенсоров (в данном экспериментальном макете от трех сенсоров). Для реализации такого способа связи между локальными сенсорными узлами и ЦУ используется функция «MultiCever™», поддерживаемая модулем nRF24L01+ в режиме приема [102]. Микроконтроллер Arduino с подключенным модулем nRF24L01+ позволяет организовать параллельную связь между локальными сенсорными узлами и ЦУ, а именно: на одном канале могут работать до 6 передатчиков и 1 приемник. При этом каждому передатчику модуля nRF24L01+ присваивается свой идентификатор «data pipe» с уникальным адресом, декодируемый в радиочастотном приемопередатчике. Идентификатор «data pipe» – это логический канал в физическом радиочастотном канале [102]. Присваивание данного идентификатора передатчику при программировании модуля nRF24L01+ осуществляется с помощью функции «radio.openWritingPipe()»: в скобках необходимо указать адрес, а на приемной стороне необходимо вызвать функцию «radio.openReadingPipe()» с указанием номера идентификатора с тем же адресом. Например, «openWritingPipe(0x7878787878)» и «openReadingPipe(1, 0x7878787878)». Однако в определенный момент времени приемник может принять лишь один пакет данных по одному каналу, и только затем – следующий. Вследствие этого может возникать перекрытие пакетов данных от передатчиков локальных узлов. Для исключения этой ситуации необходимо установить временную задержку для каждого из них. Интервал временной задержки выбирается экспериментально.

Модуль nRF24L01+ также поддерживает функцию автоматического подтверждения приема «Auto Acknowledgement». При этом передатчик повторно передает исходные данные в ЦУ, пока не получит ответ подтверждения в указанном времени ожидания или не достигнет максимального количества попыток повторной передачи [102]. Для этого, при программировании модуля nRF24L01+ используются функции «setAutoAck()» (для включения/выключения автоподтверждения приема) и «setRetries()» (для указания времени ожидания и

максимального количества попыток отправления данных). Эти функции должны быть вызваны на обеих сторонах: в передатчике и приемнике.

В соответствии с вышеизложенным была разработана программа для взаимодействия локальных узлов и ЦУ. При этом в ЦУ использован алгоритм обнаружения (1.14), синтезированный с учетом безошибочной передачи данных по каналу связи. На рисунках А.9-А.13 представлены фрагменты скетча программы функционирования для локальных узлов и ЦУ экспериментального макета.

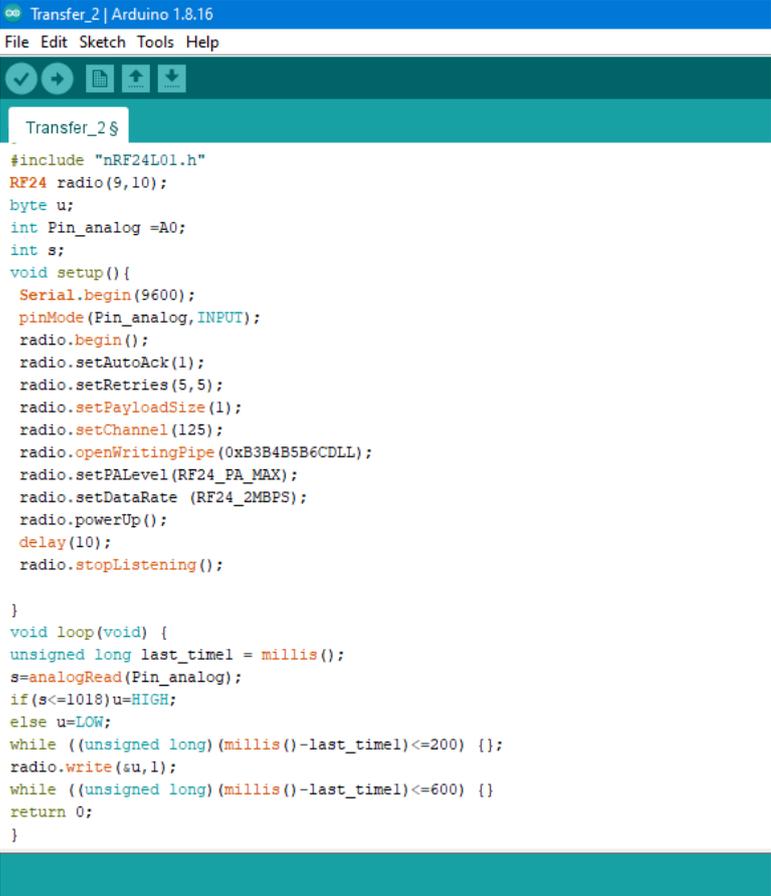


```

Tranfer_1 $
#include <SPI.h>
#include "RF24.h"
#include "nRF24L01.h"
RF24 radio(9,10);
byte u=0;
int Pin_analog =A0;
int s;
void setup(){
  Serial.begin(9600);
  pinMode(Pin_analog, INPUT);
  radio.begin();
  radio.setAutoAck(1);
  radio.setRetries(5,5);
  radio.setPayloadSize(1);
  radio.setChannel(125);
  radio.openWritingPipe(0xB3B4B5B6F1LL);
  radio.setPALevel(RF24_PA_MAX);
  radio.setDataRate (RF24_2MBPS);
  radio.powerUp();
  delay(10);
  radio.stopListening();
}
void loop(void) {
  unsigned long last_time1 = millis();
  s=analogRead(Pin_analog);
  if (s<=1018) u=HIGH;
  else u=LOW;
  radio.write(su,1);
  while ((unsigned long) (millis()-last_time1)<=600) {}
  return 0;
}

```

Рисунок А.9 Фрагмент скетча программы для 1-го локального узла



```

Transfer_2 | Arduino 1.8.16
File Edit Sketch Tools Help

Transfer_2 $
#include "nRF24L01.h"
RF24 radio(9,10);
byte u;
int Pin_analog =A0;
int s;
void setup(){
  Serial.begin(9600);
  pinMode(Pin_analog, INPUT);
  radio.begin();
  radio.setAutoAck(1);
  radio.setRetries(5,5);
  radio.setPayloadSize(1);
  radio.setChannel(125);
  radio.openWritingPipe(0xB3B4B5B6CDLL);
  radio.setPALevel(RF24_PA_MAX);
  radio.setDataRate (RF24_2MBPS);
  radio.powerUp();
  delay(10);
  radio.stopListening();
}
void loop(void) {
  unsigned long last_time1 = millis();
  s=analogRead(Pin_analog);
  if (s<=1018)u=HIGH;
  else u=LOW;
  while ((unsigned long) (millis()-last_time1)<=200) {};
  radio.write({s,u},1);
  while ((unsigned long) (millis()-last_time1)<=600) {}
  return 0;
}

```

Рисунок А.10 Фрагмент скетча программы для 2-го локального узла



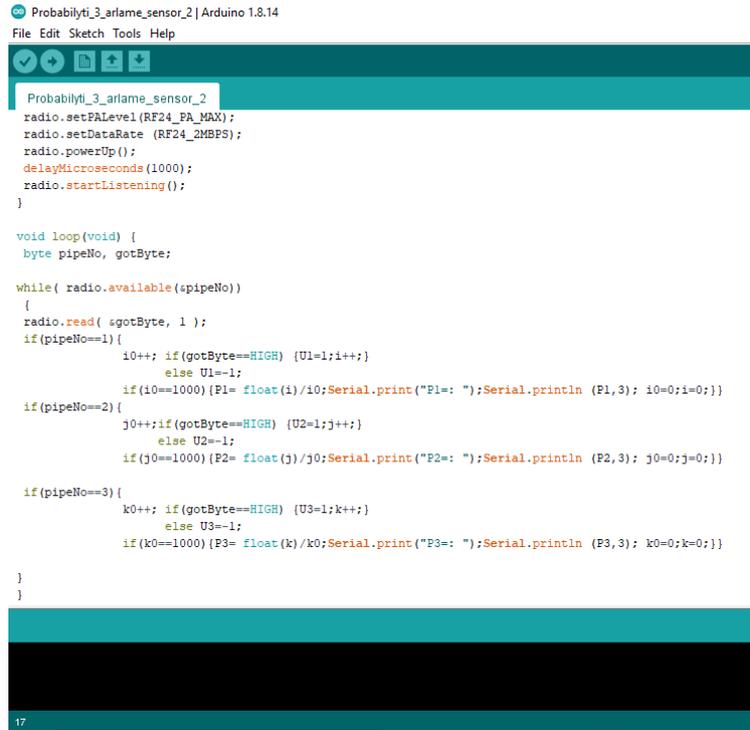
```

Transfer_3 | Arduino 1.8.16
File Edit Sketch Tools Help

Transfer_3 $
#include <SPI.h>
#include "RF24.h"
#include "nRF24L01.h"
RF24 radio(9,10);
byte u;
int Pin_analog =A0;
int s;
void setup(){
  Serial.begin(9600);
  pinMode(Pin_analog, INPUT);
  radio.begin();
  radio.setAutoAck(1);
  radio.setRetries(5,5);
  radio.setPayloadSize(1);
  radio.setChannel(125);
  radio.openWritingPipe(0xB3B4B5B6A3LL);
  radio.setPALevel(RF24_PA_MAX);
  radio.setDataRate (RF24_2MBPS);
  radio.powerUp();
  delay(10);
  radio.stopListening();
}
void loop(void) {
  unsigned long last_time1 = millis();
  s=analogRead(Pin_analog);
  if (s<=1020)u=HIGH;
  else u=LOW;
  while ((unsigned long) (millis()-last_time1)<=400) {}
  radio.write({s,u},1);
  while ((unsigned long) (millis()-last_time1)<=600) {}
}

```

Рисунок А.11 Фрагмент скетча программы для 3-го локального узла



```

Arduino 1.8.14
File Edit Sketch Tools Help

Probabilty_3_arlame_sensor_2
radio.setPALevel(RF24_PA_MAX);
radio.setDataRate(RF24_2MSPS);
radio.powerUp();
delayMicroseconds(1000);
radio.startListening();
}

void loop(void) {
  byte pipeNo, gotByte;

  while( radio.available(&pipeNo))
  {
    radio.read( &gotByte, 1 );
    if(pipeNo==1){
      i0++; if(gotByte==HIGH) {U1=1;i0++;}
      else U1=-1;
      if(i0==1000){P1= float(i0)/10;Serial.print("P1= ");Serial.println (P1,3); i0=0;i=0;}
    }
    if(pipeNo==2){
      j0++;if(gotByte==HIGH) {U2=1;j0++;}
      else U2=-1;
      if(j0==1000){P2= float(j0)/10;Serial.print("P2= ");Serial.println (P2,3); j0=0;j=0;}
    }
    if(pipeNo==3){
      k0++; if(gotByte==HIGH) {U3=1;k0++;}
      else U3=-1;
      if(k0==1000){P3= float(k0)/10;Serial.print("P3= ");Serial.println (P3,3); k0=0;k=0;}
    }
  }
}
17

```

Рисунок А.12 Фрагмент скетча программы для измерения характеристик эффективности локальных сенсоров



```

Arduino 1.8.14
File Edit Sketch Tools Help

fusion_center_2
}

void loop(void) {
  byte pipeNo, gotByte;
  a1=0.056; a2=0.063; a3=0.056;
  b1=0.081; b2=0.135; b3=0.041;
  while( radio.available(&pipeNo))
  {
    radio.read( &gotByte, 1 );
    if(pipeNo==1){
      i++; if(gotByte==HIGH) U1=1;
      else U1=-1;
    }
    if(pipeNo==2){
      k++;if(gotByte==HIGH) U2=1;
      else U2=-1;}
    if(pipeNo==3){
      m++; if(gotByte==HIGH) U3=1;
      else U3=-1;}

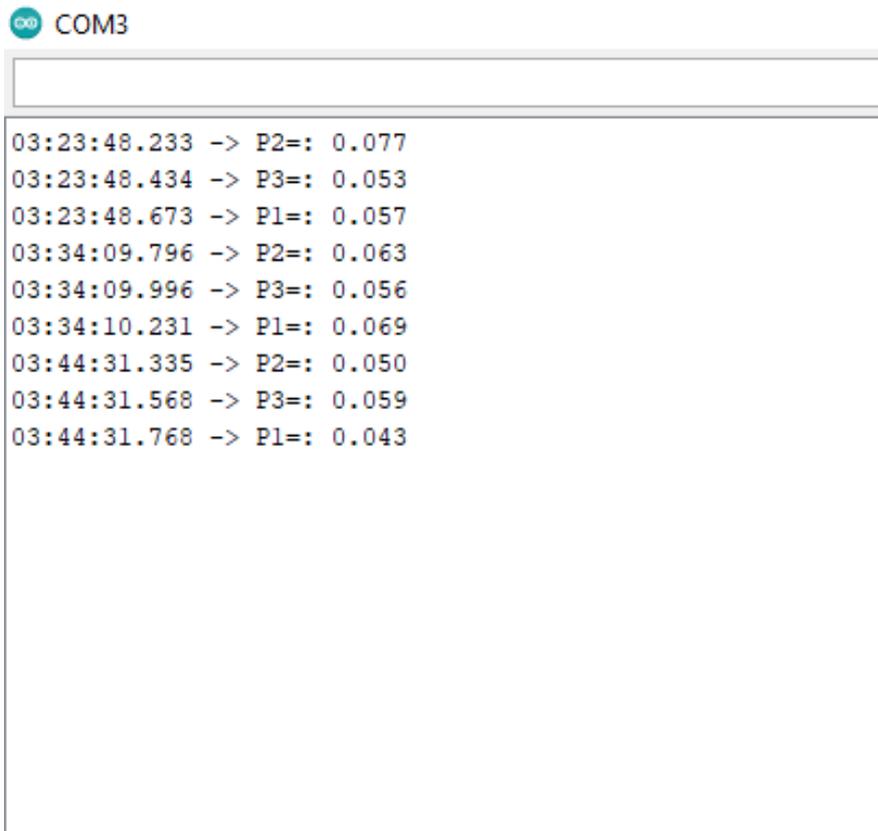
    if ((i==1) && (k==1) && (m==1))
    { M = log((1-b1)/a1) * (U1+1)/2+log(b1/(1-a1)) * (1-U1)/2+
      log((1-b2)/a2) * (U2+1)/2+log(b2/(1-a2)) * (1-U2)/2+
      log((1-b3)/a3) * (U3+1)/2+log(b3/(1-a3)) * (1-U3)/2;
      j++;
      if(M>=0) n++;
      i=0;k=0;m=0;}
    if(i>1)i=1;
    if(k>1)k=1;
    if(m>1)m=1;
  }
}

```

Рисунок А.13 Фрагмент скетча программы для измерения характеристик эффективности обнаружения комплексным алгоритмом в ЦУ

Приложение Б Результаты эксперимента

В соответствии с рассмотренной выше методикой измерений в случае отсутствия цели было проведено измерение вероятности ложной тревоги для каждого локального сенсора. При этом в каждом измерении количество отчетов (повторений) было выбрано равным $n=1000$. На рисунке Б.1 показаны полученные значения вероятностей ложной тревоги для локальных сенсоров (каждое измерение выполнялось по 3 раза).



```
COM3
03:23:48.233 -> P2=: 0.077
03:23:48.434 -> P3=: 0.053
03:23:48.673 -> P1=: 0.057
03:34:09.796 -> P2=: 0.063
03:34:09.996 -> P3=: 0.056
03:34:10.231 -> P1=: 0.069
03:44:31.335 -> P2=: 0.050
03:44:31.568 -> P3=: 0.059
03:44:31.768 -> P1=: 0.043
```

Рисунок Б.1 Монитор порта скетча измерения вероятностей ложной тревоги локальных сенсоров

На данном рисунке вероятности ложной тревоги локальных сенсоров условно обозначены через P1, P2 и P3 для 1-го, 2-го и 3-го локальных сенсоров соответственно. Далее, на основании полученных результатов вычислялись средние значения вероятностей ложной тревоги локальных сенсоров (см. таблицу Б.1).

Таблица Б.1 – Средние значения вероятностей ложной тревоги локальных сенсоров

	Средние значения вероятности ложной тревоги $\langle \alpha_i \rangle$
1-й сенсор	$\alpha_1=0.056$
2-й сенсор	$\alpha_2=0.063$
3-й сенсор	$\alpha_3=0.056$

В случае наличия цели аналогично были получены значения вероятностей правильного обнаружения локальными сенсорами (см. рисунок Б.2).

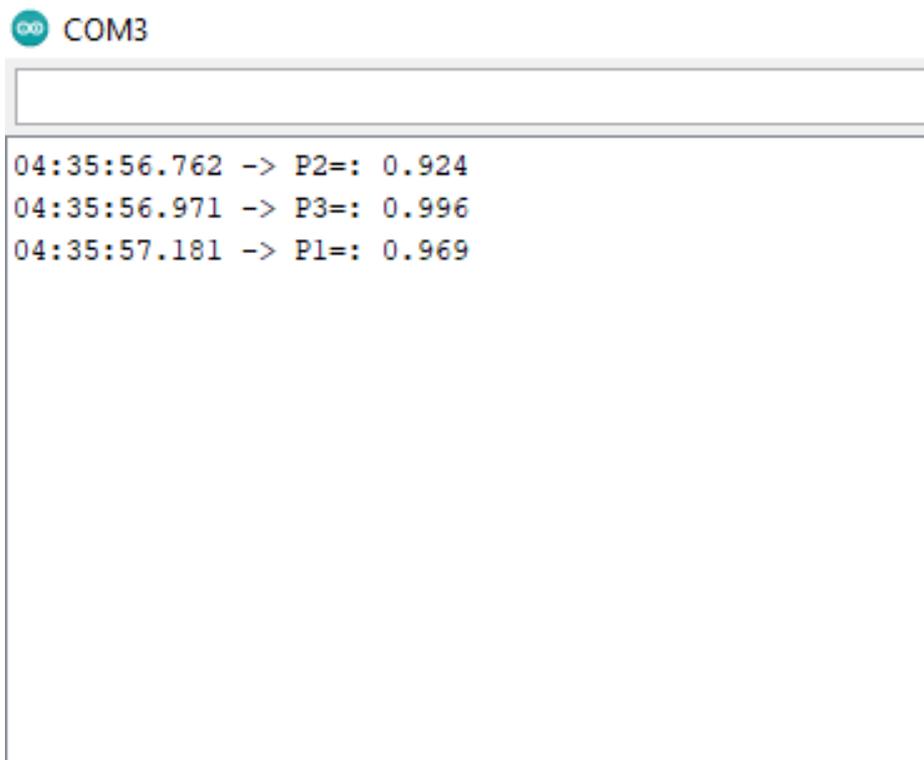


Рисунок Б.2 Монитор порта скетча измерения вероятностей правильного обнаружения локальными сенсорами

На рисунке Б.2 значения вероятностей правильного обнаружения также обозначены через P1, P2 и P3 для 1-го, 2-го и 3-го локальных сенсоров соответственно. Из полученных вероятностей правильного обнаружения находились средние вероятности пропуска цели (см. таблицу Б.2).

Таблица Б.2 – Средние значения вероятностей пропуска цели локальных сенсоров

	Средние значения вероятности пропуска цели локальных сенсоров $\langle \beta_i \rangle$
1-й сенсор	$\beta_1=0.031$
2-й сенсор	$\beta_2=0.076$
3-й сенсор	$\beta_3=0.004$

Из анализа таблиц Б.1 и Б.2 следует, что для выбранных значений порога обнаружения в локальных сенсорах (см. приложение В) вероятности ложной тревоги этих сенсоров мало отличаются друг от друга. При наличии цели среди локальных сенсоров 3-й сенсор имеет наименьшее значение вероятности пропуска цели, так как расстояние от него до цели минимально (см. рисунок А.1). Аналогично, вероятность пропуска цели для 2-го сенсора больше, чем вероятность пропуска цели для первого сенсора, который расположен ближе к цели, чем второй.

Используя полученные характеристики эффективности локальных сенсоров для синтезированного алгоритма обнаружения в ЦУ, в результате эксперимента на рисунке Б.3 приведены характеристики эффективности обнаружения всей системой, где показаны значения вероятности ложной тревоги (рисунок Б.3 а) и значения вероятности правильного обнаружения (рисунок Б.3 б) всей системой. При каждом измерении количество отчетов было выбрано $n=1000$.

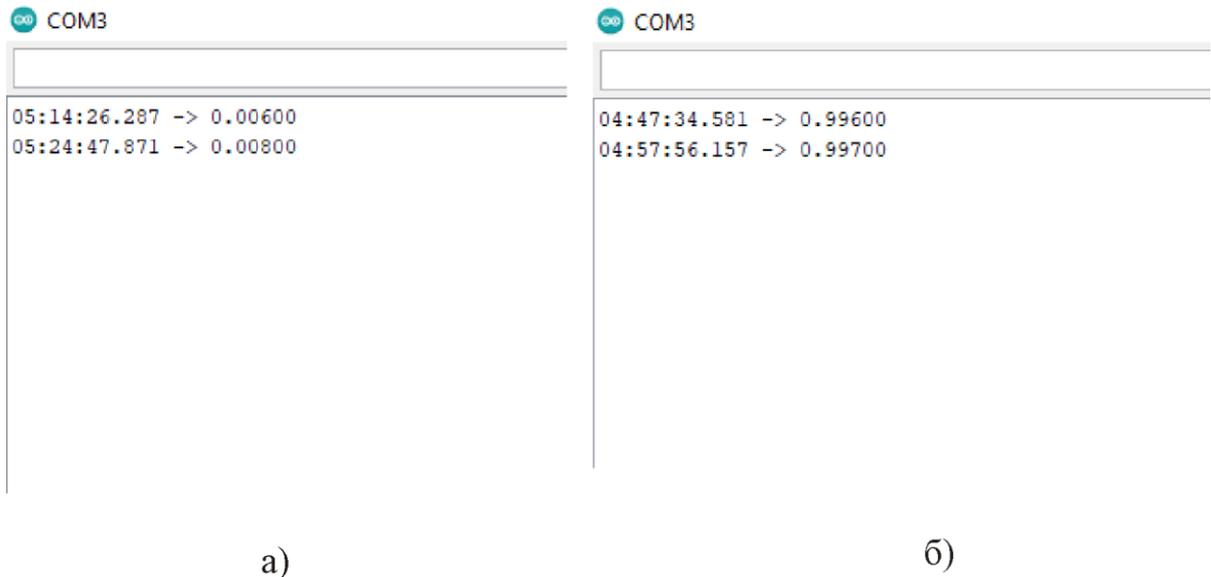


Рисунок Б.3 Монитор порта скетча измерения характеристик эффективности всей системы: а) – вероятность ложной тревоги всей системы; б) – вероятность правильного обнаружения цели для всей системы

Из полученных характеристик эффективности обнаружения всей системой можно вычислить среднюю вероятность полной ошибки всей системы. Полученные результаты эффективности обнаружения всей системой были сопоставлены с теоретически рассчитанными и приведены в таблице Б.3.

Таблица Б.3 – Характеристики эффективности обнаружения всей системой

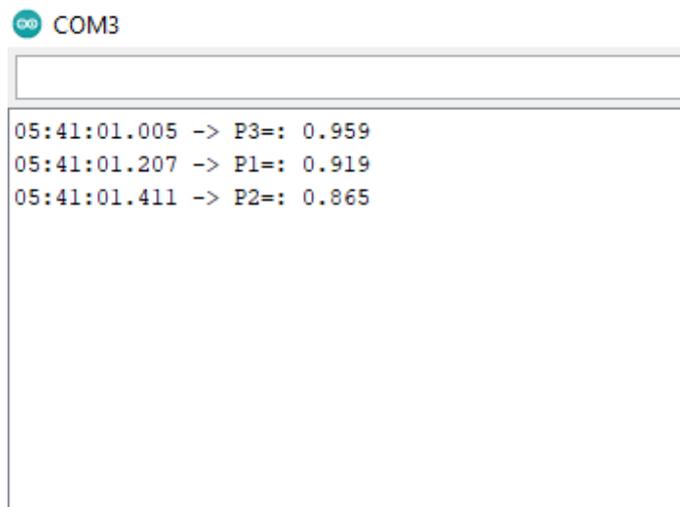
	Вероятность ложной тревоги всей системы A_{Σ}	Вероятность пропуска цели всей системы B_{Σ}	Вероятность полной ошибки всей системы $Pe_{\Sigma \min}$
Эксперимент	$7 \cdot 10^{-3}$	$3.5 \cdot 10^{-3}$	$5.25 \cdot 10^{-3}$
Расчет	$9.797 \cdot 10^{-3}$	$2.765 \cdot 10^{-3}$	$6.281 \cdot 10^{-3}$

Анализ результатов, приведенных в таблице Б.3, свидетельствует о том, что экспериментальные результаты достаточно хорошо совпадают с теоретическими

значениями. Такую согласованность между ними можно считать вполне удовлетворительной.

Далее, был выполнен анализ эффективности обнаружения синтезированным алгоритмом в ЦУ при изменении излучаемой энергии от цели в локальных сенсорах. Напомним, что наблюдаемой целью являлась лампочка накаливания, энергия излучения от которой пропорциональна подаваемому напряжению, регулируемому переменным резистором. В этом втором исследовании было проведено измерение характеристик эффективности системы при понижении напряжения на лампочке относительно предыдущего случая. Остальные условия эксперимента оставались прежними.

Результаты измерения представлены на рисунках Б.4 и Б.5. На рисунке Б.4 показаны средние значения вероятностей правильного обнаружения для локальных сенсоров. Эти вероятности обозначены через P1, P2 и P3 для 1-го, 2-го и 3-го локальных сенсоров соответственно. А на рисунке Б.5 приведены характеристики эффективности обнаружения всей системой, включая вероятность ложной тревоги (рисунок Б.5 а) и вероятность правильного обнаружения всей системой (рисунок Б.5 б)



```
COM3
05:41:01.005 -> P3=: 0.959
05:41:01.207 -> P1=: 0.919
05:41:01.411 -> P2=: 0.865
```

Рисунок Б.4 Монитор порта скетча измерения вероятностей правильного обнаружения локальными сенсорами с учетом уменьшения излучаемой энергии от цели

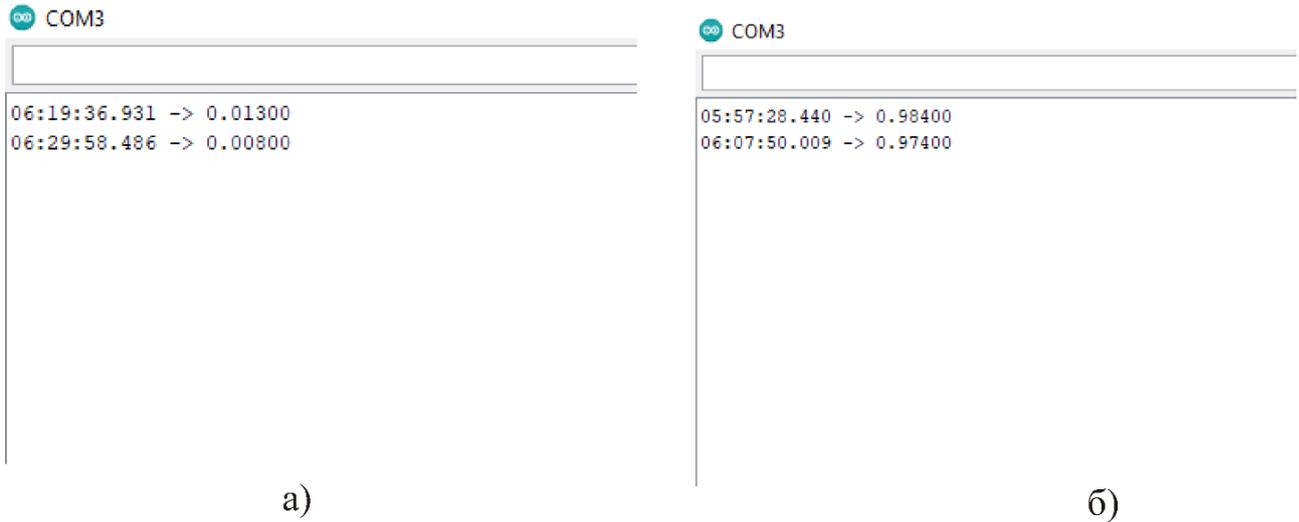


Рисунок Б.5 Монитор порта скетча измерения характеристик эффективности обнаружения всей системой с учетом уменьшения излучаемой энергии от цели:
 а) – вероятность ложной тревоги всей системы; б) – вероятность правильного обнаружения цели всей системы

На основе полученных результатов исследования были составлены следующие таблицы:

Таблица Б.4 – Средние значения вероятностей пропуска цели локальных сенсоров с учетом уменьшения излучаемой энергии от цели

	Средние значения вероятности пропуска цели локальных сенсоров $\langle \beta_i \rangle$
1-й сенсор	$\beta_1=0.081$
2-й сенсор	$\beta_2=0.135$
3-й сенсор	$\beta_3=0.041$

Таблица Б.5 – Характеристики эффективности обнаружения всей системой с учетом уменьшения излучаемой энергии от цели

	Вероятность ложной тревоги всей системы A_{Σ}	Вероятность пропуска цели всей системы B_{Σ}	Вероятность полной ошибки всей системы $Pe_{\Sigma \min}$
Эксперимент	0.011	0.021	0.016
Расчет	$9.797 \cdot 10^{-3}$	0.018	0.014

Анализ таблиц Б.4 и Б.5 свидетельствует о том, что уменьшение излучаемой энергии от цели приводит к ухудшению эффективности обнаружения локальными сенсорами, т.к. при этом увеличивается вероятность полной ошибки всей системы (в данном случае приблизительно в два раза). Тем не менее, использование синтезированного алгоритма обнаружения все равно обеспечивает повышение эффективности обнаружения цели по сравнению с эффективностью отдельных локальных сенсоров.

Следует также отметить достаточно хорошее соответствие между теоретическими и экспериментальными результатами, полученными с использованием макета, что также подтверждает достоверность полученных основных результатов диссертационной работы и работоспособность синтезируемых алгоритмов распределенного обнаружения в БСС.

Приложение В. Листинг программы для контроля состояния каналов связи

```
#include <SPI.h>
#include "nRF24L01.h"
#include "RF24.h"
#include "printf.h"
RF24 radio(9,10);
const uint8_t num_channels = 126;
uint8_t values[num_channels];
void setup(void)
{
  Serial.begin(115200);
  printf_begin();
  Serial.println(F("\n\rRF24/examples/scanner/"));
  radio.begin();
  radio.setAutoAck(false);
  radio.startListening();
  radio.stopListening();
  radio.printDetails();
  int i = 0;
  while (i < num_channels)
  {
    printf("%0x",i>>4);
    ++i;
  }
  Serial.println();
  i = 0;
  while (i < num_channels)
  {
    printf("%0x",i&0xf);
```

```
++i;}
Serial.println();
}
const int num_reps = 100;
void loop(void)
{
memset(values,0,sizeof(values));
int rep_counter = num_reps;
while (rep_counter--)
{
int i = num_channels;
while (i--)
{
radio.setChannel(i);
radio.startListening();
delayMicroseconds(128);
radio.stopListening();
if ( radio.testCarrier() ){
++values[i];}} }
int i = 0;
while ( i < num_channels )
{
printf("%x",min(0xf,values[i]));
++i;}
Serial.println();}
```

Приложение Г. Листинг программы для алгоритма функционирования в сенсорных узлах

Скетч программы для 1-го локального узла

```
#include <SPI.h>
#include "RF24.h"
#include "nRF24L01.h"
RF24 radio(9,10);
byte u=0;
int Pin_analog =A0;
int s;
void setup(){
  Serial.begin(9600);
  pinMode(Pin_analog,INPUT);
  radio.begin();
  radio.setAutoAck(1);
  radio.setRetries(5,5);
  radio.setPayloadSize(1);
  radio.setChannel(125);
  radio.openWritingPipe(0xB3B4B5B6F1LL);
  radio.setPALevel(RF24_PA_MAX);
  radio.setDataRate (RF24_2MBPS);
  radio.powerUp();
  delay(10);
  radio.stopListening();
}
void loop(void) {
  unsigned long last_time1 = millis();
  s=analogRead(Pin_analog);
```

```

if (s<=1018) u=HIGH;
else u=LOW;
radio.write(&u,1);
while ((unsigned long)(millis()-last_time1)<=600) {}
return 0;
}

```

Скетч программы для 2-го локального узла

```

#include <SPI.h>
#include "RF24.h"
#include "nRF24L01.h"
RF24 radio(9,10);
byte u;
int Pin_analog =A0;
int s;
void setup(){
Serial.begin(9600);
pinMode(Pin_analog, INPUT);
radio.begin();
radio.setAutoAck(1);
radio.setRetries(5,5);
radio.setPayloadSize(1);
radio.setChannel(125);
radio.openWritingPipe(0xB3B4B5B6CDLL);
radio.setPALevel(RF24_PA_MAX);
radio.setDataRate (RF24_2MBPS);
radio.powerUp();
delay(10);
radio.stopListening();

```

```

}
void loop(void) {
  unsigned long last_time1 = millis();
  s=analogRead(Pin_analog);
  if(s<=1018) u=HIGH;
  else u=LOW;
  while ((unsigned long) (millis()-last_time1) <=200) {};
  radio.write(&u,1);
  while ((unsigned long) (millis()-last_time1) <=600) {}
  return 0;
}

```

Скетч программы для 3-го локального узла

```

#include <SPI.h>
#include "RF24.h"
#include "nRF24L01.h"
RF24 radio(9,10);
byte u;
int Pin_analog =A0;
int s;
void setup(){
  Serial.begin(9600);
  pinMode(Pin_analog,INPUT);
  radio.begin();
  radio.setAutoAck(1);
  radio.setRetries(5,5);
  radio.setPayloadSize(1);
  radio.setChannel(125);
  radio.openWritingPipe(0xB3B4B5B6A3LL);
  radio.setPALevel(RF24_PA_MAX);

```

```
radio.setDataRate (RF24_2MBPS);
radio.powerUp();
delay(10);
radio.stopListening();
}
void loop(void) {
unsigned long last_time1 = millis();
s=analogRead(Pin_analog);
if(s<=1020) u=HIGH;
else u=LOW;
while ((unsigned long) (millis()-last_time1) <=400) {}
radio.write(&u,1);
while ((unsigned long) (millis()-last_time1) <=600) {}
return 0;
}
```

Приложение Д. Листинг программы для измерения характеристик эффективности локальных сенсоров и комплексного алгоритма обнаружения центральным узлом

Скетч программы для измерения характеристик эффективности в локальных сенсорах

```
#include <SPI.h>
#include "nRF24L01.h"
#include "RF24.h"
#include "math.h"
RF24 radio (9,10);
int U1, U2, U3;
long int i=0, j=0, k=0, i0=0, j0=0, k0=0;
float P1, P2, P3;
void setup () {
  Serial.begin(9600);
  radio.begin();
  radio.setAutoAck(1);
  radio.setRetries(5,5);
  radio.setPayloadSize(1);
  radio.setChannel(125);
  radio.openReadingPipe(1,0xB3B4B5B6F1LL);
  radio.openReadingPipe(2,0xB3B4B5B6CDLL);
  radio.openReadingPipe(3,0xB3B4B5B6A3LL);
  radio.setPALevel(RF24_PA_MAX);
  radio.setDataRate (RF24_2MBPS);
  radio.powerUp();
  delayMicroseconds(1000);
```

```
radio.startListening();
}
void loop(void) {
byte pipeNo, gotByte;
while(radio.available(&pipeNo))
{
radio.read( &gotByte, 1 );
if(pipeNo==1) {
i0++; if(gotByte==HIGH) {U1=1; i++;}
else U1=-1;
if(i0==1000) {
P1= float(i)/i0; Serial.print("P1=: ");
Serial.println (P1,3); i0=0; i=0;}}
if(pipeNo==2) {
j0++; if(gotByte==HIGH) {U2=1; j++;}
else U2=-1;
if(j0==1000) {
P2= float(j)/j0; Serial.print("P2=: ");
Serial.println (P2,3); j0=0; j=0;}}
if(pipeNo==3) {
k0++; if(gotByte==HIGH) {U3=1; k++;}
else U3=-1;
if(k0==1000) {
P3= float(k)/k0; Serial.print("P3=: ");
Serial.println (P3,3); k0=0; k=0;}}
}}
```

Скетч программы для измерения характеристик эффективности всей системы

```
#include <SPI.h>
#include "nRF24L01.h"
#include "RF24.h"
#include "math.h"
RF24 radio (9,10);
int U1, U2, U3;
long int j=0, n=0;
int i=0, k=0, m=0;
float a1, a2, a3, b1, b2, b3;
float M, P;
void setup () {
  Serial.begin(9600);
  radio.begin();
  radio.setAutoAck(1);
  radio.setRetries(5,5);
  radio.setPayloadSize(1);
  radio.setChannel(125);
  radio.openReadingPipe(1,0xB3B4B5B6F1LL);
  radio.openReadingPipe(2,0xB3B4B5B6CDLL);
  radio.openReadingPipe(3,0xB3B4B5B6A3LL);
  radio.setPALevel(RF24_PA_MAX);
  radio.setDataRate (RF24_2MBPS);
  radio.powerUp();
  delayMicroseconds(1000);
  radio.startListening();
}
void loop(void) {
```

```

byte pipeNo, gotByte;
a1=0.056; a2=0.063; a3=0.056;
b1=0.081; b2=0.135; b3=0.041;
while(radio.available(&pipeNo))
{
radio.read( &gotByte, 1 );
if(pipeNo==1) {
i++; if(gotByte==HIGH) U1=1;
else U1=-1;}
if(pipeNo==2) {
k++; if(gotByte==HIGH) U2=1;
else U2=-1;}
if(pipeNo==3) {
m++; if(gotByte==HIGH) U3=1;
else U3=-1;}
if ((i==1) && (k==1) && (m==1))
{M = log((1-b1)/a1)*(U1+1)/2+log(b1/(1-a1))*(1-U1)/2+
log((1-b2)/a2)*(U2+1)/2+log(b2/(1-a2))*(1-U2)/2+
log((1-b3)/a3)*(U3+1)/2+log(b3/(1-a3))*(1-U3)/2;
j++;
if(M>=0) n++;
i=0; k=0; m=0;}
if(i>1) i=1;
if(k>1) k=1;
if(m>1) m=1;
if (j==1000)
{P=float(n)/j;
Serial.println(P,5);
j=0; n=0;}}
}

```